

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ELÉTRICA/ELETRÔNICA

REMOÇÃO DO JITTER,
INTRODUZIDO PELO RECHEIO,
EM SISTEMAS MCP DE 2a. ORDEM

Autor : LUIZ AUGUSTO CASTRILLON DE AQUINO
Orientador : HELIO WALDMAN

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
de Campinas - UNICAMP - para obtenção do
título de MESTRE EM CIÊNCIAS.

FEVEREIRO 1977

Aq56r

1466/BC

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

Sou grato à

ELIANE e FABRIZIA, grandes vítimas destes apontamentos;

Prof. HELIO WALDMAN, meu orientador, pela atenção e boa vontade devotadas durante a realização desse trabalho;

Prof. CELSO P. BOTTURA e MARCIO L.A. NETTO, com quem iniciei meus trabalhos acadêmicos;

Engºs WAGNER C. DO AMARAL e ANTONIO JOSE QUITÉRIO, pelas valiosas colaborações;

Sra. BRÍGIDA FANTIN CALABRISE e Srta. MARIA ANGELA SI
GRIST, pelos serviços de datilografia e desenho.

SUMÁRIO

Um sistema de MCP de 2^a ordem, consiste na multiplexação de 4 sistemas MCP de 1^a ordem, como esses 4 sistemas são assíncronos, plesiocronos é necessário colocá-los numa frequência comum.

Uma técnica utilizada para esse fim é a chamada técnica - de justificação, ou recheio (stuffing) que consiste em adicionar ou retirar pulsos, no trem de pulsos de cada sistema de 1^a ordem.

Esse processo gera um jitter característico, denominado, jitter de tempo de espera, que ocorre pelo fato da adição, ou retirada, de pulsos não acontecerem nos momentos necessários, porém nos momentos adequados. Esse tipo de jitter possui uma componente de baixa e outra de alta frequência. A componente de alta frequência pode ser perfeitamente filtrada por um oscilador de fase controlada, conhecido na literatura como "PHASE LOCKED LOOP" do qual denominaremos a partir de então como P.L.L. Esse P.L.L., irá atuar na demultiplexagem também para gerar um relógio de leitura de dados no demultiplex.

Esse trabalho consiste no projeto desse P.L.L., que deverá ser usado no sistema MCP de 120 canais ora em desenvolvimento no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UNICAMP.

INDICE

SUMÁRIO

INDICE

I - INTRODUÇÃO

II - SISTEMA MCP DE 8 Mbit/s

II.1 - Introdução

II.2 - Formato de Quadro do Sistema de 8 Mbit/s

II.3 - Sistema MCP de 8 Mbit/s

II.3.1 - Multiplexador

II.3.2 - Jitter de tempo de espera

II.4 - De Multiplexador

III - TEORIA DE P.L.L.

III.1 - Princípios de funcionamento

III.2 - Componentes da malha

III.3 - Equações Gerais

III.4 - Estabilidade

III.5 - Resposta Transitório

IV - PROJETO DO P.L.L.

IV.1 - Introdução

IV.2 - Análise de Jitter

IV.3 - Característica Numérica do Problema

IV.4 - Atenuação de Jitter

IV.5 - Escolha do Detetor de Fase

IV.6 - Projeto do OCV

IV.7 - Projeto do Filtro

IV.8 - Variação das Regiões de Retenção e Captura com Divisões de frequências

V - Conclusões

Referencias

CAPÍTULO - 1

INTRODUÇÃO

Um Sistema de modulação por código pulsado (MCP), é um sistema que faz a multiplexagem dos sinais no domínio do tempo, em muitas circunstâncias são transmitidas com vantagens sobre os sistemas que se utilizam da multiplexagem no domínio de frequência.

Com o advento da enorme demanda de canais telefônicos, foi se tornando cada vez mais necessário um aumento na ordem dos sistemas MCP. Tornou-se então necessário a multiplexagem de 4 sistemas MCP de 1ª ordem (32 canais) surgindo então um sistema de 2ª ordem.

A multiplexagem de 4 sistemas de 1ª ordem vários problemas surgem, um deles é que esses 4 sistemas não estão sincronizados dos um a um, então é necessário primeiro trazê-los a uma frequência comum para então multiplexá-los. Para trazê-los a uma frequência comum uma técnica conhecida como recheio ou justificação (stuffing) é utilizado. Essa técnica consiste na adição ou retirada de pulsos, em determinados momentos, - no trem de pulsos de cada 1 dos 4 sistemas de 1ª ordem. A aplicação dessa técnica tem como consequência o aparecimento de um jitter, denominado jitter de tempo de espera, que ocorre pelo fato da inserção ou retirada dos pulsos mencionados não ocorrerem nos momentos necessários, mas nos momentos adequados. Esse jitter contém componentes de baixa e de alta frequência os componentes de alta frequência devem ser filtrados; uma maneira de se fazer essa filtragem é a utilização de um oscilador de fase controlada, também conhecido como "PHASE-LOCKED LOOP" ou simplesmente P.L.L.

Esse P.L.L. deve além de filtrar os componentes de alta frequência do jitter, gerar um relógio uniforme que irá ler os dados no demultiplexador. Nesse trabalho apresenta-se uma sistemática de Projeto para a construção de um P.L.L. para as finalidades citadas.

Dividimos esse trabalho em 3 partes que são as seguintes:
No capítulo 2 dá-se uma ideia geral de como um sistema MCP de 2ª ordem opera, mostra-se o formato de quadro que deve

ser utilizado bem como calcula-se as frequências envolvidas no sistema.

No capítulo 3 dá-se uma teoria suscinta de P.L.L., mostra-se como se determina cada elemento da malha do P.L.L., bem como se determina as equações que regem todo o comportamento desse elemento.

No capítulo 4, estuda-se o jitter de tempo de espera, dá-se todas as especificações que o P.L.L. deve ter e mostra-se - como projetar um P.L.L. que satisfaça a determinadas especificações.

II.1- INTRODUÇÃO

Um sistema de modulação por código pulsado (MCP), é um sistema que faz a multiplexagem, dos sinais no domínio do tempo, e tem por finalidade transformar sinais analógicos em sinais digitais, quantizados e codificados. Em muitas circunstâncias, esses sinais são transmitidos com vantagem sobre os sistemas convencionais de multiplexagem no domínio da frequência. Podemos classificar os sistemas MCP em graus hierárquicos da seguinte forma:

Um sistema que multiplexa 30 canais de voz + 2 canais para sincronismo e sinalização, é considerado um sistema de primeira ordem; a multiplexação de 4 sistemas MCP de 1ª ordem da origem a um sistema de 2ª ordem, 4 sistemas MCP de 2ª ordem, quando multiplexados, nos levam a um sistema de 3ª ordem, e assim por diante conforme mostra a fig. II.1.

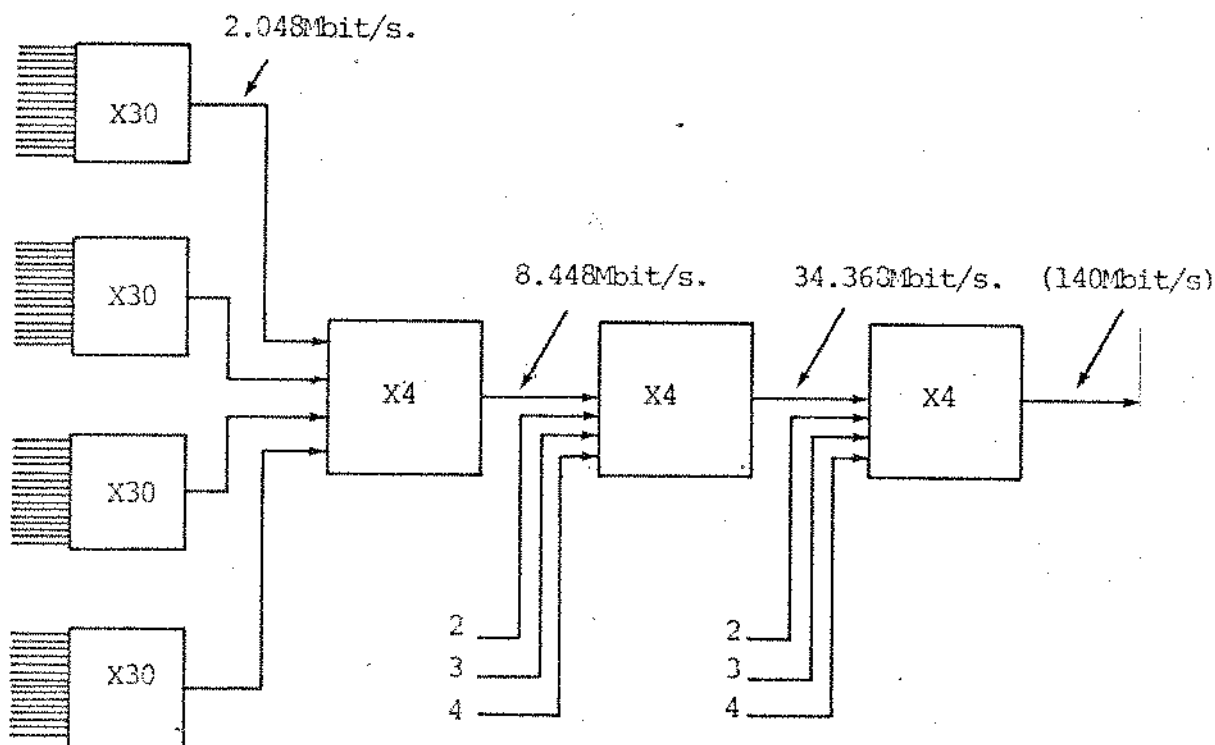


Fig. II. 1

Quando se trata da multiplexagem de 4 sistemas assíncronos (plesiócronicos) de 1ª ordem deve-se atentar para o fato de que eles não estão numa frequência comum, pois cada sistema pode ter uma variação de frequência dentro de um limite especificado de 50 partes por milhão (50 ppm) que é equivalente a 100 Hz aproximadamente; isto ocorre também pelo fato que os relógios envolvidos nos 4 sistemas não estão sincronizados um a um.

Na impossibilidade de multiplexagem direta dos 4 sistemas devido ao problema citado, torna-se necessária a existência de um estágio intermediário entre o recebimento dos sistemas e as suas multiplexagens. Nesse estágio os sistemas MCP de 1ª ordem são trazidos a uma frequência comum mediante uma técnica conhecida como justificação (stuffing), técnica essa que será explicada mais detalhadamente nas partes sub-sequentes deste capítulo.

A fig. II.2 mostra as frequências dos sistemas de 1ª ordem e do sistema de 2ª ordem

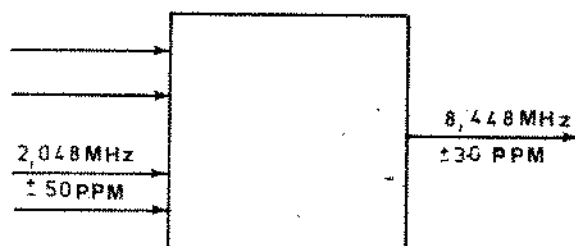


Fig. II. 2 .

Frequência de linha (F) = 8.448 MHz

Frequência de canal tri

butário (f) = 2.048 MHz

Nº de canais tributários = 4

Razão de informação (I) $2,048 \times 4 = 8.192 \text{ Mb/s}$

Razão entre dígitos fi-

xos de controle e dígi-

tos de informação = $\frac{1}{n} = \frac{8.448 - 8192}{8192} = 0,03125 \text{ ou } 1 \text{ em } 32$

II.2-FORMATO DE QUADRO DO SISTEMA DE 8 Mbit/seg.

Uma vez que as frequências citadas na fig. II.2 não são exatas e podem flutuar com o tempo e temperatura, um formato de quadro deve ser escolhido de modo que seja capaz de se ajustar a essas variações.

O ajuste para variações de frequência é realizado pelo processo conhecido como justificação, já mencionado anteriormente. A justificação pode ocorrer numa base regular supondo frequências de relógios absolutamente precisas, ou supondo frequências variáveis; o primeiro método é chamado "Justificação Fixa", enquanto que o segundo recebe o nome de "Justificação Variável".

Existem 3 tipos de justificações variáveis

- 1- Justificação positiva
- 2- justificação negativa
- 3- Justificação positiva-negativa

O sistema ora em desenvolvimento utiliza-se da justificação positiva que é o padronizado pela CCITT. Para que tenhamos esse tipo de formato de quadro basta que façamos a escolha do valor de "n" maior que 32. Se, por exemplo, fizermos $n = 33$ teremos:

$$\text{Taxa normalizada de canal } (f_n) = 2,048 \times \frac{34}{33} = 2,1100 \text{ MHz}$$

$$\text{Taxa normalizada de todos os canais} = F_n = 2,1100 \times 4 = 8,4400 \text{ MHz}$$

$$\text{Frequência de recheio nominal fixa } (F_s) = 8,448 - 8,440 = +8 \text{ KHz}$$

$$\text{ou } \frac{33}{34} \times 2 \text{ KHz por tributário}$$

A justificação é chamada positiva porque a frequência de recheio fixa obtida é positiva. Neste sistema, a justificação é realizada inserindo-se bits adicionais de controle na medida em que for necessário para inteirar a frequência do sinal multiplexado.

O formato de quadro para multiplexagem assíncrona do sistema MCP de 8 Mbit/s adotado como padrão pela CCITT é o descrito na fig. II.3.a

10F	H1	H2	200I	4DI	208I	4D2	208I	4Dz	208I
-----	----	----	------	-----	------	-----	------	-----	------

Fig. II 3.a.

Onde: 10 F - palavras de sincronismo de quadro

H₁, H₂ - Bits de serviço

D₁₋₃ - palavras de justificação

I - Bits de informação

Para esse formato de quadro teremos

Frequência de Linha (F) = 8,448 MHz ± 250 Hz (30 ppm)

Frequência de canal (f) = 2,048 MHz ± 100 Hz (50 ppm)

Razão entre dígitos de informação e dígitos de controle (n) =

$$= \frac{824}{24} = 34,333$$

$$\text{Taxa de canal normalizada (fn)} = 2,048 \times \frac{35,333}{34,333} = 2,1076 \text{ MHz}$$

$$\text{Taxa normalizada de todos Os canais (Fn)} = 2,1076 \times 4 = 8,43060 \text{ MHz}$$

$$\text{Frequência de recheio fixa (Fs)} = 8,448 - 8,43060 = 17,940 \text{ KHz}$$

(recheio positivo)

$$\text{Frequência de recheio fixa (fs)} \tilde{=} \text{taxa de canal} =$$

$$= \frac{17,398}{4} \times \frac{34,333}{35,333} = 4,226 \text{ KHz}$$

$$\text{Comprimento de quadro} = 4 \times 212 \text{ bits} = 848 \text{ bits}$$

$$\text{Taxa de quadro} = \frac{8,448}{848} = 9,962 \text{ KHz}$$

$$\text{Taxa de desvio total} = 4,226 \text{ KHz} \pm (\text{desvio em f} + \text{desvio normalizado em F/4})$$

$$= 4,226 \text{ KHz} \pm (100 + 250 \times 1/4 \times 34,333/35,333)$$

$$= 4,226 \text{ KHz} \pm (160,73) \text{ Hz}$$

Razão de justificação=

$$= \frac{4,38673}{9,962\text{KHz}} \quad : \quad \frac{4,226}{9,962\text{KHz}} \quad : \quad \frac{4,06527}{9,962\text{KHz}}$$

$$\begin{array}{ccc} (\text{max.}) & : & (\text{nom.}) & : & (\text{mín.}) \\ | & & | & & | \end{array}$$

$$= 0,440 \quad : \quad 0,424 \quad : \quad 0,408$$

Faixa de frequência de recheio p/oMux da CCITT (8Mbit/seg.)

$$\text{Taxa de canal normalizada (fn)} = 2,048 (\pm 100\text{Hz}) \times \frac{35,333}{34,333}$$

$$\text{Taxa de todos os canais normalizada (Fn)} = \text{fn} \times 4$$

$$\text{Frequência de recheio fixa (Fs)} = 8,448 \text{ MHz} (\pm 250 \text{ Hz}) - 4\text{fn}$$

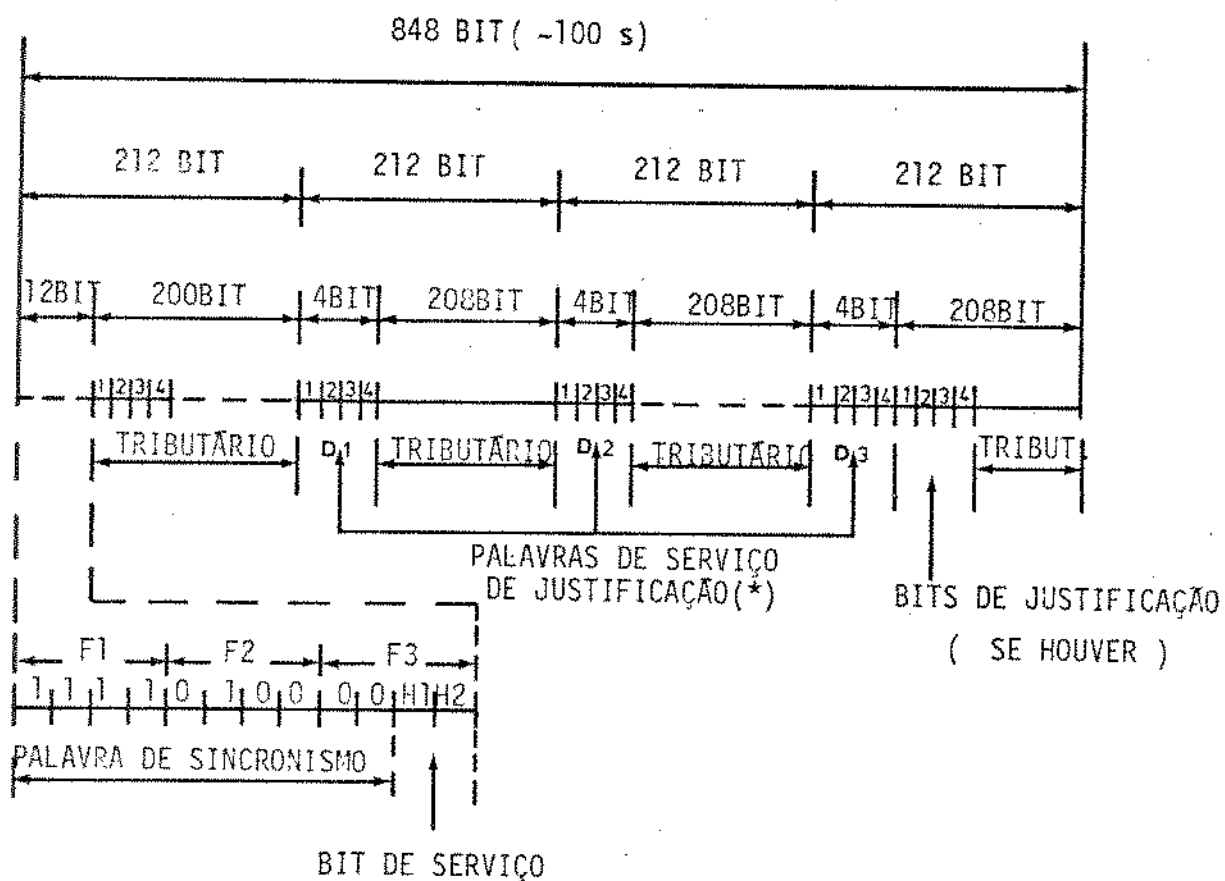
Frequência de recheio física de canal (Fs)

$$(\text{Fs}) \text{ max} = \frac{1}{4} \left[8448,250 - 4(2048000-100) \times \frac{35,333}{34,333} \right] = 4,514\text{KHz max}$$

$$(\text{Fs}) \text{ nom} = \frac{1}{4} \left[8448000 - 4(2048000) \times \frac{35,333}{34,333} \right] = 4,226 \text{ KHz nom}$$

$$(\text{Fs}) \text{ min} = \frac{1}{4} \left[8447750 - 4(2048+100) \times \frac{35,333}{34,333} \right] = 4,185 \text{ KHz}$$

A estrutura de quadro está mostrada na fig.II.3.b cada quadro é dividido em 4 sub quadros, cada uma consistindo de 212 janelas de tempo. Das 848 janelas de tempo de cada quadro, 24 são utilizadas para dígitos de controle e as demais para dígitos de informação. O entrelaçamento dos canais é feito bit



* AVISO DE JUSTIFICAÇÃO = 1....1....1

AVISO DE NÃO JUSTIFICAÇÃO = 0....0....0

Fig. II.3.b FORMATO DE QUADRO DO SISTEMA MCP DE 8 Mb/s
PADRONIZADO PELA CCITT.

por bit de cada canal. Os 10 primeiros bits do quadro formam a palavra de sincronismo de quadro. Os 2 bits seguintes são bits de serviço.

Os números 1, 2, 3, 4 indicam os quatro canais de MCP de 2,048 Mbits/seg. Os grupos de 4 bits D_1 , D_2 , D_3 formam as palavras de justificação. Se $D_1 = 1$, $D_2 = 1$, $D_3 = 1$ ocorre o recheio na posição indicada, sendo então inserido o nível lógico "1".

Se $D_1 = 0$, $D_2 = 0$, $D_3 = 0$ não ocorre recheio e os 4 bits da posição de recheio serão usados como bits de informação.

II.3- SISTEMA MCP DE 8 Mbits/seg.

Podemos dividir o sistema MCP de 8 Mbits/seg. em duas grandes partes, a saber:

i - Multiplexador

ii- Demultiplexador

que serão estudadas detalhadamente em outros trabalhos; pretende-se aqui dar apenas uma idéia suscinta de como operam essas 2 partes, deixando bem claro o ponto onde esse trabalho se torna extremamente necessário.

II.3.1- MULTIPLEXADOR

Por multiplexador se entende a parte de transmissão do sistema MCP de 8 Mb/seg que recebe os quatro canais MCP de 2Mb/seg. e faz a multiplexagem bit a bit de cada canal.

A fig. II.4 mostra o diagrama em blocos do multiplexador.

Um canal MCP de 2Mb/s no formato de pulsos HDB 3 chega a interface de linha receptora, que regenera o relógio e transforma o sinal HDB 3 em um trem de pulsos binário.

- BLOCO DE RECHEIO

Existe para cada canal um bloco de recheio cuja função é receber o trem de pulsos binários, adicionar o pulso de recheio e entregar ao circuito montador de canal; o trem de pulsos binários recheado e o código de dados que irá indi-

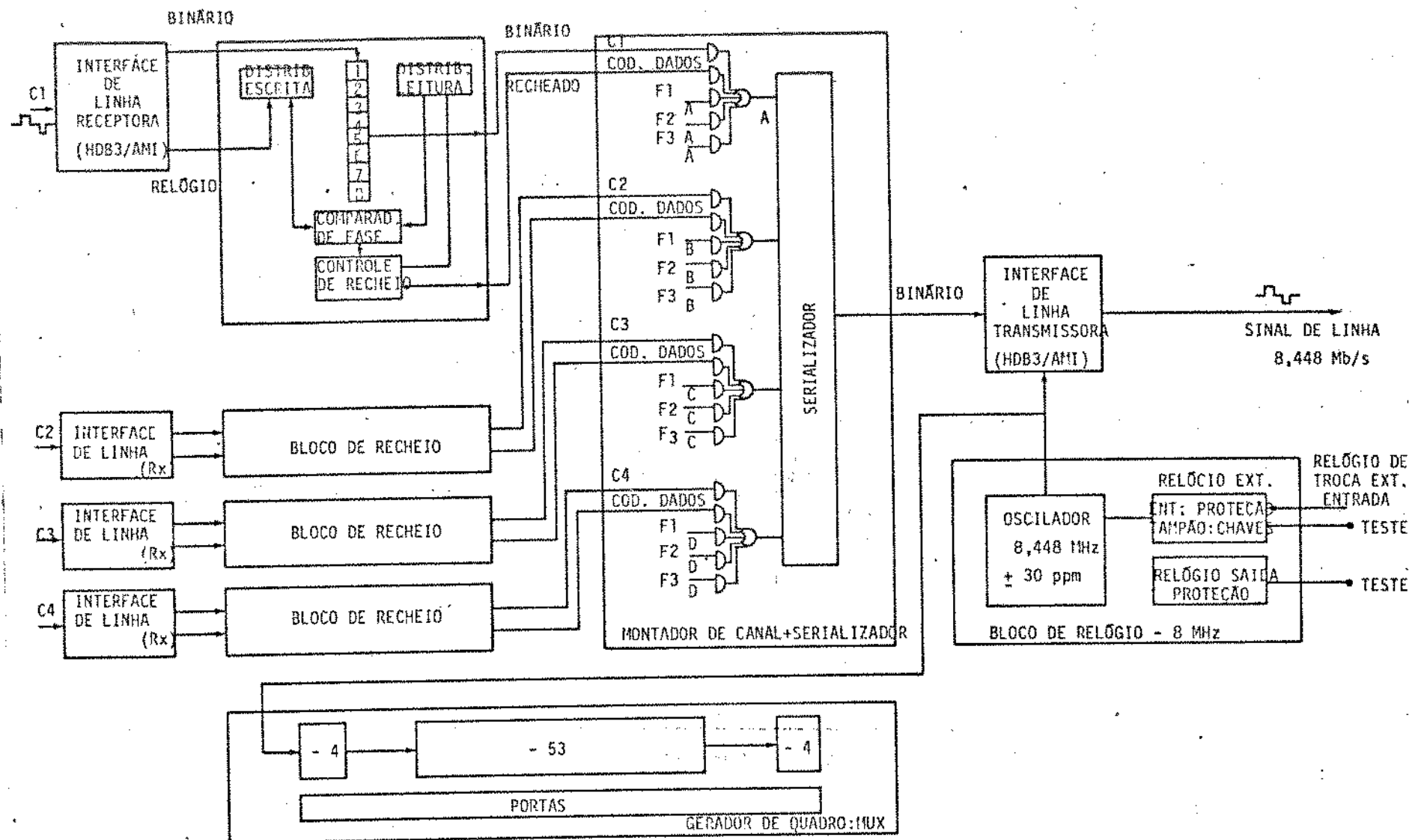


Fig. II.4 - Diagrama de Blocos do Multiplexador

car se houve e onde houve o pulso de recheio introduzido no canal. A tecnica chamada aqui de "recheio" é usada com a finalidade de trazer a uma frequência comum canais assíncronos (plesiócronicos). Já vimos anteriormente os 3 tipos de recheio e utilizaremos aqui o chamado recheio positivo que é o adotado pela CCITT.

A fig (II.5) mostra o mecanismo de recheio do sistema MCP de 8 Mbits/seg. os dados são introduzidos em um armazenador sob a influência do relógio de escrita (RE) que está na frequência de linha. O relógio de leitura do multiplex (R L), ($2,048 \pm 50$ ppm) que é identico para cada canal, é feito propositalmente mais rapido, que o relógio de escrita, (um quarto de $8,448 \text{ Mbitz} \pm 30$ ppm) se usássemos esse processo sem interrupção, o relógio de leitura se sobreporia ao relógio de escrita na tentativa de ler a informação antes que ela seja escrita; para que isso não ocorra torna-se então necessário, que paralizemos em determinados instantes o relógio de leitura; ao fazermos esse processo de realização, damos origem a um novo tipo de relógio, ao qual denominaremos relógio de leitura recheado (R L R); com a paralização momentanea do relógio de leitura (R L), o dado que vai para linha é o mesmo - que anteriormente havia sido mandado, ocorrendo pois uma inserção de um dado redundante, que é a finalidade da operação de recheio, esse dado será depois removido no demultiplexador.

Esse processo é feito para cada MCP de 30 canais separadamente, tornando-os síncronos, podendo então serem multiplexados. O comando de recheio é dado por um comparador de fase que compara as fases do relógio de escrita (R E) e do relógio de leitura recheado (R L R).

Quando o relógio de leitura recheado começa a se sobrepor ao relógio de escrita o comparador de fase emite um pulso que colocará em operação uma porta inibidora que removerá um pulso do relógio de leitura. A operação de recheio está continuamente acontecendo uma vez que o relógio de leitura (R L) estará sempre avançando em relação ao relógio de escrita (RE). A razão de recheio dependerá sobretudo da diferença entre o relógio de escrita (R E) e do relógio de leitura (R L)

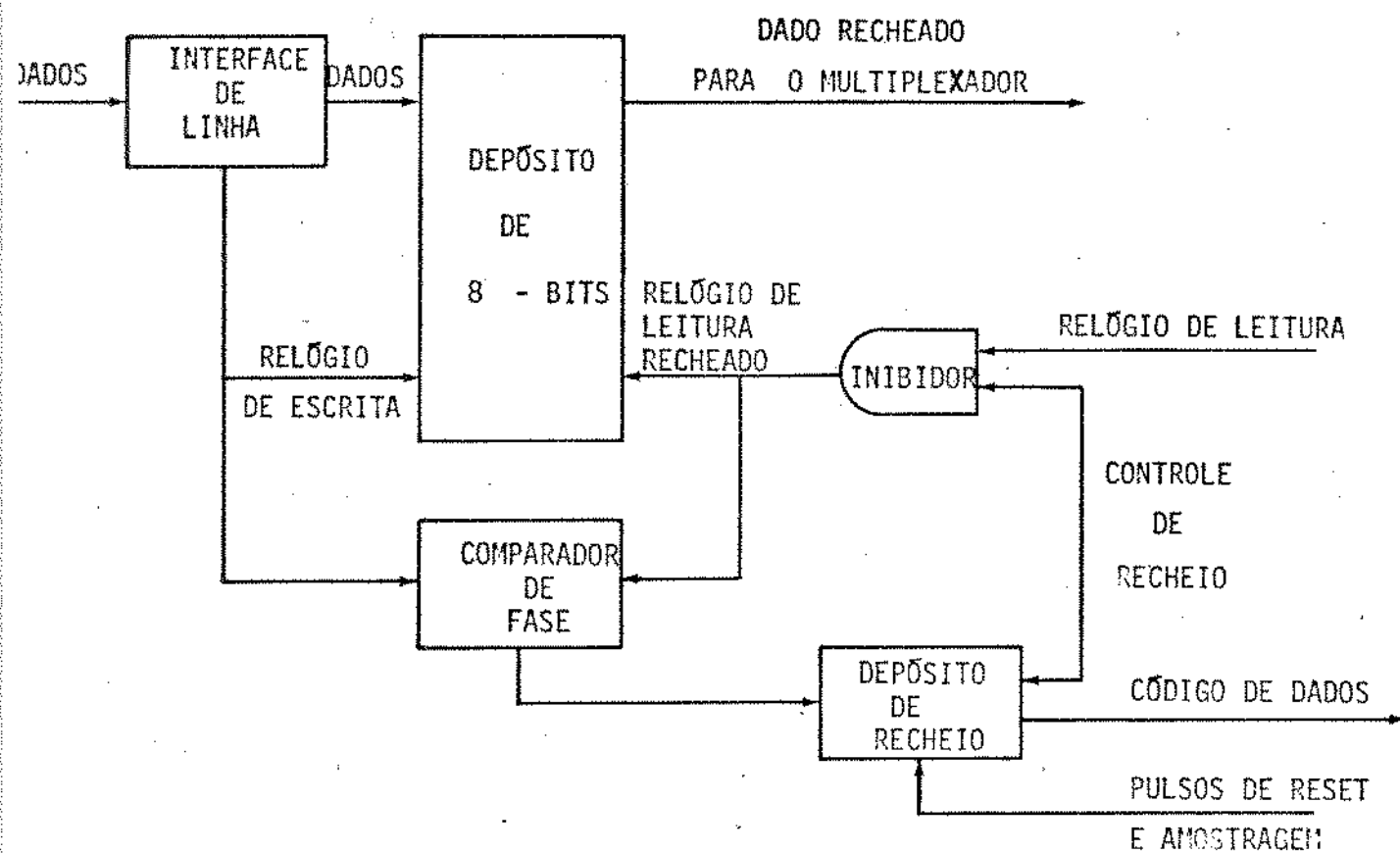


Fig. II. 5 DIAGRAMA EM BLOCOS DO MECANISMO DE RECHEIO (SINCRONIZADOR)

- MONTADOR DE CANAL E SERIALIZADOR

O montador de canal conforme mostra o fig. (II.4) possui quatro circuitos lógicos semelhantes, cada um correspondendo a um canal, cada circuito desses recebe o trem de pulsos binário recheados e os codigos de dados enviados pelo bloco de recheio. Além disso, os Bits que formam a palavra de sincronismo de quadro também estão disponíveis nesses circuitos.

Esses circuitos são constituídos de portas "and" de duas entradas. Em uma das entradas temos a informação que deve ser introduzida no quadro e na outra entrada temos a onda que deixará passar a informação dentro da janela de tempo que lhe corresponde.

As saídas das portas and's vão para um somador. Existe 1 somador para cada canal. As saídas desses somadores vão para o circuito serializador que terá na sua saída, o trem de pulsos binários de 8 Mbit/s no formato de quadro da fig.II.3 A fig. (II.6) mostra o circuito serializador e a obtenção das ondas de controle do serializador.

As ondas U, V, W, e X controlarão as passagens dos dados pelo serializador. O circuito somador é um NOR.

- GERADOR DE QUADRO

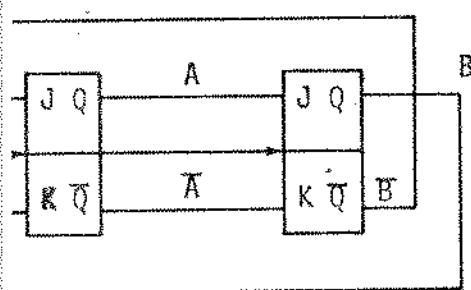
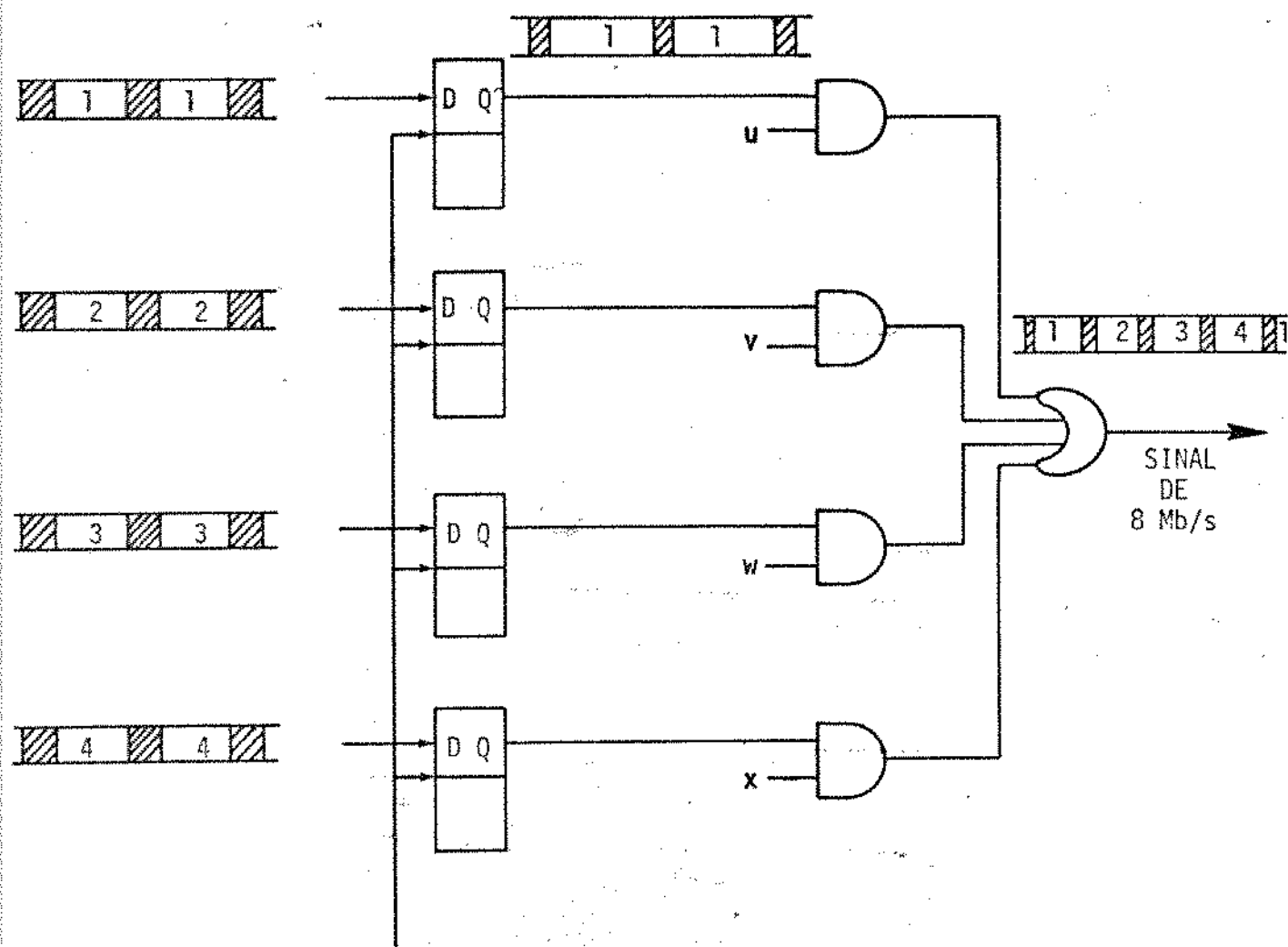
O gerador de quadro tem como função gerar as ondas controladoras das portas do montador de canal

São usados 10 dígitos para a palavra de sincronismo de quadro e mais 2 bits, H1 e H2, que são bits de serviço. Esses 12 são divididos em grupos de 4 bits que são os grupos F1, F2, F3, que estão indicados na fig. (II.5) do montador de canal.

Existem também três grupos de 4 bits cada um usado como código de dado para indicar se um recheio ocorreu ou não.

O relógio de leitura de cada canal é obtido de um relógio comum este relógio contém redundância a fim de acomodar os dígitos de controle.

Portanto consiste de 1 relógio com 6 pulsos removidos dele, correspondendo as janelas de tempo dos digitos de controle.



A	B
0	0
1	0
1	1
0	1
0	0

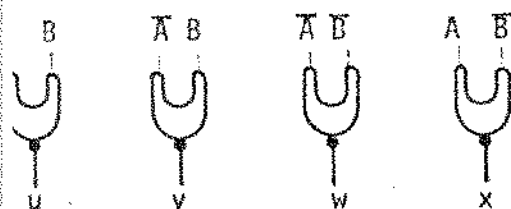
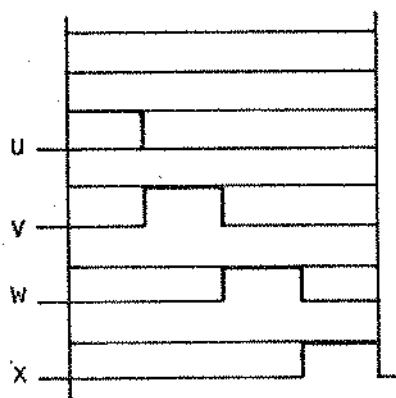


Fig. II. 6 CIRCUITO DE
SERIALIZAÇÃO

Podemos então dividir o multiplex em cinco partes

- a) Bloco de recheio
- b) Montador de canal + serializador
- c) Bloco de relógio
- d) Gerador de quadro
- e) Interface de linha de 8 Mbits/s

II.3.2-JITTER DE TEMPO DE ESPERA

Devido ao tipo de estrutura de quadro que é necessário quando se utiliza a técnica de justificação através de pulsos de recheio, há uma duração finita de tempo entre a demanda para o recheio e a ocorrência da oportunidade de recheio, isto é, a janela de tempo do dígito de recheio pode ocorrer. Um efeito de batimento aparece entre a frequência de demanda de recheio (F_s) e a frequência das oportunidades de recheio, que é igual a razão de quadros F_f , surgindo então picos de Jitter de arbitrária baixa frequência. Esse efeito de batimento ocorre

quando a razão $\frac{F_s}{F_f}$ está muito perto de uma razão de um

número racional. A razão $S = \frac{F_s}{F_f}$ é chamada "razão de recheio"

ou razão de recheio normalizado e deve ficar entre 0 e 1
($0 < S < 1$)

Para que se possa entender esse efeito de batimento convém que observemos a fase ϕ entre o relógio de leitura recheado (R.L.R.) e o relógio de escrita (R.E.) nas posições das oportunidades de recheio. Podemos ilustrar a situação dizendo que o comando de recheio apenas será dado se ϕ atravessar um limiar ϕ' na oportunidade de recheio, a fig. (II.7) ilustra esse fato para valores de S igual a exatamente $1/3$ e próximo a $1/3$. Se S é exatamente $1/3$ então um recheio a cada 3 quadros trará ϕ de volta ao mesmo valor.

Se porem S é um pouco maior que $1/3$ então depois de cada 3 quadros haverá um recheio, porem ter-se-á um aumento gradual

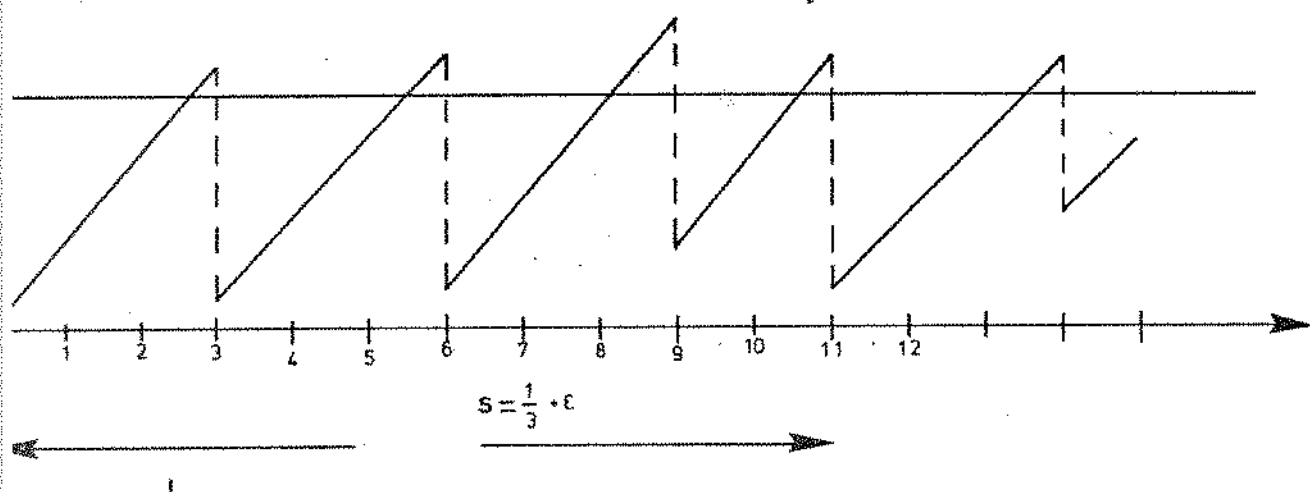
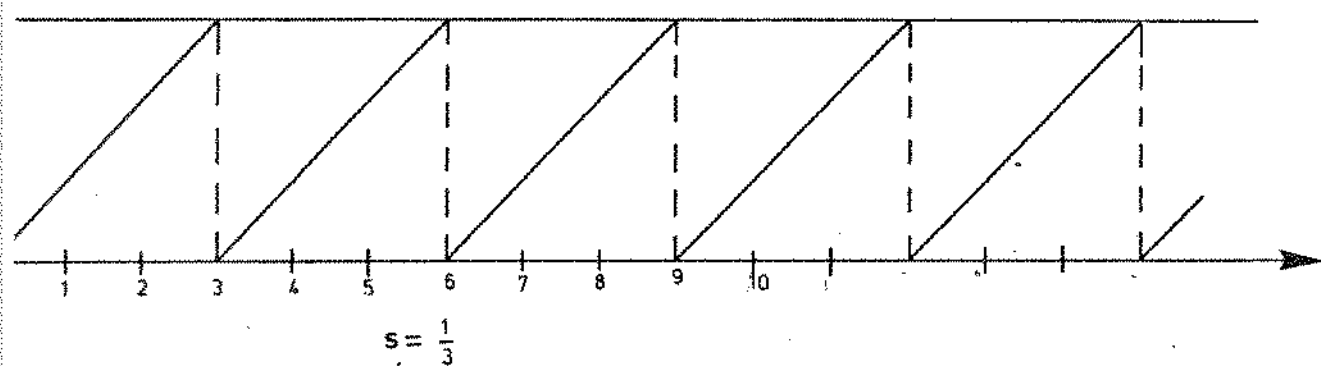


Fig. II.7 - DIFERENÇA DE FASE ENTRE O R.L.R. E O
R.E PARA $s = \frac{1}{3}$ E $s = \frac{1}{3} + \epsilon$

em ϕ até que o limiar seja atravessado somente 2 quadros após o último recheio. Nesta ocasião teremos um recheio antecipado em relação à fase dos anteriores, observando-se - ainda um pico na defasagem entre os dois relógios de até 1 bit.

3

A omissão esporádica de bits de informação resultará, após a demultiplexagem, num jitter denominada de jitter de tempo de espera. A componente de alta frequência desse jitter é facilmente removida, restando então a parte de baixa frequência provocada pela alteração eventual do ritmo dos recheios comentada acima.

Para valores de $S = \frac{p}{q}$ onde p e q são números primos pequenos

nenhum jitter de baixa frequência estará presente teoricamente.

Na prática, devido a deslocamento nas frequências de relógio, S estará ligeiramente fora desse número racional, surgindo então um jitter de amplitude

$$J = \frac{1}{q} \text{ dígitos}$$

As figs. |II.8| e |II.9| mostram a variação de ϕ para valores

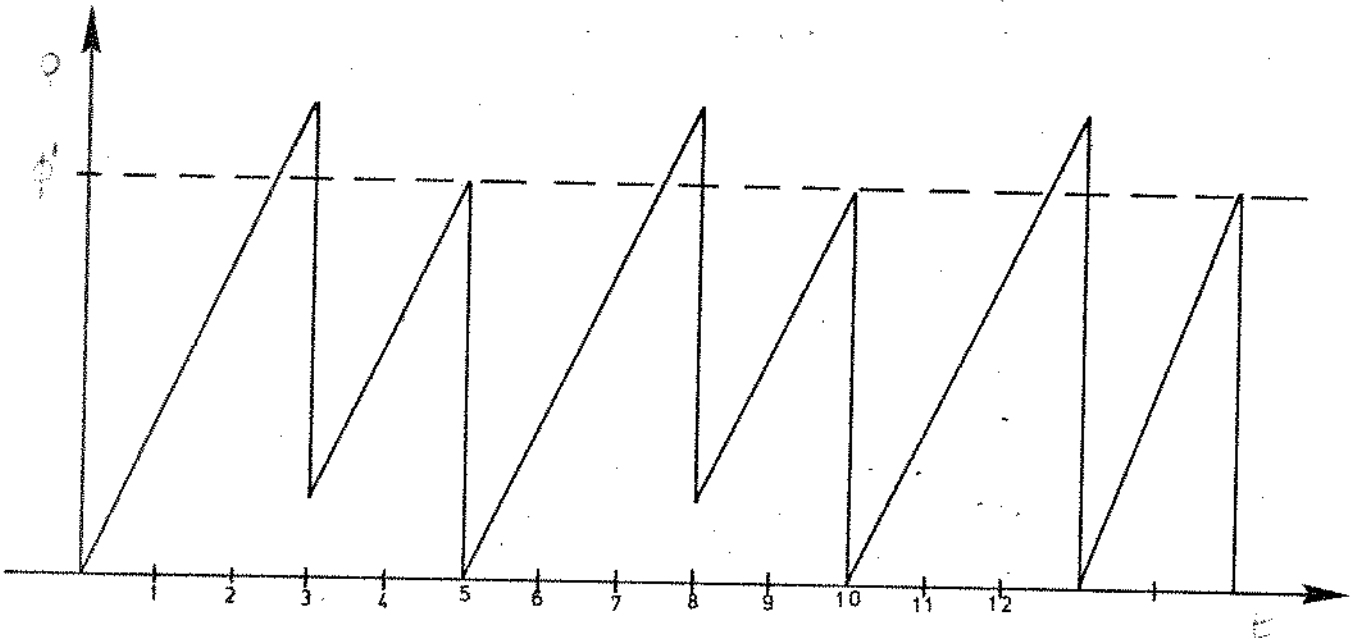
de $S = \frac{2}{5}$, $\frac{2}{5} + \epsilon$ e $S = \frac{3}{7}$, $\frac{3}{7} + \epsilon$ respectivamente.

A frequência do jitter F_s é dado por $F_s = \Delta x \cdot N \cdot F_f$ [1] onde Δx é o desvio da razão de recheio de $\frac{M}{N}$; como o desvio -

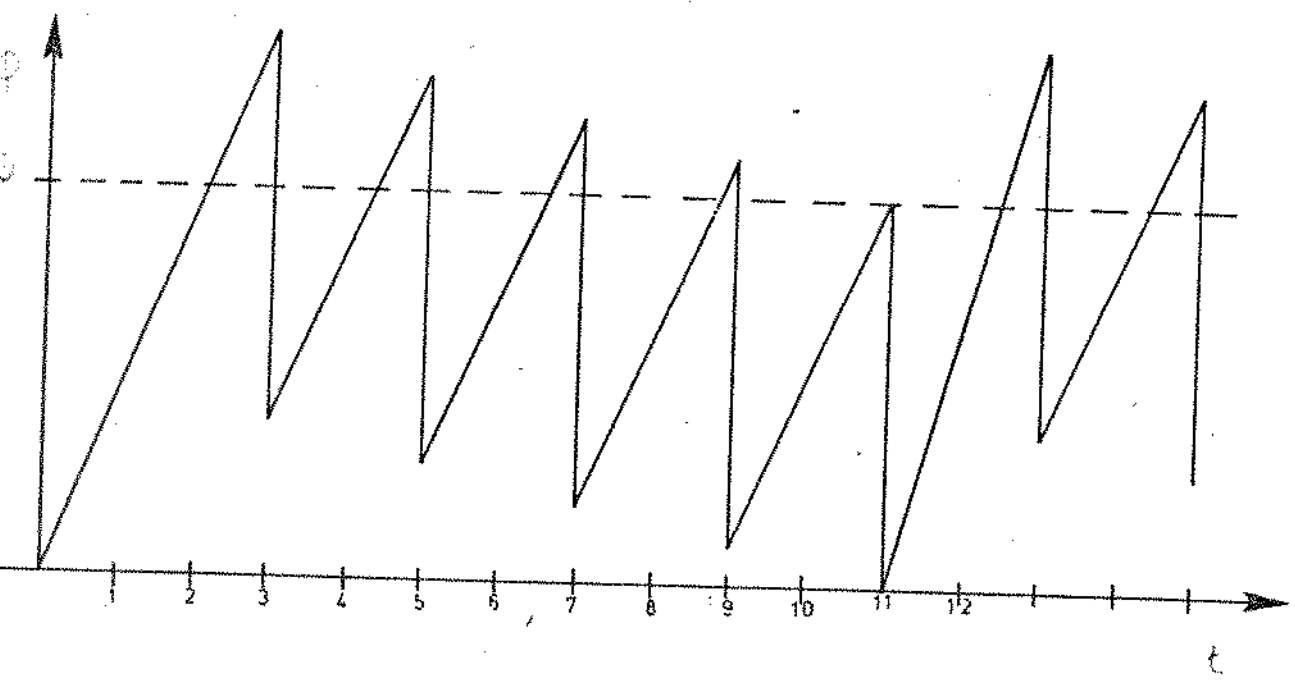
Δx aumenta, aumenta a frequência de jitter e a amplitude do jitter. No capítulo 4 esse jitter é estudado quantitativamente

II.4- DE-MULTIPLEXADOR

No de-multiplex a informação contida nos dígitos do código de dados faz saber ao circuito de retirada de recheio, se - houve ou não a inserção de um dado redundante. Os dígitos de

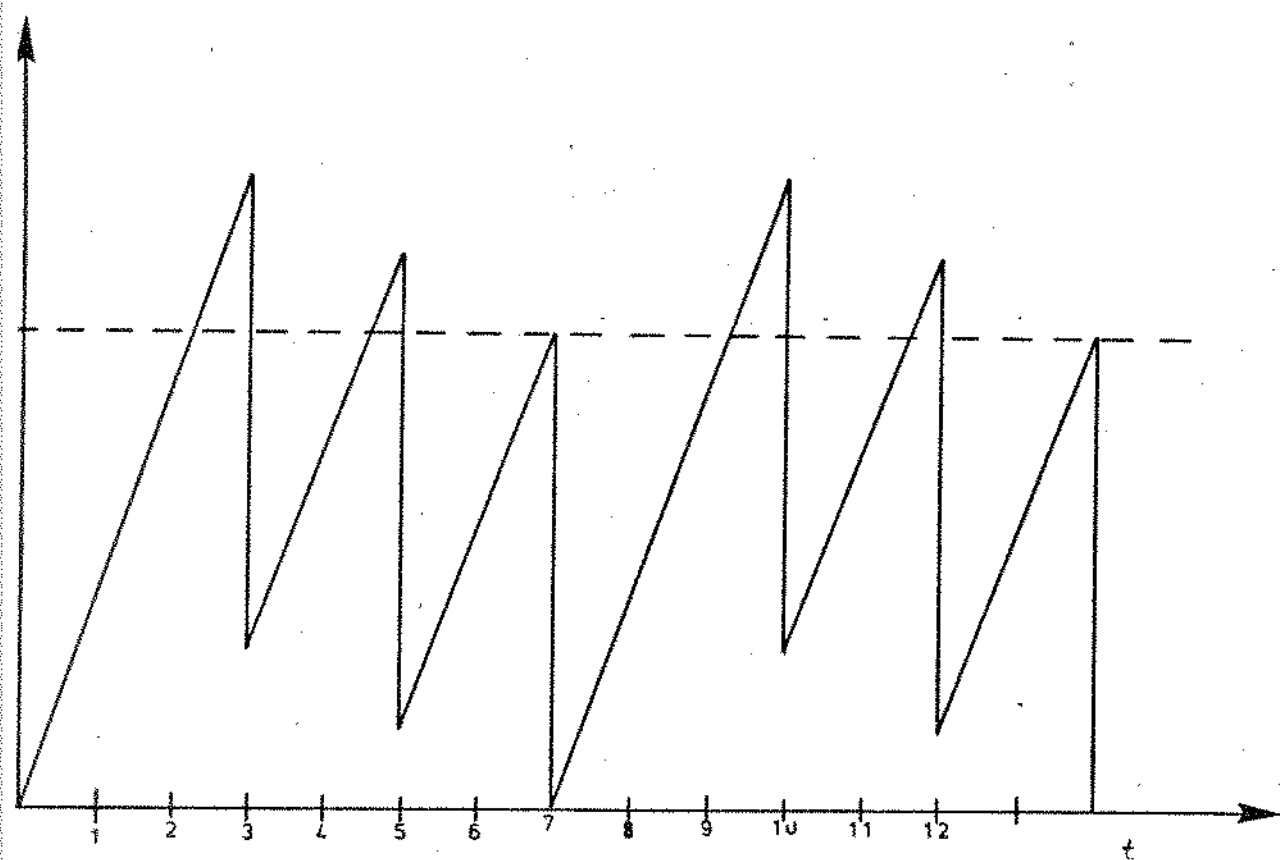


$$S = \frac{2}{5}$$



$$S = \frac{2}{5} + \epsilon$$

Fig. II.8 - DIFERENÇA DE FASE ENTRE O R.L.R. E O R.E.
PARA $S = \frac{2}{5}$ e $S = \frac{2}{5} + \epsilon$



$$S = \frac{3}{7}$$

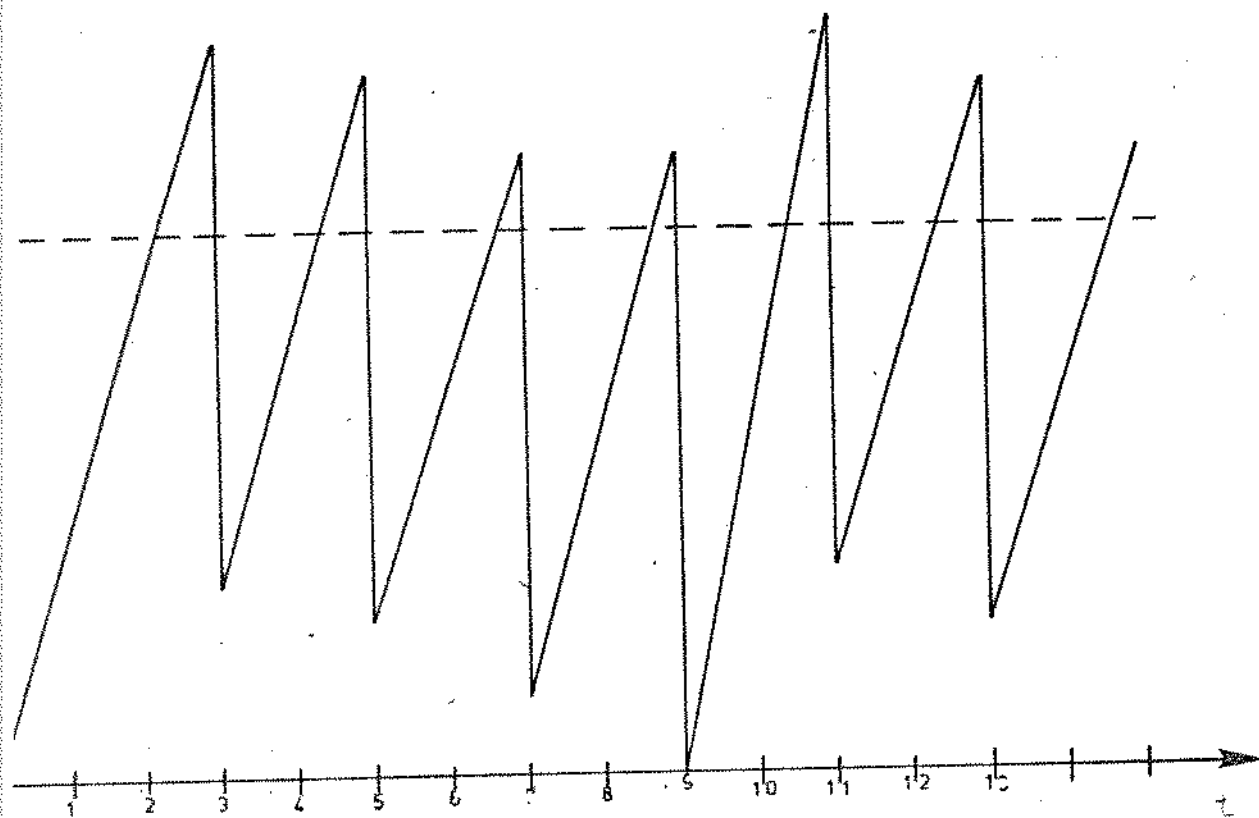


Fig. II.9 - DIFERENÇA DE FASE ENTRE O R.L.R. E O R.E.
 PARA $S = \frac{3}{7}$ e $S = \frac{3}{7} + \epsilon$

controle são removidos do trem de dados, acontecendo o mesmo com os dígitos de recheio se eles forem inseridos.

O relógio de escrita do demultiplexador (R.E.D.) que é similar ao relógio de leitura recheado do sincronizador, é derivado da interface de linha do DE-MUX.

Um P.L.L. é usado para atenuar o jitter de alta frequência no relógio de escrita desrecheado e fornecer um relógio regular para ler os dados, na saída do armazenador, na mesma frequência do relógio de escrita (R.E.D.) no sincronizador. O jitter de tempo de espera pode ser de suficiente baixa frequência para passar através do P.L.L. e aparecerá no trem de dados da saída.

O diagrama do DE-MUX é o da fig. (II.10)

A interface de linha na entrada do demultiplexador transforma o trem de pulsos bipolar em um trem de pulsos HDB3 e regenera o relógio de 8,448 Mb/s.

Esse relógio é enviado ao bloco gerador de quadro que é idêntico ao do multiplexador. No bloco gerador de quadro são obtidas todas as ondas de controle de demultiplexador.

O trem de pulsos binários e o relógio regenerado são enviados ao circuito deserializador que irá separar os quadros - canais que estavam multiplexados.

O circuito de busca de quadro examina todo o trem de pulso binário a fim de detectar a palavra de sincronismo de quadro. Quando a palavra de sincronismo é detectada, um pulso é enviado aos divisores de frequência ao gerador de quadro para limpar os contadores e iniciar uma nova contagem.

Para cada canal haverá um circuito de retirada do recheio; esse circuito recebe o trem de pulso recheados referente a cada canal e entrega, à interface de linha de 2 Mb/s., o trem de pulsos sem recheio na frequência de 2,048 Mb/s e o respectivo relógio.

No demultiplexador haverá também um bloco de alarme que irá detectar a ausência da palavra de sincronismo e outras falhas possíveis e, opcionalmente, poderá haver um equipamento monitor.

A informação contida nos dígitos de códigos de dados faz com que o circuito de retirada de recheio fique sabendo se tal -

ocorreu ou não. Os dígitos de controle são removidos do trem de dados bem como os dígitos recheados, caso o recheio tenha ocorrido, não os escrevendo portanto no armazenador do demultiplexador.

O relógio de escrita do demultiplexador que é similar ao relógio de leitura recheado no demultiplexador provém do relógio obtido na interface de linha do demultiplexador.

O diagrama de blocos do sistema de retirada de pulso de recheio é o da fig. (II.11).

Nosso trabalho consiste no projeto de um P.L.L. que como foi dito tem uma importância fundamental no sistema.

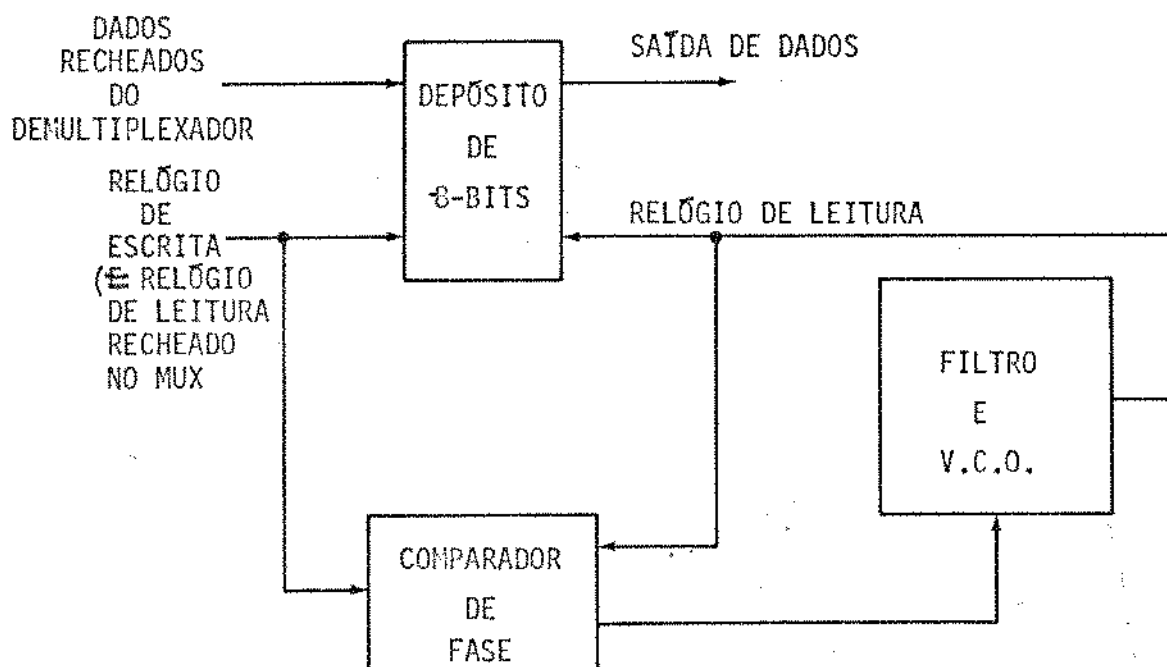


Fig. II. 11

Fig. II.11 - Diagrama de Blocos do Sistema de retirada do Pulso de recheio

CAPÍTULO - III

TEORIA DE P.L.L.

III.1 - PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO

Um P.L.L. é um elemento por meio do qual a fase do sinal de saída de um oscilador controlado a voltagem (O.C.V.) é controlado pela fase de um sinal de entrada.

Um P.L.L. contém três componentes básicos:

1. Um detetor de fase (D.F.)
2. Um filtro passa-baixas
3. Um oscilador controlado a voltagem (O.C.V.), cuja frequência é controlada por uma voltagem externa e dispostos conforme a fig.III,1

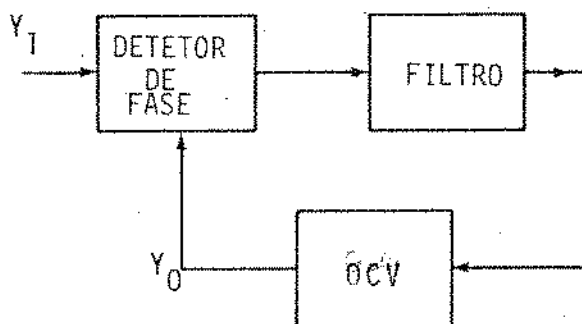


Fig. III.1

O detetor de fase compara as fases do sinal de entrada, e da saída do oscilador controlado a voltagem (O.C.V.); a saída do detetor de fase é uma função da diferença de fase entre os dois sinais comparados, a voltagem de erro é então filtrada pelo filtro passa-baixas da malha, e aplicada ao O.C.V. O sinal de controle aplicado ao O.C.V. muda a frequência de oscilação, reduzindo a diferença de fase entre o sinal de entrada do elemento e o sinal de saída do O.C.V. Quando a malha está presa o sinal de controle é tal que a frequência do O.C.V. é igual a uma frequência média do sinal de entrada sobre um intervalo que de-

pende da faixa de passagem do filtro.

Para se manter a malha presa, a saída do detetor de fase deve ser diferente de zero, pois para cada sinal de controle sobre OCV existe uma e só uma frequência de saída. Como o sinal de entrada pode variar em frequência dentro de um certo intervalo que a malha pode sincronizar, só existirá uma frequência de saída para o sinal de controle igual a zero as outras frequências a serem sincronizadas precisarão de um sinal de controle e conseqüentemente um sinal de erro diferente de zero.

Para que entendamos melhor o funcionamento deste elemento consideremos o seguinte exemplo suponhamos que a malha não esteja fechada, isto é, o sinal de controle não está sendo aplicado ao OCV, estando a entrada deste numa tensão fixa correspondente a um valor central; vamos que os sinais Y_i e Y_o sejam senoidais podendo portanto ser escrito na forma

$$Y_i(t) = A \cos(\omega_i t + \theta_i)$$

$$Y_o(t) = B \cos(\omega_o t + \psi_o)$$

onde ω_i é a frequência angular do sinal de entrada e ω_o é a frequência central quiescente do OCV. Se o detetor de fase tem características senoidais (sec. 3.2) o sinal x_1 pode ser expresso da seguinte maneira:

$$x_1(t) = K_1 \sin |(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o| \quad (3.1)$$

$$\text{ou } x_1(t) = K_1 \cos |(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o|$$

dependendo se o detetor de fase tome o seno ou o cosseno das diferenças de fase entre os sinais.

A constante K_1 é chamada "fator de ganho do detetor de fase" e tem dimensão de volts/rad.

A um dado instante o sinal x_2 é aplicado a entrada do OCV; se a frequência do sinal de entrada estiver dentro de uma determinada região denominada região de captura (cap.4) o sinal de saída da OCV irá se modificando na tendência de di

minuir a diferença de frequência entre o sinal de entrada e o sinal de sua saída. Quando os dois sinais estão sincronizados podemos escrever que

$$Y_0(t) = B \cos(\omega_i t + \psi_0) \quad (3.2)$$

significando que a quantidade ϕ_0 foi transformada numa função linear do tempo da seguinte forma

$$\phi_0 = (\omega_i - \omega_0)t + \psi_0 \quad (3.3)$$

e o sinal de erro x_1 tornou-se um sinal dc cujo valor é dado por

$$x_1 = K_1 \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (3.4)$$

se o detetor de fase tomar o seno das diferenças de fase o filtro da malha retira a componente dc do sinal de erro, - portanto o sinal de controle x_2 pode ser escrito da seguinte maneira

$$x_2 = x_1 = K_1 \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (3.5)$$

a frequência angular instantânea ω_{inst} é uma função linear - (supondo que o OCV tenha características lineares) do sinal de controle em torno da frequência angular central ω_0 , portanto podemos escrever ω_{inst} da seguinte maneira

$$\omega_{inst} = \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \phi_0] = \omega_0 + K_3 x_2 \quad (3.6)$$

Portanto

$$\frac{d\omega_0}{dt} = K_3 x_2 \quad (3.7)$$

onde K_3 é a constante de ganho do OCV e tem dimensão radianos por segundo por volts.

Desenvolvendo-se (3.6) temos

$$\frac{d}{dt} [(\omega_i - \omega_0) + \psi_0] = K_3 K_1 \cos(\theta_i - \psi_0)$$

ou

$$(\omega_i - \omega_0) = K_1 K_3 \cos (\theta_i - \psi_0) \quad (3.8)$$

e portanto

$$\psi_0 = \theta_i - \cos^{-1} \frac{\omega_i - \omega_0}{K_1 K_3} \quad (3.9)$$

e x_1 pode ser escrito como

$$x_1 = \frac{\omega_i - \omega_0}{K_3} \quad (3.10)$$

Podendo agora recapitular o princípio de funcionamento desse elemento. Inicialmente os sinais Y_i e Y_0 são assíncronos: o sinal Y_i era caracterizado por uma frequência ω_i e uma fase θ_i , o sinal Y_0 era caracterizado por uma frequência ω_0 e uma fase ϕ_0 , ω_0 e ϕ_0 sendo independente de ω_i e θ_i . A malha não estava presa. Quando a malha é fechada, dentro de certas circunstâncias o sinal Y_0 fica sincronizado com o sinal Y_i e a malha é dita estar presa (locked). Os sinais tem a mesma frequência angular ω_i , mas uma diferença em fase $(\theta_i - \psi_0)$ dado por (3.8) existe entre os dois sinais. Esta diferença de fase produz na saída do detetor de fase uma componente dc que vai, através do filtro, ser o sinal de comando da entrada do OCV:

$$x_2 = x_1 = \frac{\omega_i - \omega_0}{K_3}$$

A partir desta equação fica claro que através do sinal x_2 a frequência angular central do OCV muda para a frequência angular ω_i pois

$$\omega_{inst} = \omega_0 + K_3 x_2 = \omega_0 + \omega_i - \omega_0 = \omega_i$$

Se a diferença de frequência angular $\omega_i - \omega_0$ é muito menor que o produto $K_1 K_3$ tem-se que

$$\theta_i - \psi_0 = \cos^{-1} 0 = \frac{\pi}{2}$$

ou seja os sinais estão em quadratura de fase; se tivéssemos tomado um detetor do tipo senoidal $\theta_i - \psi_0 = \sin^{-1}_0 = 0$

os sinais estariam em fase.

Para o 1º caso podemos substituir ψ_0 por uma constante θ_0 tal que

$$\theta_0 = \psi_0 - \frac{\pi}{2}$$

e então

$$x_1 = K_1 \cos (\theta_i - \psi_0) = k_1 \sin (\theta_i - \theta_0)$$

A dimensão do produto $K = K_1 K_3$ é (s^{-1}) e esse produto comumente é chamado de ganho da malha.

Devemos notar que quando a diferença $|\omega_i - \omega_0|$ excede o valor do ganho da malha K , uma solução para θ_0^* não pode ser encontrada através da eq. 3.9 e a malha não poderá prender a fase da saída. a frequência angular do OCV volta ao seu valor central e x_1 reassume a sua forma ac inicial. Em termos físicos isso apenas significa que o detetor de fase não foi capaz de fornecer um valor dc que pudesse manter o estado de sincronismo. Os valores de ω_i a partir da qual aparece tal fenomeno depende do tipo de detetor de fase usado.

III.2 - COMPONENTES DA MALHA

Como vimos no item III.1 os três elementos básicos de um PLL são

- detetor de fase
- oscilador controlado a voltagem
- filtro

- DETETOR DE FASE

Um detetor de fase é um elemento cuja saída é uma função da diferença de fase instantânea entre os dois sinais de entrada. A equação que o define é da forma

$$x_1 = f(\phi_i - \phi_o)$$

onde x_1 é o sinal de saída do detetor de fase, ϕ_i e ϕ_o são as fases instantâneas dos sinais de entrada e $f(\cdot)$ é uma relação funcional que dependerá do tipo de detetor usado esquematicamente o detetor de fase pode ser representado pelo diagrama da fig. (III-2)

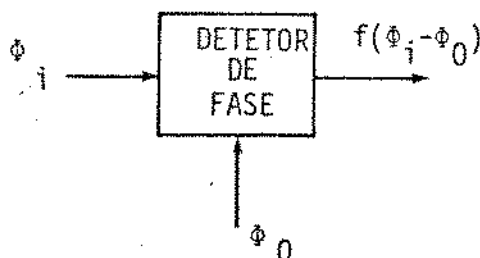


Fig. III,2

Podemos classificar os detetores de fase de acordo com a função $f(\cdot)$ da seguinte maneira

$$f(\phi_i - \phi_o) = \sin(\phi_i - \phi_o) \text{ - detetor senoidal}$$

$$f(\phi_i - \phi_o) = \phi_i - \phi_o \text{ - detetor linear}$$

$$f(\phi_i - \phi_o) = \phi_i - \phi_o \text{ para } \frac{d}{2} < \phi_i - \phi_o < \frac{d}{2} \text{ dente de serra}$$

ou qualquer outra função que possamos imaginar e que seja compatível com a filosofia de projetos que estiver sendo adotada.

- OSCILADOR CONTROLADO A VOLTAGEM (OCV)

O oscilador controlado a voltagem (OCV) é um oscilador cuja frequência instantânea varia de acordo com o sinal aplicado. Geralmente é desejável que o desvio com relação à frequência central ao oscilador seja uma função linear da tensão de entrada.

A equação que a define é

$$Y_0(t) = A \cos (\omega_0 t + K_3 \int x_2(t) dt)$$

onde Y_0 é o sinal de saída, ω_0 é a sua frequência com sinal de controle igual a zero, K_3 é o ganho ou sensitividades do OCV, $x_2(t)$ é o sinal de controle; esquematicamente podemos representar o OCV de acordo com a fig (III.3)

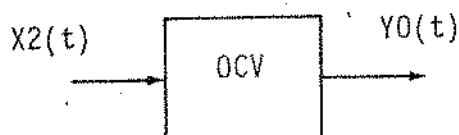


Fig. III.3

Existem várias especificações que devem ser seguidas pelo OCV, dependendo da aplicação em que esteja sendo usado; as principais especificações são

- a) grande intervalo de controle de frequência
- b) linearidade de frequência com tensão de controle
- c) estabilidade de fase e frequência
- d) razoável fator de ganho ou sensibilidade

devemos atentar para o fato que essas especificações são conflitantes entre si; por exemplo, um aumento na estabilidade de frequência está em oposição com o item a) , b) e d)

Três tipos de OCV são comumente usados, em ordem decrescente de estabilidade temos

- 1) oscilador a cristal (VCXO)
- 2) oscilador a LC
- 3) multivibrador RC

que devem ser escolhido de acordo com a aplicação em que estejam sendo usado.

- FILTROS

Tres filtros serão considerados nesse trabalho, o filtro passa baixa comum, o filtro tipo LAG e o filtro tipo LEAD; suas configurações bem como suas funções de transferências estão - na fig. (III.4)

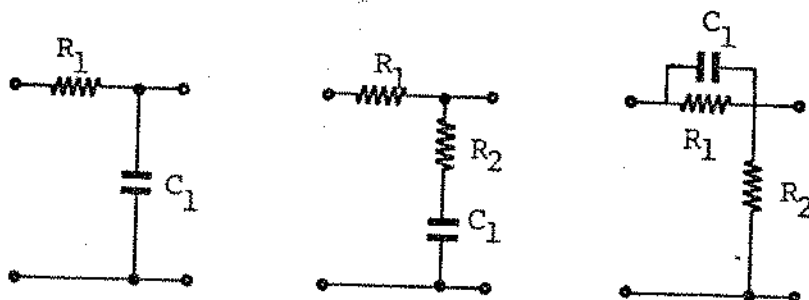


Fig. III. 4

III.3 - EQUAÇÕES GERAIS

Vamos considerar agora o comportamento do P.L.L. quando, com a malha presa, o sinal de entrada, sofre uma determinada perturbação.

Para fazer isso temos de escrever as equações que governam cada componente da malha.

Vamos supor nesse parágrafo que o detetor de fase seja do tipo senoidal, como o que foi discutido no item III.1 consideremos o diagrama da fig. (III.5)

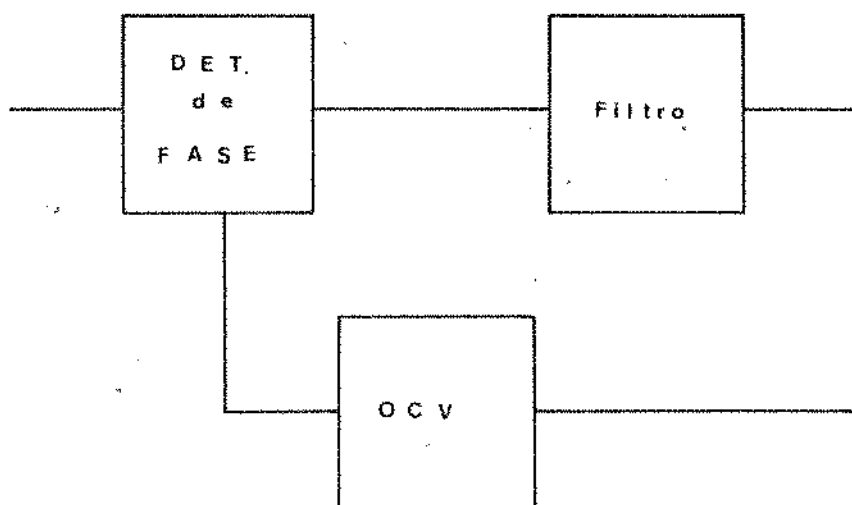


Fig. III. 5

Onde os sinais $Y_i(t)$ e $Y_o(t)$ são escritos da forma:

$$Y_i(t) = A \sin[\omega t + \phi_i(t)]$$

$$Y_o(t) = B \cos[\omega t + \phi_o(t)]$$

os dois sinais não tem necessariamente a mesma frequência - angular ω , sendo que a diferença entre as duas frequências está implícita na diferença $\phi_i(t) - \phi_o(t)$.

Como o detetor de fase $\bar{e}$ do tipo senoidal podemos escrever

$$x_1(t) = K_1 \sin[\phi_i(t) - \phi_o(t)] \quad (3.11)$$

Tomemos como $F(s)$ a função de transferência do filtro, e con-
sequentemente $f(t)$ será sua resposta ao impulso;
portanto para o sinal de controle podemos escrever

$$x_2(t) = x_1(t) * f(t) \quad (3.12)$$

e podemos então escrever a frequência instantânea da saída do OCV como

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K_3 x_2(t) \quad (3.13)$$

se combinarmos as eqs. (3.11 , 3.12 e 3.13) teremos

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K_1 K_3 \sin[\phi_i(t) - \phi_o(t)] * f(t) \quad (3.14)$$

se tomarmos a diferença $\phi_i(t) - \phi_o(t)$ como sendo um número pequeno tal que

$$\sin[\phi_i(t) - \phi_o(t)] \approx \phi_i(t) - \phi_o(t)$$

teremos

$$\frac{d\phi_o}{dt} = K [\phi_i - \phi_o(t)] * f(t) \quad (3.15)$$

Se tomarmos as transformadas de Laplace de ambos os lados na eq. (3. 15) chegaremos a equação linearizada da malha que é dado por

$$H(S) = \frac{\phi_o(S)}{\phi_i(S)} = \frac{K F(S)}{S + KF(S)} \quad (3. 16)$$

e a função erro

$$\phi(S) = \phi_i(S) - \phi_o(S) = [1 - H(S)] \phi_i(S)$$

será dada por

$$1 - H(S) = \frac{\phi(S)}{\phi_i(S)} = \frac{S}{S + KF(S)} \quad (3. 17)$$

Poderemos agora dividir as malhas em ordem de grandeza da potência de S assim teremos:

i - MALHA DE 1ª ORDEM

A malha de primeira ordem terá $F(S) = 1$ ou seja não existe filtro nesse tipo de malha, e a equação que rege o comportamento desse tipo de elemento fica da seguinte forma:

$$H(S) = \frac{KF(S)}{S + KF(S)} = \frac{K}{K + S} \quad (3. 18)$$

e

$$1 - H(S) = \frac{S}{S + K}$$

que é equivalente no domínio

$$\frac{d\phi_o}{dt} + K\phi_o(t) = K\phi_i(t)$$

11- MALHA DE 2ª ORDEM

Como malha de 2ª ordem definimos aquela cuja a função de transferência $H(S)$ tem em seu denominador um polinômio de 2º grau em S . Vários são os filtros que dão uma malha dessa ordem, porém os mais comuns são os três filtros mostrados na fig. III.6

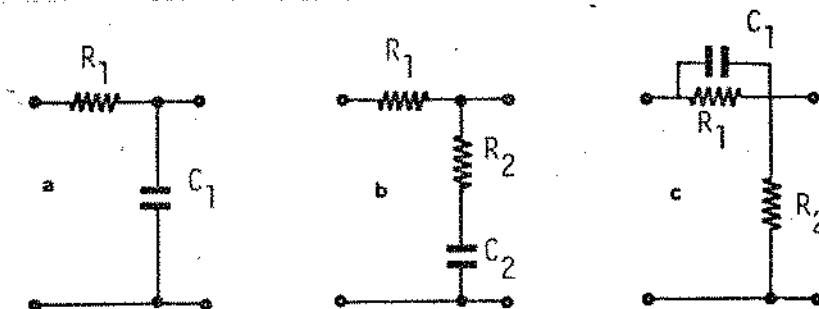


Fig. III. 6

Para o caso do filtro da fig. ii-a temos

$$F(S) = \frac{1}{1 + S\tau_1} \quad \text{onde } \tau_1 = R_1 C_1$$

e conseqüentemente teremos

$$H(S) = \frac{K}{\tau_1 S^2 + S + K} \quad (3.19)$$

e

$$1 - H(S) = \frac{\tau_1 S^2 + S}{\tau_1 S^2 + S + K} \quad (3.20)$$

que no domínio do tempo são eq. diferencial linear de 2ª ordem do tipo

$$\tau_1 \frac{d^2 \phi_o}{dt^2} + \frac{d\phi_o}{dt} + K \phi_o(t) = K \phi_i(t) \quad (3.21)$$

$$\tau_1 \frac{d^2 \phi}{dt^2} + \frac{d\phi}{dt} + K\phi(t) = \tau_1 \frac{d^2 \phi_i}{dt^2} + \frac{d\phi_i}{dt} \quad (3.22)$$

Para o caso do filtro da fig. ii-b teremos:

$$F(S) = \frac{1 + S\tau_2}{1 + S\tau_1} \quad \text{com} \quad \tau_1 = (R_1 + R_2) C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

Do mesmo modo que no caso anterior so temos de substituir - $F(S)$ na eq. 3.18 , fazendo isso chegamos a

$$H(S) = \frac{K\tau_2 S + K}{\tau_1 S^2 + (1 + K\tau_2) S + K} \quad (3.23)$$

$$1 - H(S) = \frac{\tau_1 S^2 + S}{\tau_1 S^2 + (1 + K\tau_2) S + K} \quad (3.24)$$

que no dominio do tempo correspondem às seguintes equações:

$$\tau_1 \frac{d^2 \phi_0}{dt^2} + (1 + K\tau_2) \frac{d\phi_0}{dt} + K\phi_0(t) = K\tau_2 \frac{d\phi_i}{dt} + K\phi_i(t) \quad (3.25)$$

$$\tau_1 \frac{d^2 \phi}{dt^2} + (1 + K\tau_2) \frac{d\phi}{dt} + K\phi(t) = \frac{\tau_1 d^2 \phi_i}{dt^2} + \frac{d\phi_i}{dt} \quad (3.26)$$

Para o caso do ii-c temos que

$$F(S) = \frac{R_1 R_2 C_1 S + R_2}{R_1 R_2 S C_1 + (R_1 + R_2)}$$

ou

$$F(S) = \frac{R_2 + S\tau_1}{(R_1 + R_2) + S\tau_1} \text{ onde } \tau_1 = R_1 R_2 C \quad (3.27)$$

portanto

$$H(S) = \frac{\frac{KR_2}{\tau_1} + KS}{S^2 + \left(\frac{R_1 + R_2}{\tau_1} + K \right) S + \frac{KR_2}{\tau_1}} \quad (3.28)$$

Fazendo-se analogia com a teoria de servomecanismo podemos substituir os parâmetros τ_1 e τ_2 , que são parâmetros físicos pelos parâmetros ξ e ω_n que são parâmetros mais matemáticos; lembrando-se que em teoria de controle de servomecanismo o denominador da função de transferência é do tipo $S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2$ basta compararmos esse polinômio com os polinômios das eq. 3.19 e 3.23 para vermos que no caso do filtro da fig. ii-a temos

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1} \text{ e } 2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_1}$$

e a nova eq. fica sendo

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.29)$$

com o filtro da fig. ii-b temos

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1} \text{ e } 2\xi\omega_n = \frac{1 + K\tau_2}{\tau_1} \quad (3.30)$$

e a eq. 3.28 fica transformada em

$$H(S) = \frac{(2\xi\omega_n - \omega_n^2/K)S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.31)$$

Para o filtro da fig. ii-c temos

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1}$$

e

$$2\xi\omega_n = K + \frac{1}{\tau_1} + \frac{R_1}{R_2\tau_1} \quad (3.32)$$

III.4 - ESTABILIDADE

Pelos paragrafos anteriores podemos notar que o comportamento da malha é claramente não linear; porem, se tomarmos o erro de fase como uma quantidade pequena podemos dar a malha - um tratamento linear; fazendo esse tipo de aproximação podemos agora examinar o problema de estabilidade que é uma das considerações mais importante em qualquer tipo de sistema. Sendo K_1 e K_3 os ganhos do detetor de fase e OCV respectivamente temos que a função de transferência do P.L.L. em malha aberta fica sendo

$$G(S) = K_1 K_3 \frac{F(S)}{S}$$

Estudaremos agora a estabilidade de tal sistema para os diversos tipos de filtros ou $F(S)$.

III.4.a-MALHA DE PRIMEIRA ORDEM

Vimos que para a malha de 1^a ordem é necessario apenas omitirmos o filtro, ou seja, $F(S) = 1$, portanto a função de transferência em malha aberta fica sendo

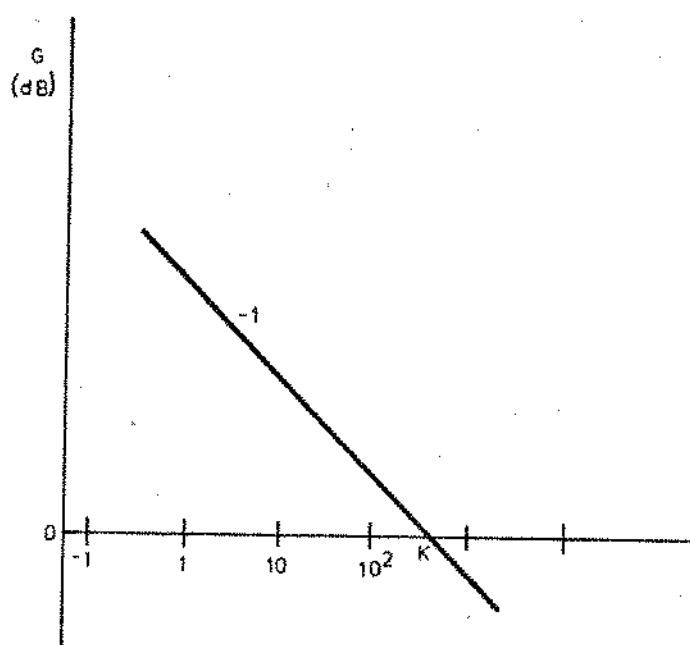


Fig. III.7 - Diagrama de Amplitude para
malha de 1ª ordem

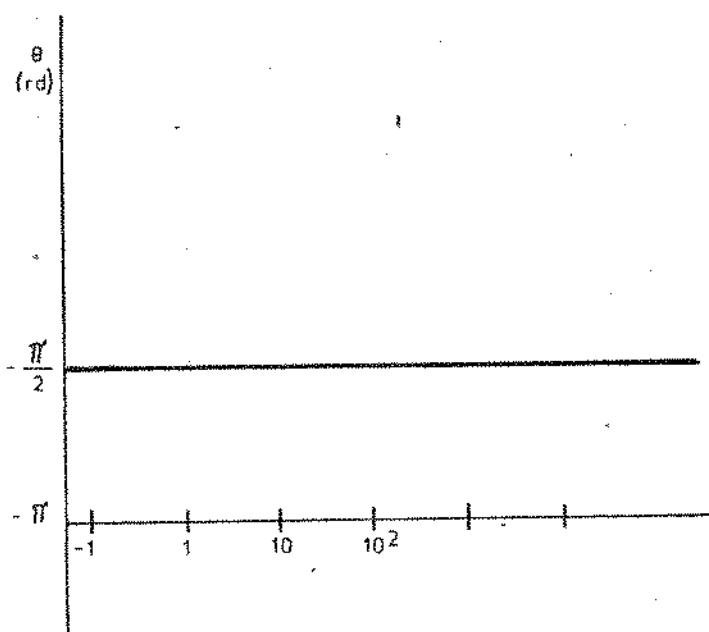


Fig. III.8 - Diagrama de Fase para
malha de 1ª ordem

$$G(S) = \frac{K}{S}$$

As curvas representando o ganho em dB, que $\bar{G} = 20 \log |G(S)|$, bem como o diagrama de fase estão mostradas nas fig. III.7 e III.8

Como vemos esse sistema $\bar{G}$ sempre estável muito embora, esse tipo de malha nunca $\bar{G}$ usado, pois $\bar{G}$ princípio básico em projeto de P.L.L. que as frequências maiores que $\omega_i - \omega_o$ sejam filtradas

III.4.b-MALHA DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO RC

Para a malha de 2ª ordem com filtro passa baixa com função de transferência

$$F(S) = \frac{1}{1 + S\tau_1} ; \tau_1 = RC$$

A função de transferência em malha aberta fica sendo

$$G(S) = \frac{K}{S(1 + S\tau_1)}$$

Os diagramas de amplitude e fase são mostrados nas fig.III.9 e III.10

Como se nota em condições ideais, onde qualquer imperfeição não existe, a malha $\bar{G}$ estável; se quisermos porém uma constante de tempo τ_1 grande a margem de fase na frequência

$\omega = \frac{K}{\tau_1}$ $\bar{G}$ é pequena e, qualquer imperfeição, levaria a malha a instabilidade

III.4.c-MALHA DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO TIPO "LAG"

Para esse tipo de filtro a função de transferência

$$F(S) = \frac{1 + S\tau_2}{1 + S\tau_1}$$

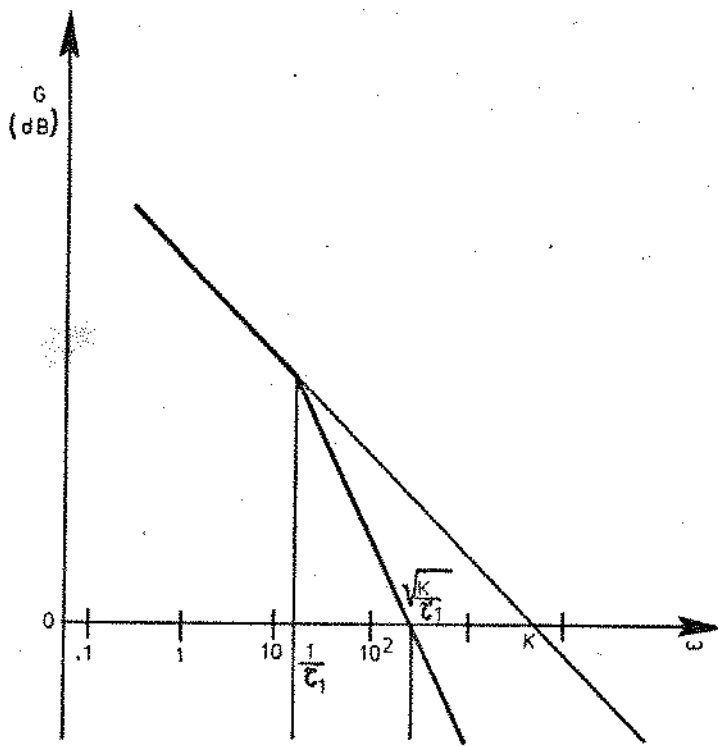


Fig. III.9 - Diagrama de Amplitude para malha de 2ª ordem (RC)

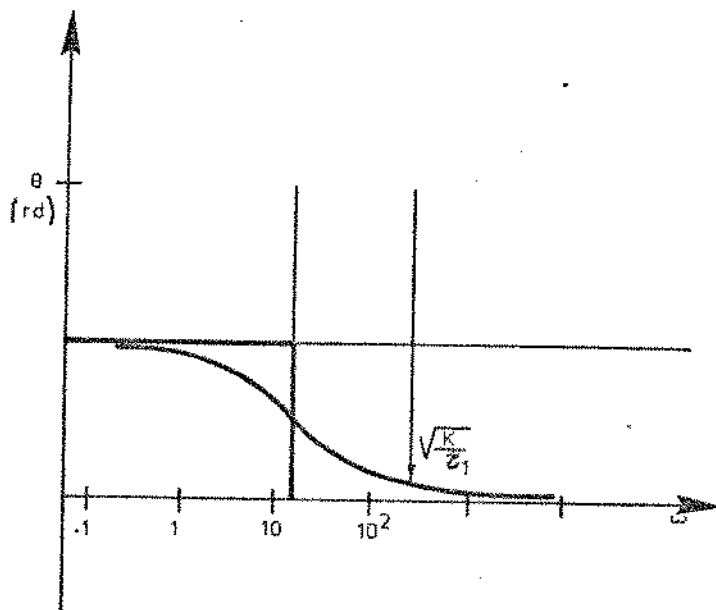


Fig. III.10 - Diagrama de Amplitude para malha de 2ª ordem (RC)

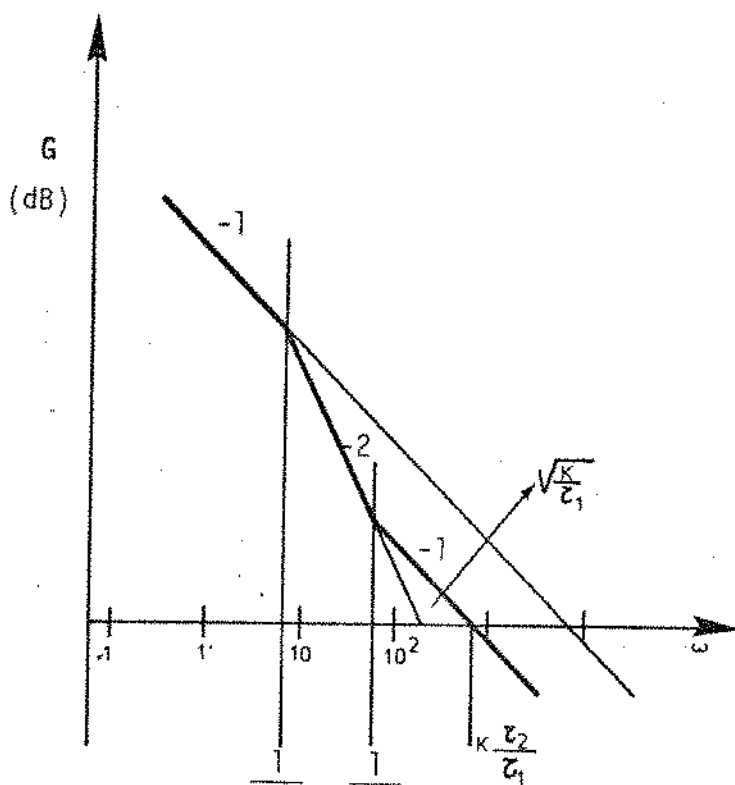


Fig. III.11 - Diagrama de Amplitude para malha de 2ª ordem (LAG)

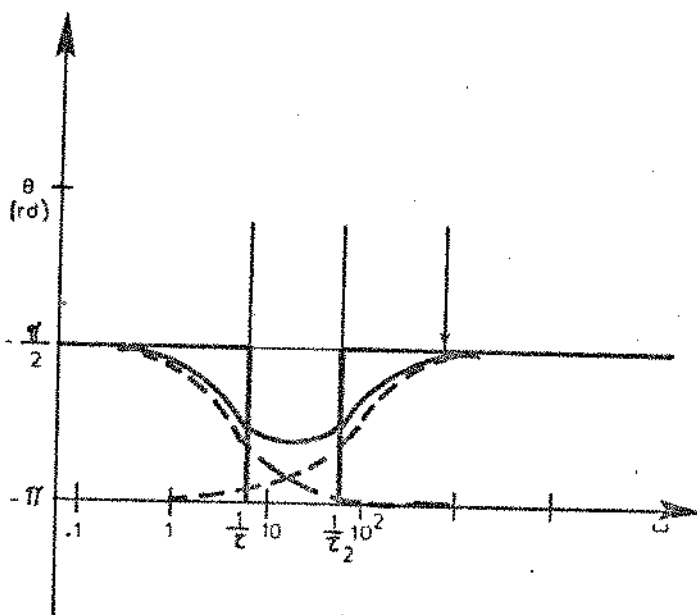


Fig. III.12 - Diagrama de Amplitude para malha de 2ª ordem (LAG)

A função de transferência em malha aberta fica sendo da forma

$$G(S) = \frac{K(1 + S\tau_2)}{S(1 + S\tau_1)}$$

os diagramas de amplitude e fase são mostrados nas fig.III.11 e III.12

Como se nota a adição da constante τ_2 , em relação ao filtro anterior, aumenta a margem de fase, deixando o sistema com maior segurança quanto a estabilidade mesmo que o OCV e o detetor de fase, por algum motivo, apresentar algum deslocamento de fase, o sistema ainda permanecerá estável pois a margem de fase é praticamente de $\frac{\pi}{2}$.

III.4.d-MALHA DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO TIPO LEAD

Para o filtro tipo lead temos que:

$$F(S) = \frac{R_2 + S\tau_1}{(R_1 + R_2) + S\tau_1}$$

e

$$G(S) = \frac{K(R_2 + S\tau_1)}{(R_1 + R_2)S + S^2\tau_1}$$

os diagramas de amplitude e fase são semelhantes aos da fig. III. 11 e III 12

III.5 - RESPOSTA TRANSITÓRIA

Neste parágrafo analisaremos a resposta de diversos tipos de malhas, para diferentes tipos de entrada; as entradas que serão discutidas são:

- a - degrau em fase $\Delta\theta$
- b - degrau em frequência $\Delta\omega$

III.5.a-RESPOSTA AO DEGRAU DE FASE

Tomemos como sinais de entrada e saída sendo da forma

$$Y_i(t) = A \sin[\omega t + \phi_i(t)]$$

$$Y_o(t) = B \cos[\omega t + \phi_o(t)]$$

Com $\phi_o(t)$ sendo a resposta à excitação $\phi_i(t)$ e $\phi(t) = \phi_i(t)$

- $\phi_o(t)$ sendo o erro de fase,

No instante $t = 0$ um degrau de fase de amplitude $\Delta\theta$ é aplicado ao sinal de entrada portanto temos

$$\phi_i(s) = \frac{\Delta\theta}{s}$$

o erro de fase como foi visto anteriormente é dado por:

$$\frac{\phi(s)}{\phi_i(s)} = 1 - H(s)$$

portanto

$$\phi(s) = [1 - H(s)] \cdot \frac{\Delta\theta}{s} \quad (3.33)$$

Estudaremos agora $\phi(s)$ para os diversos tipo de filtro

- MALHA DE 1ª ORDEM

Para a malha de 1ª ordem podemos escrever

$$1 - H(s) = \frac{s}{s + K} \quad (3.34)$$

Podemos determinar o erro final de fase aplicando o teorema do valor final

$$\lim_{t \rightarrow 0} \phi(t) = \lim_{S \rightarrow 0} S\phi(S)$$

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \left(\frac{S}{S + K} \right) \frac{\Delta\theta}{S} = 0$$

portanto no erro de fase; podemos também ver isso tomando-se a antitransformada de $\phi(S)$, fazendo isso chegamos a

$$\phi(t) = \Delta\theta e^{-kt} \quad (3.35)$$

- MALHA DE 2ª ORDEM COM FILTRO PASSA BAIXA

$$F(S) = \frac{1}{1 + S\tau_1}, \quad \tau_1 = RC$$

Para esse tipo de malha vimos na eq. (3.20) que

$$|1 - H(S)| = \frac{\tau_1 S^2 + S}{\tau_1 S^2 + S + K} \quad \text{e na eq. 3.20}$$

chegamos a

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad \text{e} \quad 1 - H(S) = \frac{S^2 + 2\xi\omega_n S}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

portanto

$$\phi(S) = |1 - H(S)| \frac{\Delta\theta}{S}$$

fica sendo igual:

$$\phi(S) = \frac{(S + 2\xi\omega_n)\Delta\theta}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

Se fizermos o denominador de $\phi(S)$ como sendo um produto do tipo $(S + a)(S + B)$ obteremos

$$\phi(S) = \frac{S \theta}{\left[S + \omega_n \left(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \right] \left[S + \omega_n \left(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \right]} + \frac{2\xi\omega_n\theta}{\left[S + \omega_n \left(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \right] \left[S + \omega_n \left(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \right]}$$

tomando-se as antitransformadas e separando nos 3 possíveis casos chegamos as seguintes expressões

$$\xi > 1 \quad \phi(t) = \Delta\theta e^{-\xi\omega_n t} \left[\cosh\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t + \frac{\xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \sinh\omega_n t \sqrt{\xi^2 - 1} \right]$$

$$\xi = 1 \quad \phi(t) = \Delta\theta e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad (3.36)$$

$$\xi < 1 \quad \phi(t) = \Delta\theta e^{-\xi\omega_n t} \left[\cosh\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sinh\omega_n t \right]$$

As curvas correspondentes são mostradas na fig. III.13

- MALHA DE 2ª ORDEM COM FILTRO TIPO LAG

Para o filtro com função de transferência

$$F(S) = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \tau_1 S}$$

temos que

$$\phi(S) = \frac{(S + \omega_n^2(K)\Delta\theta)}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

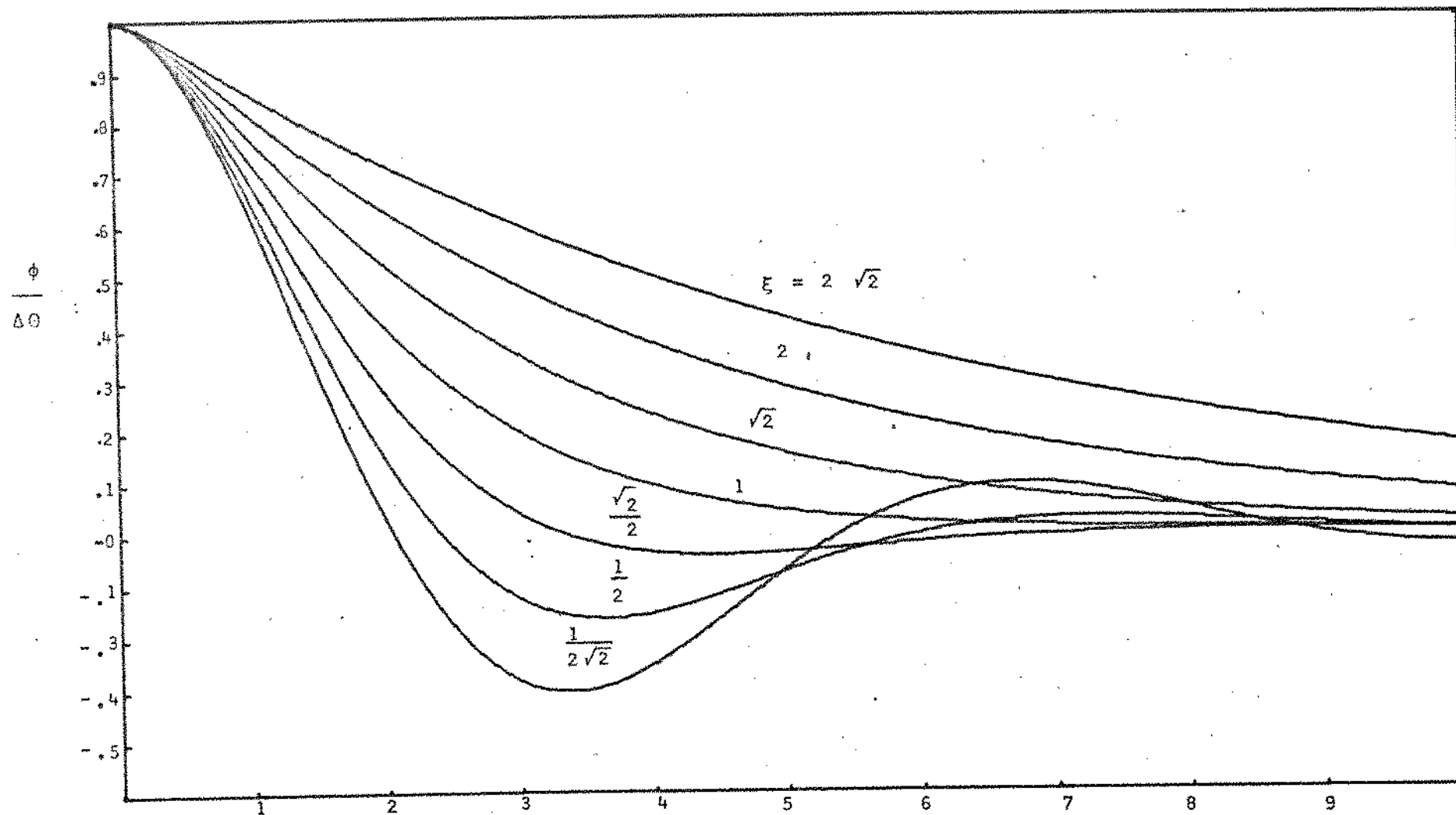


fig. III.13 - Resposta do PLL de 2^a ordem $\left(F(S) = \frac{1}{1 + S\tau_1}\right)$ a um degrau de fase

Da mesma forma que no item anterior temos que;

Para

$$\xi > 1 \quad \phi(t) = \Delta \theta e^{-\xi \omega_n t} \left[\cosh \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t + \frac{\omega_n / K - \xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \sinh \omega_n t \sqrt{\xi^2 - 1} \right]$$

$$\xi = 1 \quad \phi(t) = \Delta \theta e^{-\omega_n t} \left[1 + \left(\frac{\omega_n}{K} - 1 \right) \omega_n t \right] \quad (3.37)$$

$$\xi < 1 \quad \phi(t) = \Delta \theta e^{-\xi \omega_n t} \left[\cos \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + \frac{\omega_n / K - \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t \right]$$

As curvas representativas dessas funções estão na fig. III.14

III.5.b-RESPOSTA A UM DEGRAU DE FREQUÊNCIA

Para esse tipo de entrada podemos escrever $\phi_i(s) = \frac{\Delta \omega}{s^2}$ e o

erro de fase será dado por

$$\phi(s) = \left[1 - H(s) \right] \frac{\Delta \omega}{s^2}$$

- MALHA DE 1ª ORDEM

Para esse tipo de malha

$$\phi(s) = \frac{\Delta \omega}{s(s+K)} \quad \text{e} \quad \phi(t) = \frac{\Delta \omega}{K} \left(1 - e^{-kt} \right)$$

Portanto esse tipo de malha apresenta um erro de regime igual

$$\frac{\Delta \omega}{K}$$

- MALHA DE 2ª ORDEM COM FILTRO PASSA BAIXA

Neste caso

$$\phi(S) = \frac{\Delta\omega}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} + \frac{2\xi\omega_n \Delta\omega}{S(S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2)}$$

novamente temos que para os diferentes valores de ξ o erro de fase será igual a:

$$\xi > 1 \quad \phi(t) = 2\xi \frac{\Delta\omega}{\omega_n} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n t} \left[\frac{1 - 2\xi^2}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \sinh \omega_n t \sqrt{\xi^2 - 1} - 2\xi \cosh \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t \right]$$

$$\xi = 1 \quad \phi(t) = 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_n} - \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n t} (2 + \omega_n t) \quad (3.38)$$

$$\xi < 1 \quad \phi(t) = 2\xi \frac{\Delta\omega}{\omega_n} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\xi\omega_n t} \left[\frac{1 - 2\xi^2}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - 2\xi \cos \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t \right]$$

Com esse tipo de malha, vimos nos paragrafos anteriores que

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_1} \quad \text{e} \quad \omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1} \quad \text{consequentemente} \quad \frac{\omega_n}{2\xi} = K, \text{ e portanto}$$

o erro de fase será $\frac{\Delta\omega}{K}$ como no caso anterior; podemos di-

minuir esse erro fazendo-se um K alto; as curvas representati-
vas dessas funções estão na fig. III.15.

- MALHA DE 2ª ORDEM COM FILTRO TIPO "LAG"

Para esse caso teremos

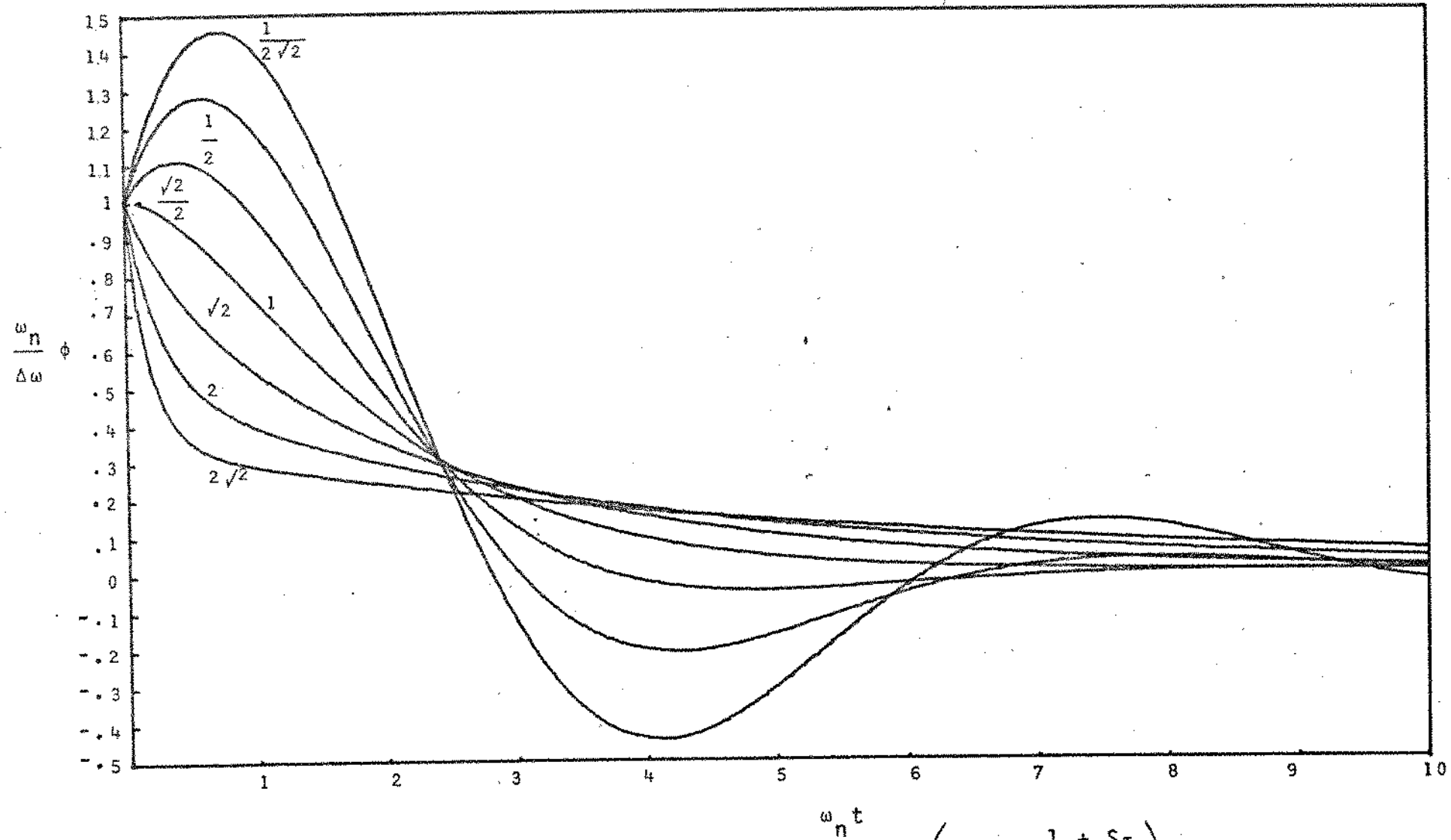


fig. IV. 14 - Resposta do PLL de 2ª ordem $\left(F(S) = \frac{1 + S\tau_1}{1 + S\tau_2} \right)$ a um degrau de fase

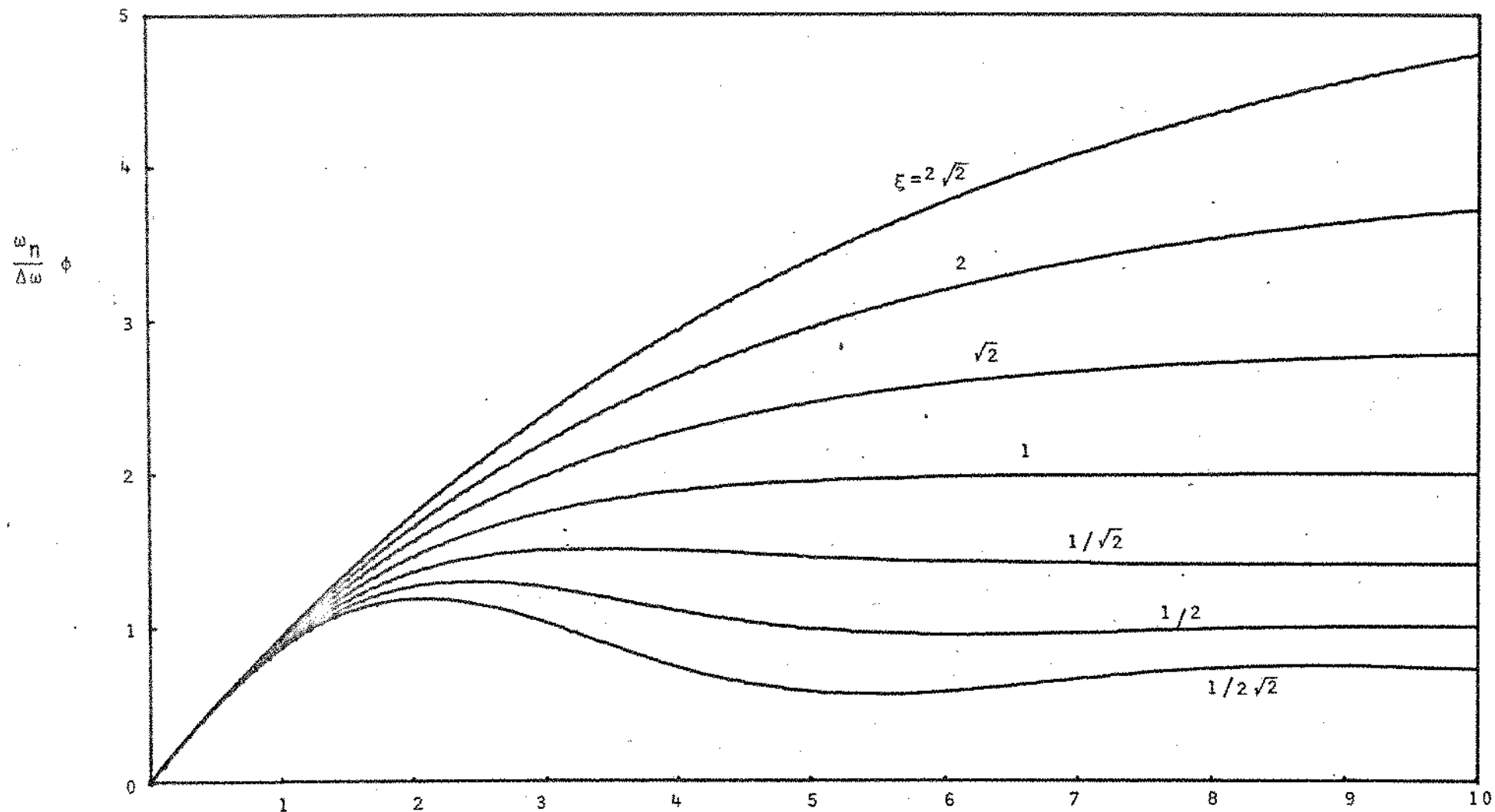


fig. III. 15 - Resposta do PLL de 2ª ordem $\left(F(S) = \frac{1}{1 + S\tau_1} \right)$ a um degrau de frequência

$$\phi(S) = \frac{\Delta\omega}{S^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} + \frac{\omega_n^2}{K} \frac{\Delta\omega}{S(S^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2)}$$

Usando-se as mesmas técnicas anteriores chegamos a seguinte solução

$$\xi > 1 \quad \phi(t) = \frac{\Delta\omega}{K} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\xi\omega_n t} \left[\frac{1 - \xi\omega_n/K}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \sinh \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t - \frac{\omega_n}{K} \cosh \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t \right]$$

$$\xi = 1 \quad \phi(t) = \frac{\Delta\omega}{K} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n t} \left(\omega_n t - \frac{\omega_n^2}{K} t - \frac{\omega_n}{K} \right)$$

$$\xi < 1 \quad \phi(t) = \frac{\Delta\omega}{K} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n \xi t} \left[\frac{1 - \xi\omega_n/K}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - \frac{\omega_n}{K} \cos \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t \right]$$

O erro de regime é dado por $\frac{\Delta\omega}{K}$ como, para esse tipo de malha K pode ser escolhido independente do fator de amortecimento ξ , podemos escolher um valor K alto e fazer $\frac{\Delta\omega}{K}$ bem reduzido, as figs. representativas do erro estão na fig. III.16

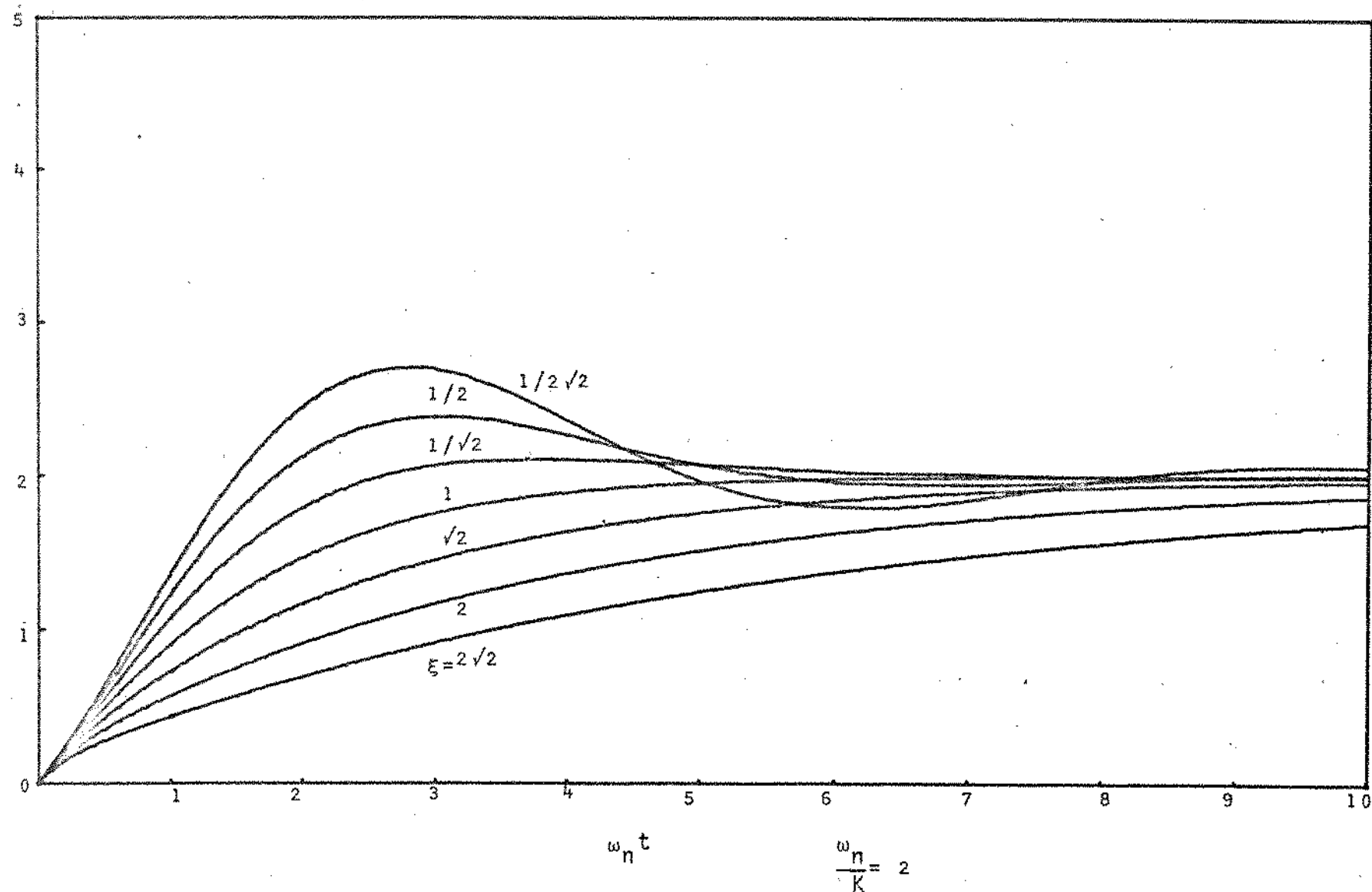


fig. III. 16 - Resposta do PLL de 2ª ordem a um degrau de frequência

$$F(S) = \frac{1 + S\tau_1}{1 + S\tau_2} \quad \text{a um}$$

CAPÍTULO - IV

PROJETO DE P.L.L.

IV.1 - INTRODUÇÃO

Nesse capítulo procura-se dar uma sistemática de procedimentos que o projetista de P.L.L. deve seguir para que a escolha dos componentes da malha seja feita de uma maneira adequada; estuda-se também o comportamento quantitativo do Jitter, a região de retenção, a região de captura, a faixa de ruído, enfim todos os parâmetros que de alguma maneira influenciam no projeto de P.L.L.

IV.2 - ANÁLISE DE JITTER

Durante a demultiplexagem, o relógio de leitura é recuperado a partir do relógio de escrita através da inibição dos pulsos de relógio correspondentes aos pulsos de controle e de recheio, e posterior passagem desse sinal de relógio assim depurado por um P.L.L.

A remoção dos pulsos de controle introduz um jitter de frequência muito alta, que é por isso efetivamente anulado pelo P.L.L. e pode portanto ser ignorado.

Já o jitter introduzido pelo recheio sempre apresenta componentes abaixo da frequência de oportunidades de recheio 9,962 KHz (que é o inverso do intervalo de tempo correspondente a um quadro), e pode ocasionalmente apresentar energia em frequências muito baixas que não são efetivamente atenuadas pelo P.L.L. Por esse motivo, esse jitter é mais importante, e é estudado a seguir.

O jitter introduzido pelo recheio, antes da filtragem pelo P.L.L., será chamado de jitter de tempo de espera, pois suas componentes de frequência mais baixa (as mais importantes) - são causadas pelo fato de que o recheio não pode ocorrer logo que a diferença de fase entre os relógios de escrita e leitura, no multiplexador, atinge o limiar, mas deve esperar pela próxima oportunidade de recheio. Essas oportunidades, por sua vez, ocorrem em intervalos igualmente espaçados de um quadro.

Após a filtragem pelo P.L.L., o jitter resultante será chamado de jitter de tempo de espera filtrado.

A fim de analisar o jitter de tempo de espera, é conveniente tratar como unitário o intervalo entre as oportunidades de recheio, ou seja, no nosso caso, a duração de um quadro. Assim sendo, todas as frequências obtidas por essa análise são normalizadas em relação à frequência de oportunidades de recheio.

Supondo que os relógios de leitura e escrita, no multiplexador, não sejam afetados por jitter, está claro que a fase do relógio de leitura do multiplexador (que é o de escrita do demultiplexador) cresce linearmente durante os intervalos entre as oportunidades de recheio, sendo a taxa de crescimento (em espaços temporais por quadro) dada pela razão de recheio $S < 1$. Note-se que, devido às tolerâncias existentes sobre as taxas de bit, S estará sempre situada num intervalo estreito em torno de um valor nominal, mas não pode ser fixada com exatidão.

Nas oportunidades de recheio, a fase cairá de um espaço temporal se antes disso ela tiver ultrapassado um limiar prefixado. Sem perda de generalidade, vamos fixar esse limiar em 1; nessas condições, a fase nunca irá abaixo de zero, nem acima de 2 espaços temporais.

A fig(II.7) mostra a forma de onda do jitter de tempo de espera $\phi(t)$, supondo-se que $\phi(0) = 0$ e que as oportunidades de recheio ocorrem em $t = 0, 1, 2, 3, \text{etc.}$ Notamos que, se $S = \frac{1}{3}$,

por exemplo, o jitter terá uma fundamental na frequência $\frac{1}{3}$ (normalizado em relação a frequência de oportunidades de recheio), e outras harmônicas superiores; portanto, bastaria fazer a faixa do filtro do P.L.L. bem inferior a esta frequência para eliminar ou reduzir substancialmente esse jitter. Algo semelhante ocorre também se S for um número racional

$\frac{p}{q}$ simples, isto é, com p e q pequenos e primos entre si: e a excursão total da fase é $\left[1 + \frac{p-1}{q}\right]$ espaços temporais.

Infelizmente, porém, não é possível fixar S exatamente num número racional simples, devido às tolerâncias das frequências de relógio envolvidas. Por isso, mesmo que o valor nominal de S fosse $\frac{1}{3}$, precisaríamos supor que $S = \frac{1}{3} \pm \epsilon$, onde ϵ é um número pequeno.

Nessas condições, conforme podemos ver na figura, aparece uma componente lenta no jitter, cuja remoção pelo filtro é duvidosa: daí a conveniência de se situar o valor nominal de S longe dos números racionais simples.

As condições acima, introduzidas por Kozuka (1969), dão uma descrição qualitativa do jitter de tempo de espera, mas são insuficientes para se obter uma descrição quantitativa razoavelmente completa deste fenômeno. Para tanto, será necessário caracterizar o jitter de tempo de espera como processo aleatório, obter sua autocorrelação e a partir desta seu espectro de potência através da transformada de Fourier.

Para tanto, vamos supor inicialmente que $\phi(0) = 0$ e que as oportunidades de recheio ocorram nos instantes inteiros. Se cada recheio ocorresse logo que $\phi(t)$ ultrapassasse o limiar unitário, ao invés de esperar pela próxima oportunidade de recheio, o jitter poderia ser expresso por:

$$\phi(t) = st - \langle st \rangle \quad (4.1)$$

onde $\langle \cdot \rangle$ é o operador que extrai o maior inteiro inferior ao argumento. Se a expressão acima valesse, o jitter teria frequência fundamental S , sem componentes de baixa frequência, e portanto não apresentaria grandes problemas. Esse jitter hipotético é às vezes chamado de jitter de recheio, em oposição a jitter de tempo de espera.

Quando ocorre a espera pela próxima oportunidade de recheio, o termo $\langle st \rangle$ a ser subtraído de St na expressão acima tem que ser tomado não mais em t mas na última oportunidade de recheio, ou seja, em $\langle t \rangle$. Então, o jitter de tempo de espera será:

$$\phi(t) = St - \langle S \langle t \rangle \rangle \quad (4.2)$$

Essa expressão pode ser considerada a expressão básica do jitter de tempo de espera, dadas a fase das oportunidades de recheio e uma condição inicial. Ela não é suficiente, entretanto, para caracterizar o jitter de tempo de espera como processo aleatório, devido ao seu caráter determinístico.

A fim de caracterizar uma forma de onda de jitter de tempo de espera como a mostra de um processo aleatório estacionário, -

vamos considerar as oportunidades de recheio ocorrendo nos instantes $t = n - \tau$, onde τ é uma variável aleatória uniformemente distribuída entre 0 e 1, e vamos tomar $\phi(0) = \xi + S\tau$, onde ξ é outra variável aleatória, independente de τ e uniformemente distribuída entre 0 e 1. Note-se que $\xi = \phi(-\tau^+)$. Nessas condições, a Eq. 4.2 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\phi(t) = \xi + S.(t + \tau) - \langle \xi + S.<t + \tau> \rangle \quad (4.3)$$

Agora que o jitter está devidamente caracterizado como processo aleatório, podemos calcular sua autocorrelação que é dada por:

$$R(n) = E [\psi(t + n) \psi(t)] ,$$

onde

$$\psi(t) = \left[\phi(t) - E |\phi(t)| \right]$$

O primeiro passo é portanto calcular $E |\phi(t)|$, o que não é difícil. Lembrando que $\phi(t)$ é um processo estacionário e que $\langle \xi \rangle = \langle \tau \rangle = 0$, temos da eq. (4.3)

$$\begin{aligned} E [\phi(t)] &= E [\phi(0)] = \\ &= E [\xi] + S.E [\tau] = \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} S \end{aligned}$$

Portanto:

$$\begin{aligned} \psi(t) &= \phi(t) - \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} S \right] = \\ &= [\xi + S(t + \tau) - \langle \xi + S.<t + \tau> \rangle] - \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} S \right] = \\ &= [(\xi + S.<t + \tau>) - \langle \xi + S.<t + \tau> \rangle] + \\ &\quad + S[(t + \tau) - \langle t + \tau \rangle] - \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} S \right] = \end{aligned}$$

$$= \left[(\xi + S \cdot \langle t + \tau \rangle) - \langle \xi + S \cdot \langle t + \tau \rangle \rangle - \frac{1}{2} \right] + \\ + S \left[(t + \tau) - \langle t + \tau \rangle - \frac{1}{2} \right]$$

Definindo: $v(x) = x - \langle x \rangle - \frac{1}{2}$, podemos finalmente escrever:

$$\psi(t) = v(\xi + S \cdot \langle t + \tau \rangle) + S \cdot v(t + \tau)$$

O cálculo de autocorrelação $R(t) = E |\psi(t) \cdot \psi(0)|$ é um tanto complexo, tendo sido feito por Duttweiler (1972). O espectro de potência resultante da transformada de Fourier de $\psi(t)$ é dado por:

$$S(f) = \text{sinc}^2 f \cdot Q(f) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{S}{2\pi n} \right)^2 \left[\delta(f - n) + \delta(f + n) \right] \quad (4.4)$$

$$\text{sinc } f = \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f}$$

$$Q(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2\pi n} \right)^2 \left[\text{rep } \delta(f - nS) + \text{rep } \delta(f + nS) \right]$$

$$\text{rep } x(f) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} x(f - K) \quad \text{para qualquer função } x(f)$$

Notamos que, apesar da expressão acima valer tanto para S racional como irracional, a forma do espectro $s(f)$ resultante diferirá radicalmente nos dois casos.

Assim, se S for um número racional $\frac{p}{q}$, com p e q primos entre si, $Q(f)$ apresentará q raias no intervalo $(0,1)$, pois apesar de haver infinitas réplicas de uma função básica em $Q(f)$, as raias das diferentes réplicas irão se superpor se S for racional. Se S for irracional, isso não acontecerá, e haverá então infinitas raias no intervalo de frequências $(0,1)$.

IV.3 - CARACTERISTICA NUMERICA DO PROBLEMA

O problema a ser resolvido, que gerou, esse trabalho, foi explicado qualitativamente no capítulo 2; trata-se da construção de um P.L.L. com determinadas especificações, que irá atuar no demultiplex do sistema MCP de 8 Mbits/seg.

IV.3.1-ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

- FREQUÊNCIA DE RETENÇÃO

Por frequência de retenção se entende a maior frequência que poderá ser colocada em sincronismo pela malha; o fato dessa frequência ser colocada ou não em sincronismo dependerá do passado histórico da malha. Quantitativamente teremos: se a maior saída possível do detetor de fase for $K_1\pi$ e, o ganho do OCV for K_3 teremos um intervalo de frequência de retenção que irá desde $-K_1K_3\pi$ até $+K_1K_3\pi$ em relação a frequência central do OCV. Na prática essa região de retenção é determinada da seguinte maneira: coloca-se na entrada da malha uma frequência igual a frequência central do OCV, estando portanto essas 2 frequências em sincronismo; vai-se então variando lentamente a frequência de entrada buscando-se determinar o limite superior de frequência que ainda se consegue colocar em sincronismo; volta-se então a frequência de entrada para a frequência central, e então vai-se diminuindo lentamente a frequência de entrada até se determinar a mínima frequência que ainda se consegue colocar em sincronismo, portanto o intervalo de retenção da malha estará compreendido entre esses 2 limites. para a especificação do projeto temos que esse intervalo de retenção deve ser igual a ± 200 hz

- FREQUÊNCIA DE CAPTURA

Por frequência de captura se compreende a maior ou menor frequência central do OCV, que sempre será colocada em sincronismo. Existem inumeros trabalhos publicados visando a determinação matemática da frequência de captura tendo o fator de amortecimento ξ e a frequência natural do sistema ω_n como parâmetros; dentre esses trabalhos podemos citar os de Richman

[3], Rey [4], Moschytz [5], Viterbi [6], Lindsey [7] e Mengali [8]. Porém cada um desses trabalhos sempre apresenta - restrições de projeto; por exemplo as soluções apresentadas por Rey e Moschytz são bastantes precisas para valores de $\frac{\omega_n}{K} = 2\xi$ porém seus resultados são bastante imprecisos para região onde $\frac{\omega_n}{K} \ll 2\xi$, já para a região onde $\frac{\omega_n}{K} \ll 2\xi$ os outros trabalhos citados são bem precisos, porém para $\frac{\omega_n}{K} = 2\xi$ já não são aceitáveis.

Praticamente a região de captura é determinado da seguinte maneira tira-se a malha de sincronismo colocando-se na sua entrada um frequência maior que a frequência de retenção e vai-se diminuindo a frequência de entrada até que esta consiga ser sincronizada pela malha; determinando-se assim a frequência superior de captura, Na determinação da frequência inferior de captura leva-se novamente a malha para o estado de fora de sincronismo, colocando-se na sua entrada - uma frequência menor que o limite inferior da frequência de retenção vai-se então aumentando lentamente a frequência de entrada da malha até que esta consiga sincronizar o sinal de entrada. A principal diferença entre essas 2 regiões é que uma é determinada a partir do estado de sincronismo (região de retenção) e a outra a partir do estado de não sincronismo (região de captura); A região de captura será no máximo igual a região de retenção e quase sempre é menor. Essa região por especificação de projeto deve valer ± 200 hz.

- FAIXA DE RUÍDO

Uma das funções do P.L.L. é reduzir o ruído, e é razoável - supor que o ruído de entrada da malha é um ruído Gausseano branco. Como o ruído na saída do P.L.L. é quase sempre restrito a uma faixa estreita devido a ação de filtragem da própria malha, é conveniente expressar a soma de ruído que não é filtrado como, a faixa de um filtro ideal, que deixaria - passar a mesma quantidade de ruído.

A formula já bastante tradicional para se calcular a largura de faixa de ruído é dado por

$$B_L = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (4.5)$$

No caso do filtro tipo LAG em que

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad \text{ou} \quad F(j\omega) = \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1}$$

Temos pela eq. (3.28) que

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2 + j\omega(2\xi\omega_n - \omega_n^2/K)^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_n\omega}$$

e portanto a faixa de ruído será

$$B_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{\omega_n^4 + (2\xi\omega_n - \omega_n^2/K)^2 \omega^2}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega^2} d\omega$$

ou

$$B_L = \frac{\omega_n}{4\xi} \left[1 + \left(2\xi - \frac{\omega_n}{K} \right)^2 \right] \quad \text{eq. (4.6)}$$

Podemos ainda fazer as seguintes transformações

$$\omega_n = \frac{k}{\tau_1} \quad \text{eq. (4.7)}$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1 + K\tau_2}{\tau_1} \quad \text{eq. (4.8)}$$

Fazendo essas subst. na eq. (4.6) teremos

$$B_L = \frac{\frac{1}{2} \left[1 + \left(2\xi - \frac{\omega_n}{K} \right)^2 \right]}{\frac{2\xi}{\omega_n}}$$

$$B_L = \frac{1}{2} \frac{\left[1 + \left(2\xi - \omega_n / K \right)^2 \right]}{\frac{1 + K\tau_2}{K}}$$

Desenvolvendo $\left(2\xi - \frac{\omega_n}{K} \right)^2$ teremos:

$$\left(2\xi - \frac{\omega_n}{K} \right)^2 = \left(\frac{2\xi K - \omega_n}{K} \right)^2$$

$$= \left\{ \left[\frac{2\xi K - \omega_n}{\omega_n} \right] \cdot \left[\frac{\omega_n}{K} \right] \right\}^2$$

$$= \left[\frac{2\xi K}{\omega_n} - 1 \right]^2 \cdot \left[\frac{\omega_n}{K} \right]^2$$

como $\frac{2\xi K}{\omega_n} - 1 = K\tau_2$ e

$$\left[\frac{\omega_n}{K} \right]^2 = \frac{1}{K\tau_1} \quad \text{temos}$$

$$B_L = \frac{1}{2} K \frac{1 + \frac{(K\tau_2)^2}{K\tau_1}}{1 + K\tau_2} \quad (4.9)$$

Podemos ainda definir a faixa de ruído normalizada como

$$\frac{B_L}{K} = \frac{1}{2} \frac{1 + \frac{K\tau_2}{K\tau_1}}{1 + K\tau_2} \quad (4.10)$$

Se $K\tau_2 = \tau_2'$ e $K\tau_1 = \tau_1'$ teremos

$$\frac{B_L}{K} = \frac{1}{2} \frac{1 + \tau_2'^2/\tau_1'}{1 + \tau_1'} \quad (4.12)$$

A fig. (IV.1) representa a eq. (4.12) para diversos valores de $\frac{B_L}{K}$.

Por especificação de projeto essa faixa de ruído deve ser minimizada.

IV.4 - ATENUAÇÃO DE JITTER

Uma das principais finalidade do P.L.L. é a atenuação do jitter descrito na seção III.1

Neste parágrafo faremos um estudo de como essa atenuação pode ser conseguida. Vamos supor que o sinal da entrada da malha - esteja modulado em fase por um sinal senoidal (jitter senoidal) da seguinte maneira

$$Y_i(t) = A \sin[\omega t + m_i \sin(\Omega t + \theta_i)] \quad (4.13)$$

Sendo m_i o índice de modulação do sinal; Índice esse que deve

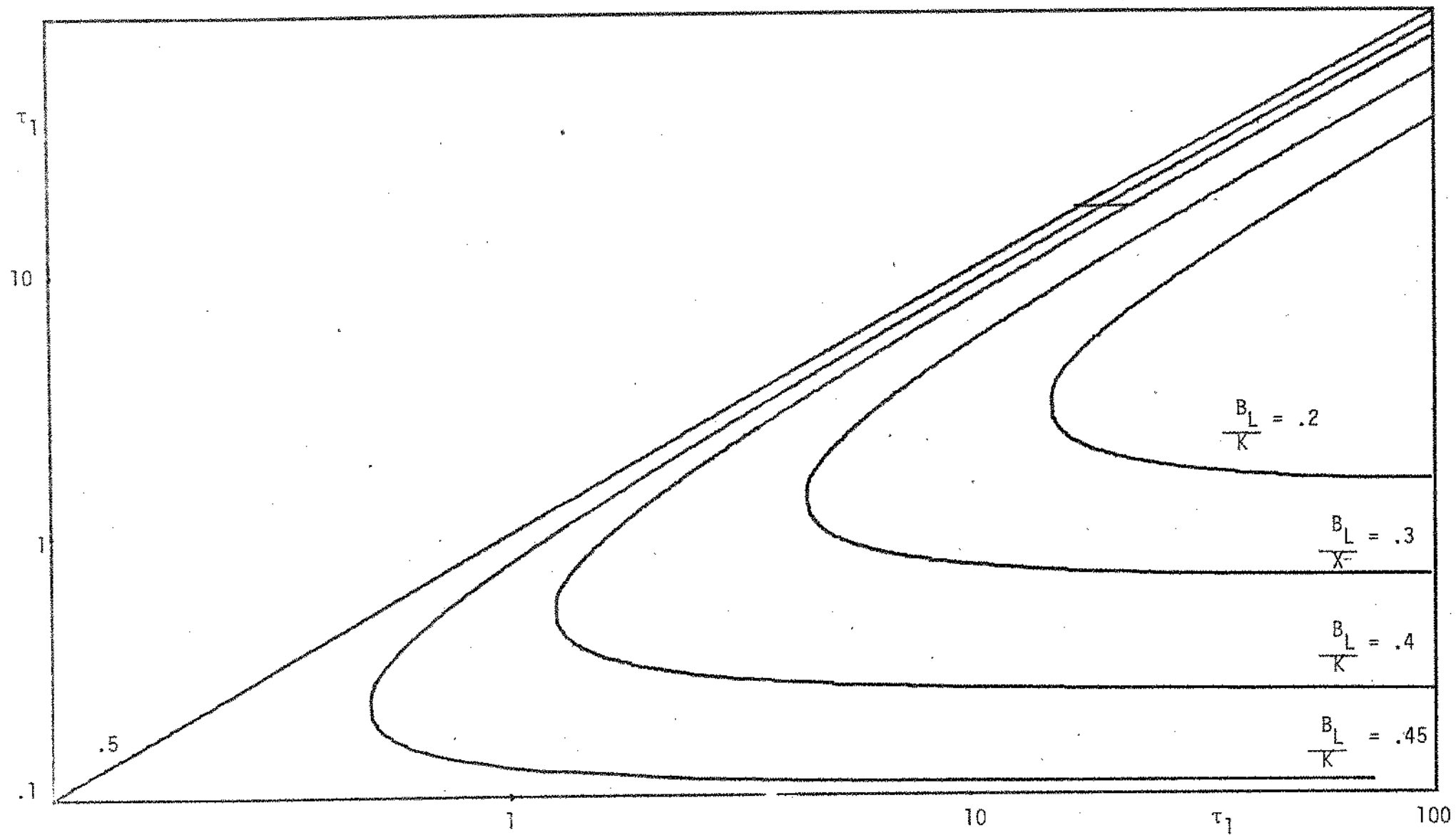


Fig. IV.1 - FAIXA DE RUÍDO

ser atenuado pela malha, vamos supor nessa análise que o de tetor de fase esteja atuando na sua região linear. Tomando-se a eq. (4.13) podemos escrever que

$$\phi_i(t) = m_i \text{ sen } (\Omega t + \theta_i) \quad (4.14)$$

e temos também que, em regime, a fase do sinal de saída do OCV ϕ_o é também um sinal senoidal de frequência angular Ω que pode ser escrito como

$$\phi_o(t) = m_o \text{ sen}(\Omega t + \theta_o) \quad (4.15)$$

e o erro de regime pode ser escrito como

$$\phi(t) = m_i \text{ sen } (\Omega t + \theta)$$

Podemos determinar os valores de m_o , θ_o ; e m , θ a partir dos valores de m_i e θ_i usando as funções de transferência vista no capítulo anterior que são as seguintes

$$\frac{\phi_o(j\Omega)}{\phi_i(j\Omega)} = H(j\Omega) ; \frac{\phi(j\Omega)}{\phi_i(j\Omega)} = 1 - H(j\Omega)$$

Baseado nessas equações podemos escrever que

$$m_o = m_i |H(j\Omega)| \quad (4.16)$$

$$\theta_o = \theta_i + \arg |H(j\omega)|$$

Da mesma maneira teremos

$$m = m_i |1 - H(j\omega)| \quad (4.17)$$

$$\theta = \theta_i + \arg |1 - H(j\omega)|$$

convém ressaltar o fato que é o fator m_i que dá, na entrada

da malha, a amplitude do jitter e $\bar{e}$ de interesse que esse fa tor seja atenuado pela malha; determinaremos então o compor- tamento de m_o e θ_o com os diversos tipos de filtro

4.4.1-FILTRO PASSA BAIXA

$$F(S) = \frac{1}{1 + S\tau_1}$$

Para esse tipo de filtro temos que

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad \text{ou}$$

$$H(j\Omega) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \Omega^2 + j2\xi\omega_n\Omega}$$

Portanto

$$m_o = m_i \left[\frac{\omega_n^2}{(\omega_n^2 - \Omega^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\Omega^2} \right]^{1/2} \quad \text{ou ainda}$$

$$m_o = m_i \frac{1}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + 4\xi^2 x^2}} \quad (4.18)$$

$$\text{Onde } x^2 = \left(\frac{\Omega}{\omega_n} \right)^2$$

Da mesma forma

$$\theta_o = \theta_i + \arg |H(j\Omega)|$$

$$\theta_o = \theta_i - \arctg \frac{2\xi x}{1 - x^2} \quad (4.19)$$

As curvas representativas das eq. (4. 18) e (4. 19) estão - na fig. (IV. 2) e (IV.3).

Pelas figuras notamos que para determinados valores de ξ te remos amplificação de jitter e isso deve ser evitado.

4.4.2-FILTRO TIPO LAG

$$F(S) = \frac{1 + S\tau_2}{1 + S\tau_1}$$

Para esse tipo de filtro foi visto no capítulo 3 que

$$H(j\Omega) = \frac{\omega_n^2 + j\Omega(2\xi\omega_n - \omega_n^2/K)}{\omega_n^2 - \Omega^2 + j2\xi\Omega\omega_n}$$

e portanto

$$m_o = m_i \sqrt{\frac{1 + (2\xi - \omega_n(K))^2 x^2}{(1 - x^2)^2 + 4\xi^2 x^2}} \quad (4.20)$$

e

$$\theta_o = \theta_i + \arctg\left(2\xi - \frac{\omega_n}{K}\right)x - \arctg \frac{2\xi x}{1-x^2} \quad (4.21)$$

Cujas curvas representativas são as da fig. (IV.4) e fig. (IV.5).

4.4.3-FILTRO TIPO LEAD

Como vimos no capítulo 3 para esse tipo de filtro

$$H(S) = \frac{\omega_n + KS}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

ou

$$= \frac{H(jx) 1 + j \frac{K}{\omega_n x}}{(1 - x^2)^2 + 4\xi^2 x^2}$$

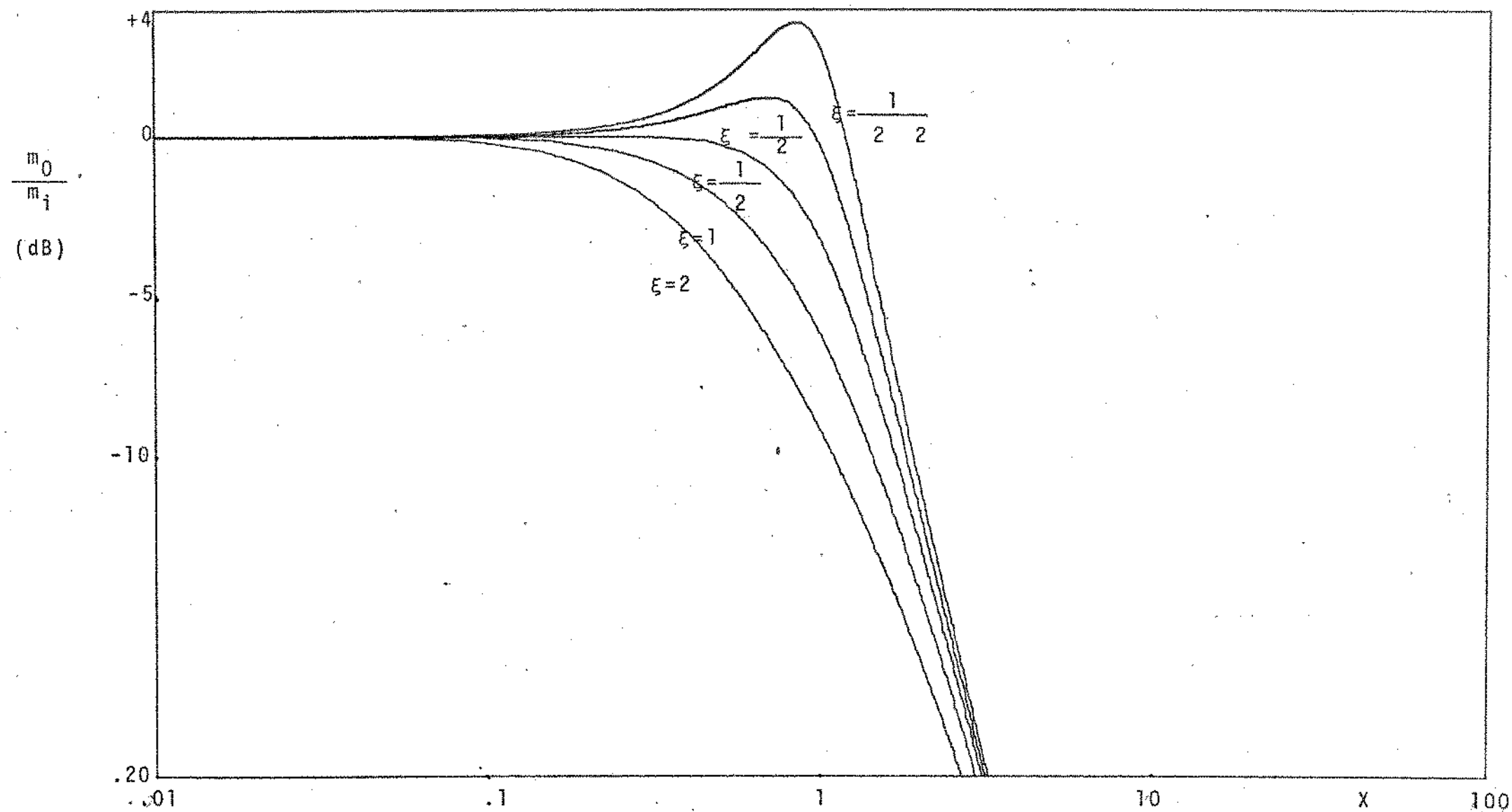


Fig. IV.2 - ATENUAÇÃO DE JITTER PARA FILTRO TIPO
PASSA BAIXA

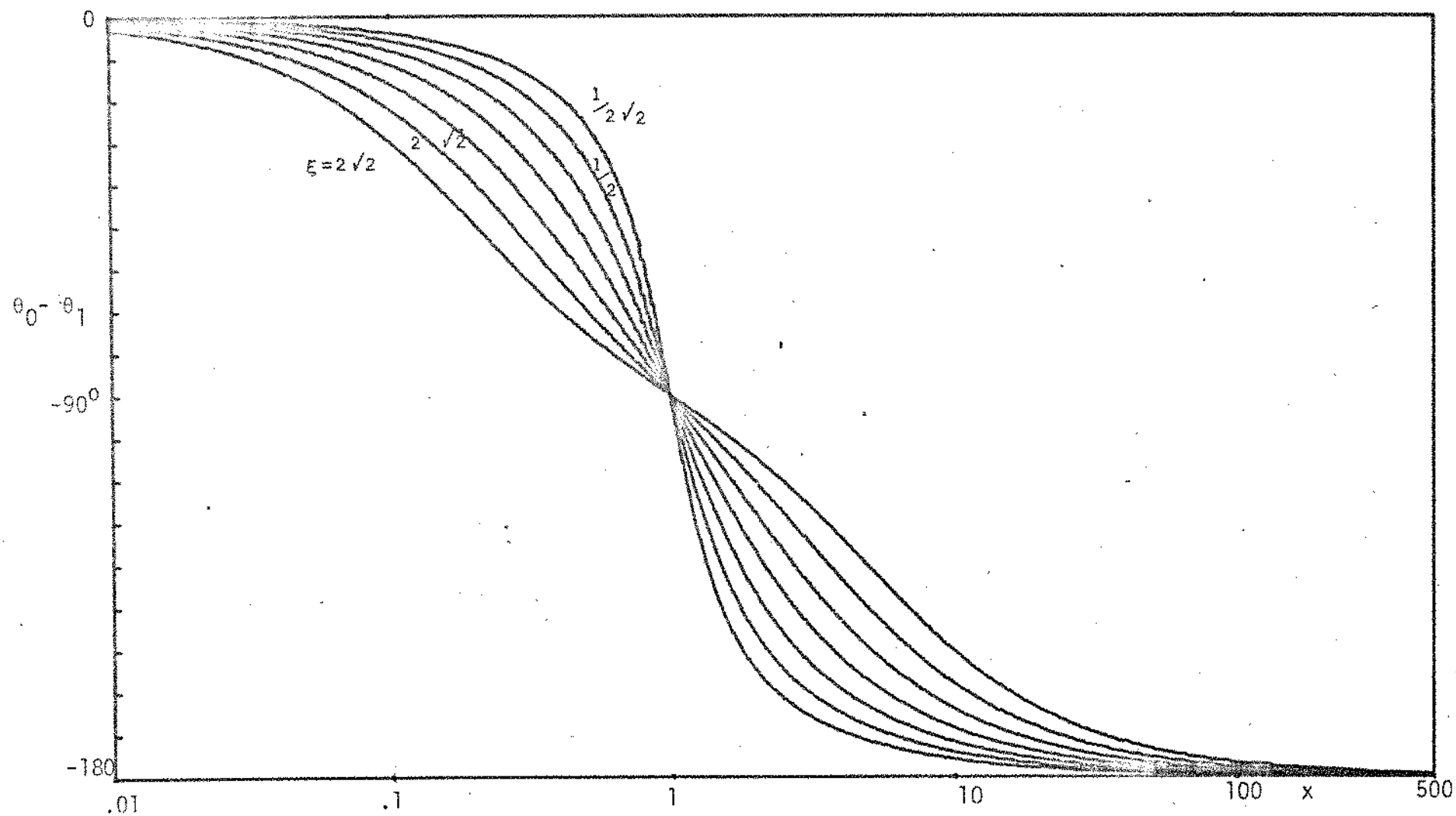


Fig. IV.3 - FASE DO JITTER PARA FILTRO PASSA BAIXA COMUM

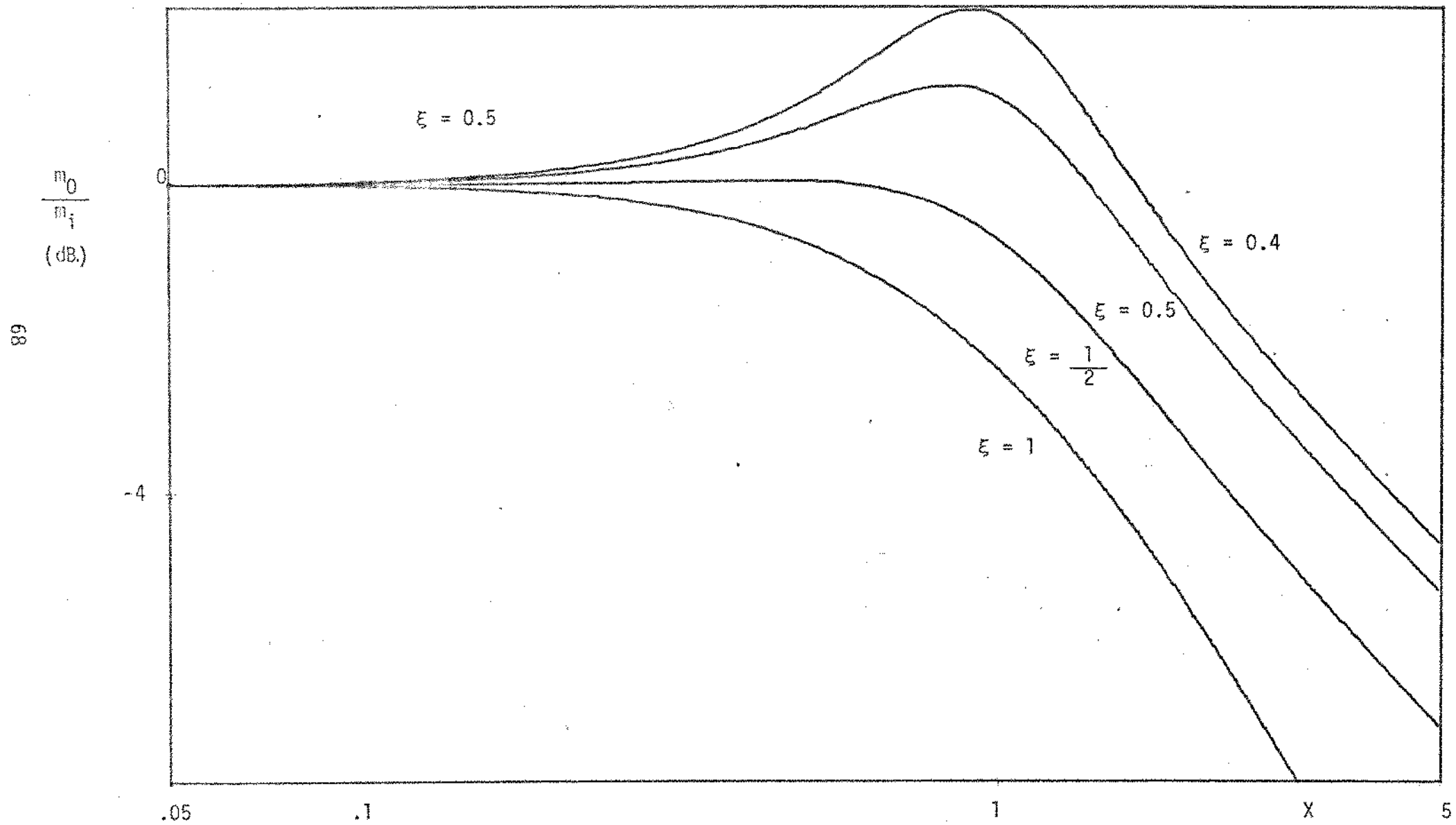


Fig. IV.a - ATENUAÇÃO DE JITTER PARA O FILTRO TIPO
 $\text{LAG} \left(\frac{W_n}{K} = 2 \right)$

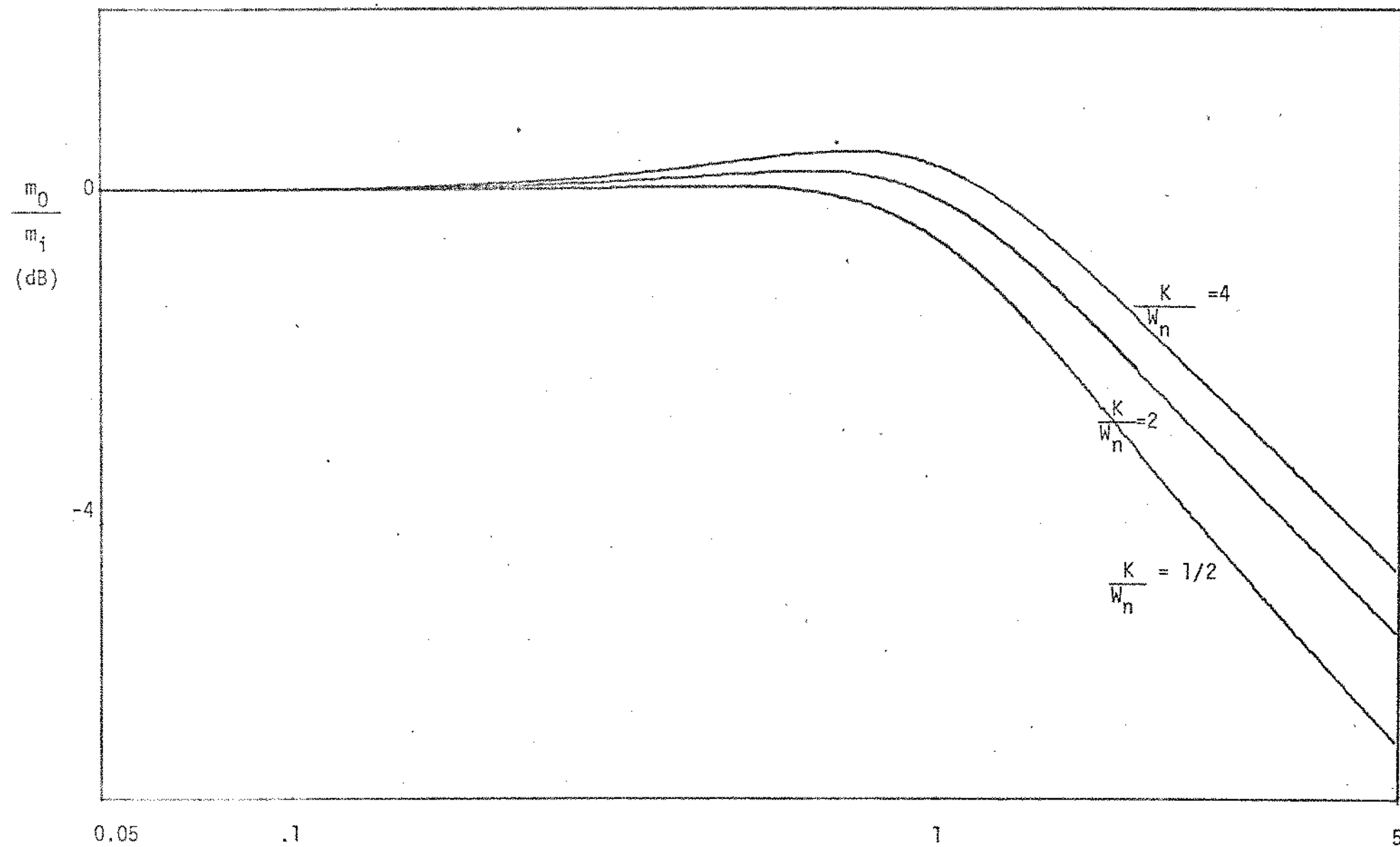


Fig. IV.4.b - ATENUAÇÃO DE JITTER FILTRO PASSA BAIXA
COMUM ($\xi = 0.707$)

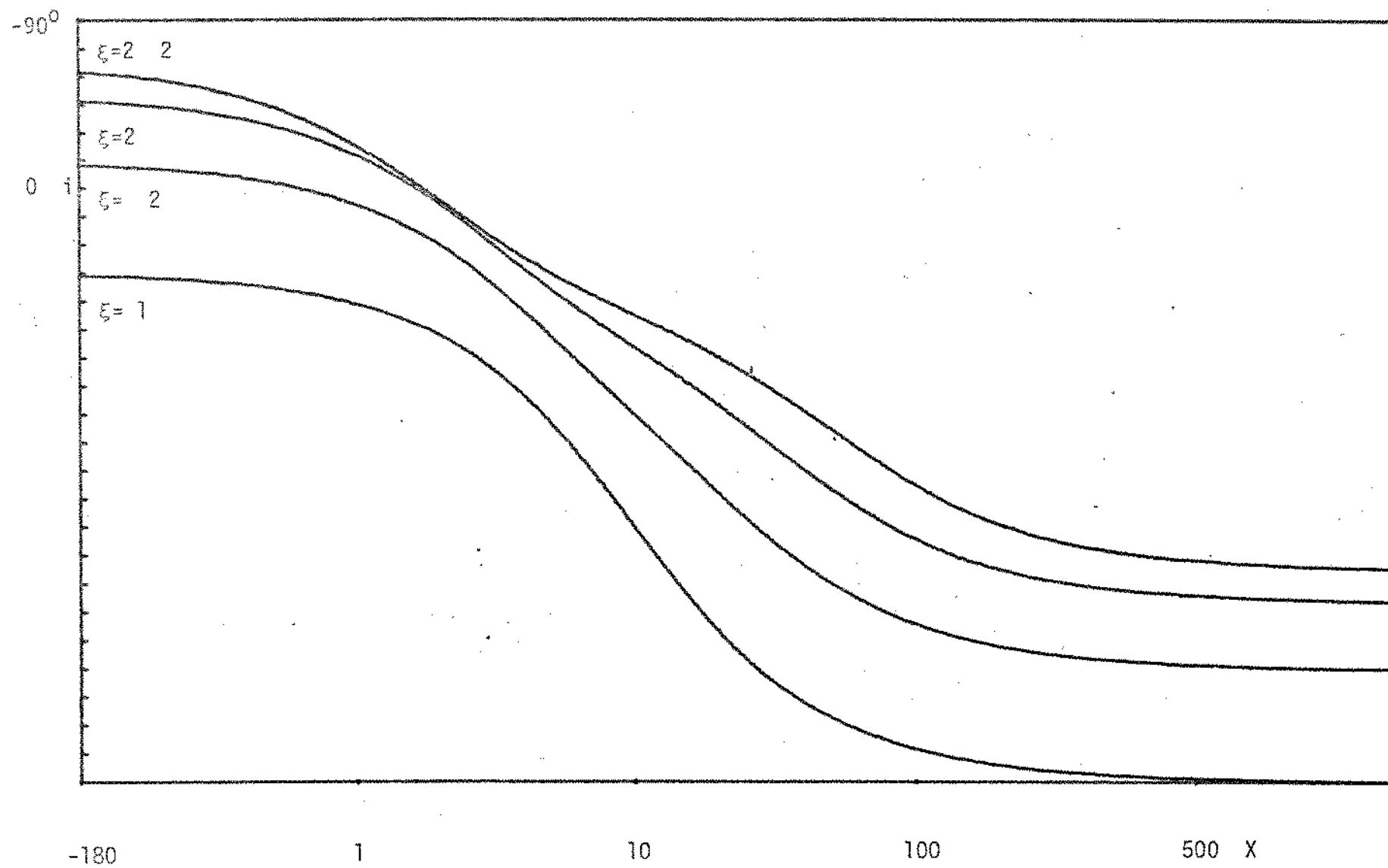


Fig. IV.5 - FASE DO JITTER PARA O FILTRO TIPO LAG

e portanto

$$H(j\Omega) = \frac{\omega_n^2 + j\Omega K}{(-\Omega^2 + \omega_n^2) + 2j\Omega\xi\omega_n}$$

com $x = \Omega/\omega_n$

Pela eq. (4.16) temos que

$$m_o = m_i |H(j\Omega)|$$

portanto

$$m_o = m_i \sqrt{\frac{1 + (K/\omega_n)^2 x^2}{(1 - x^2)^2 + 4\xi^2 x^2}} \quad (4.22)$$

e

$$\theta_o = \theta_i + \arg H(j\omega)$$

$$\theta_o = \theta_i + \arctg \frac{K \Omega}{\omega_n^2} - \arctg \frac{2\xi\omega_n \Omega}{\omega_n^2 - \Omega^2} \quad (4.23)$$

As curvas representativas das eqs. (4.22) e (4.23) são as da fig. (IV.6 e IV.7)

IV.5 - ESCOLHA DO DETETOR DE FASE

Existe um número muito grande de possibilidade de escolha do detetor de fase a ser usado em projetos de P.L.L., porém sepre devemos ter em mente a aplicação em que o P.L.L. está sendo empregado, pois em cada caso poderemos usar um detetor de fase diferente. No nosso caso pretendíamos que:

1 - caso o sistema de 8 Mbit fosse desligado o OCV oscilasse numa frequência de 2,048 MHz

2- fosse do tipo linear

Portanto pretendemos um D.F. que para uma frequência de entrada igual a frequência mínima de captura, de como saída um nível do mínimo e para uma frequência de entrada igual a frequência máxima, além de, naturalmente, atender a 1ª exigência.

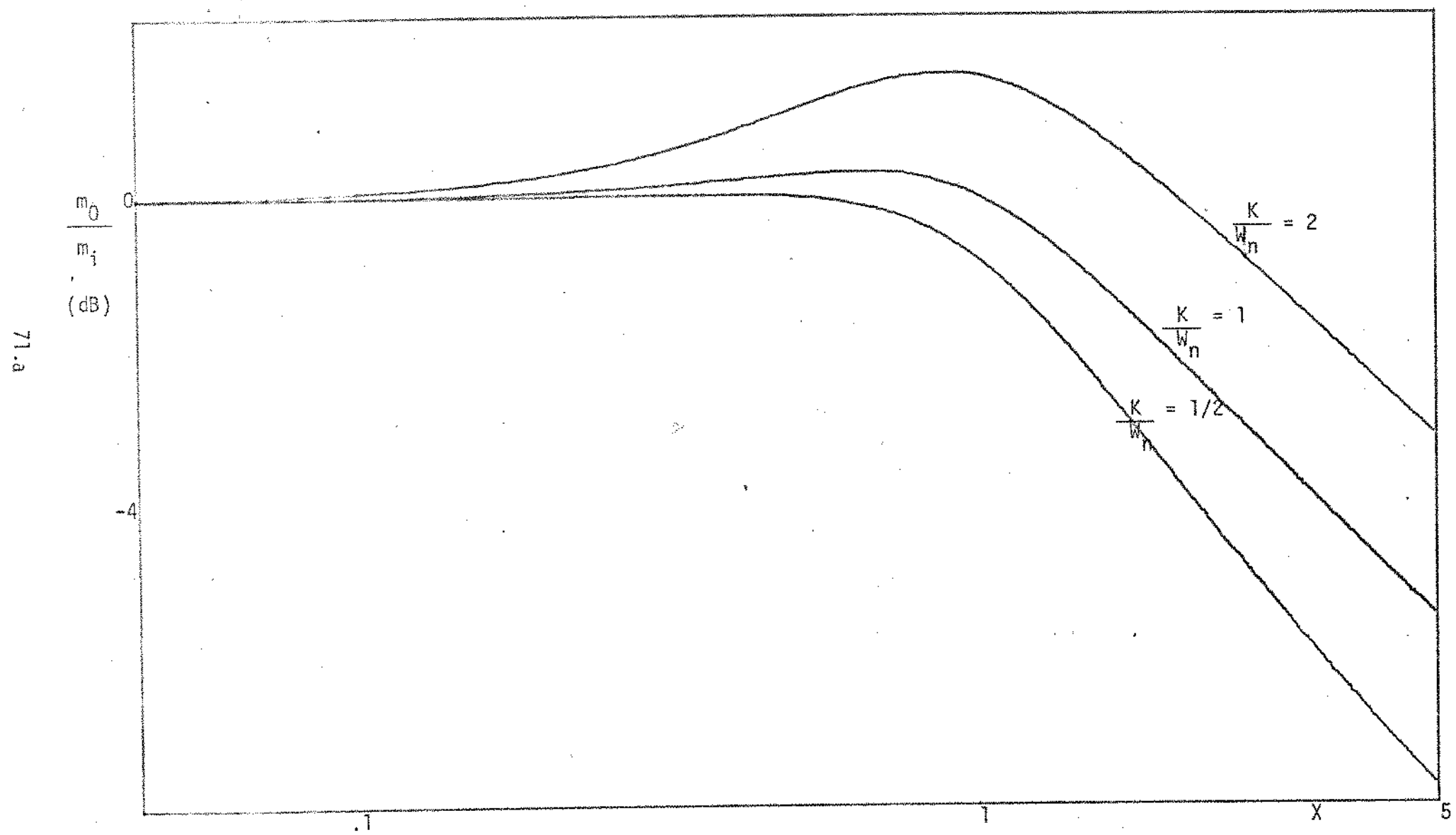


Fig. IV.6.b - AMPLITUDE DO JITTER PARA O FILTRO TIPO LEAD ($\xi = 0.707$)

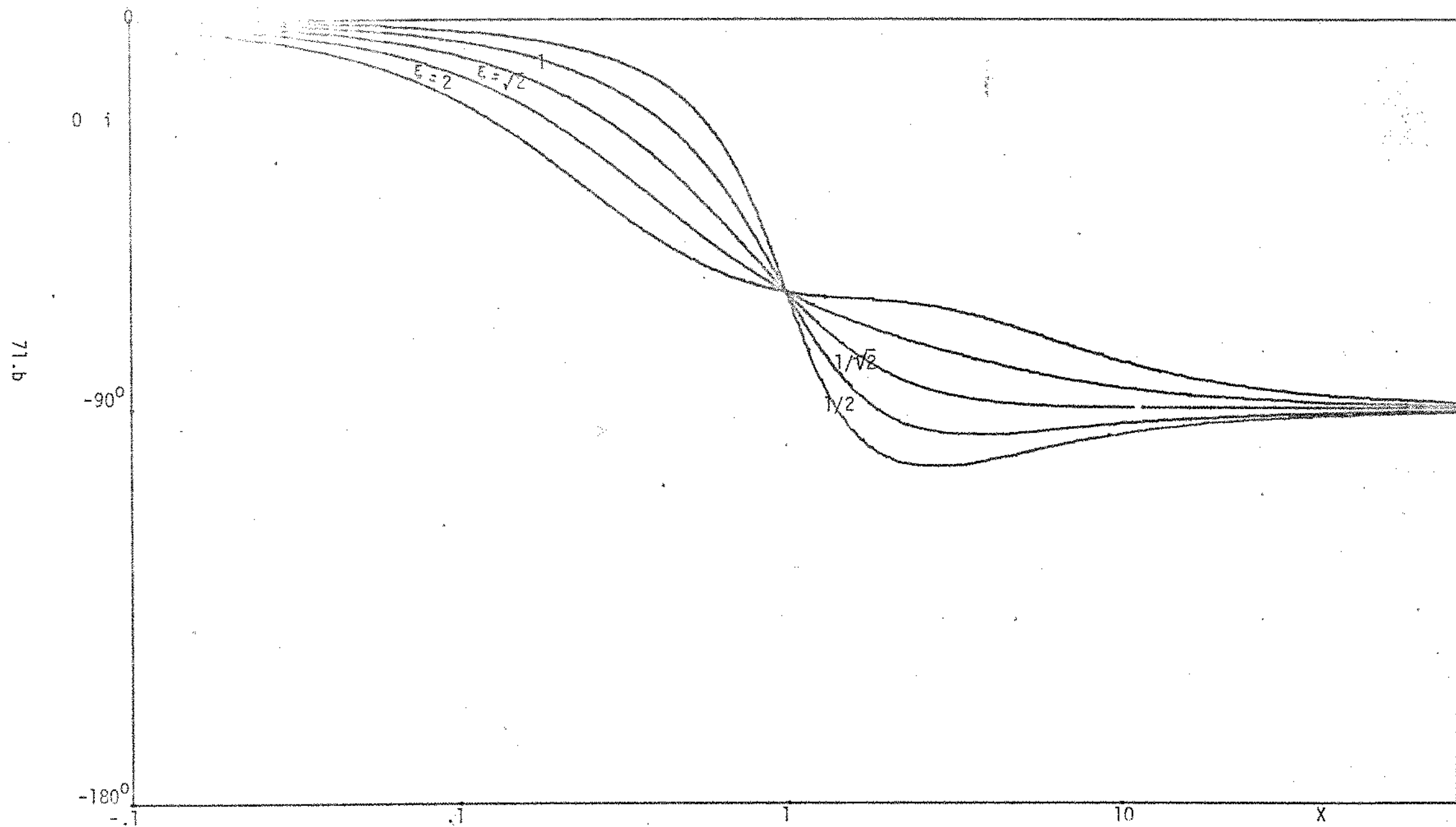


Fig. IV.7 - FASE DO JITTER PARA O FILTRO NO LEAD

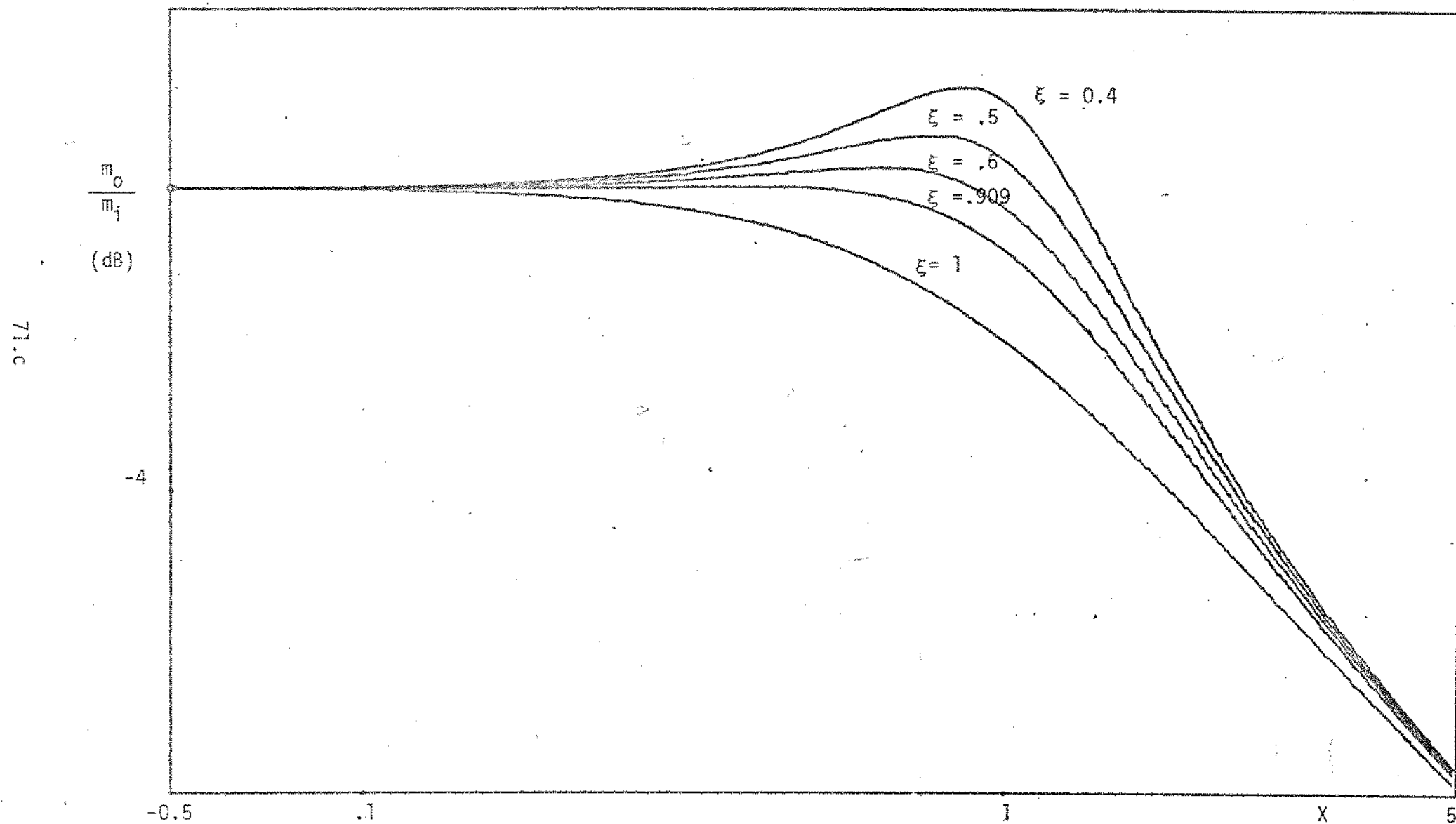


Fig.IV.6.a - AMPLITUDE DO JITTER PARA FILTRO
TIPO LEAD ($\frac{W_N}{K} = 2$)

Outra consideração importante a fazer é que só temos disponível níveis de tensão positivos assim sendo as equações deduzidas no capítulo anterior precisam ser vistas cuidadosamente devido ao seguinte problema: Quando foi reduzida a eq.(3.9)

$$x_1 = \frac{\omega_i - \omega_0}{K_3}$$

parece ter ficado claro que para uma frequência de entrada igual a frequência central do OCV $x_1 = 0$; para o nosso caso devido não termos disponíveis tensões negativas x_1 deve ser igual a zero para uma frequência de entrada igual a frequência mínima de captura, quando isso ocorrer a diferença de fase entre as ondas no detetor de fase é zero.

Quando a frequência de entrada for igual a frequência central do OCV o nível dc de x_1 deve ser igual ao valor x_1^* na curva de tensão x frequência do OCV; isso corresponderá no detetor de fase uma diferença de fase de $\frac{\pi}{2}$, e finalmente -

quando a frequência de entrada for igual a frequência máxima de captura devemos ter x_1 máximo e uma defasagem nos sinais de π .

Um detetor que satisfaz todas essas condições é o "ou exclusivo" e os três casos de frequências de entrada analisados acima são mostrados esquematicamente nas figs. (IV.8-a), (IV.8-b) e (IV.8-c).

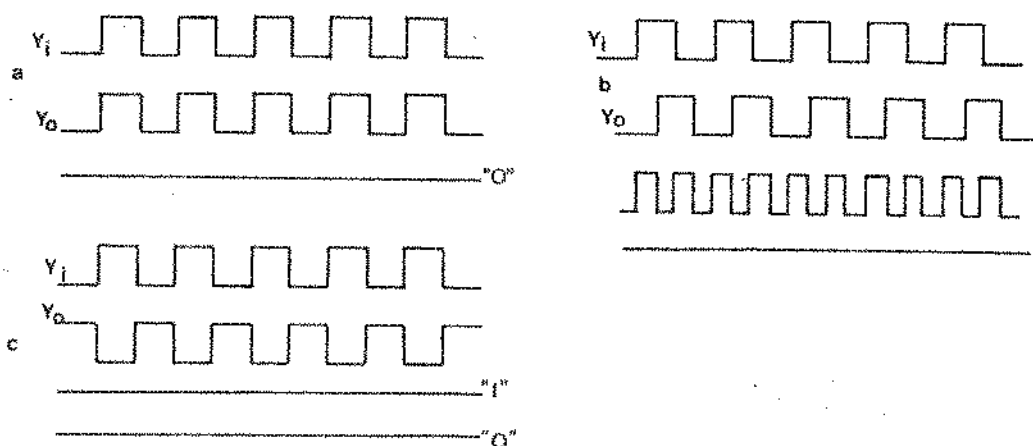


Fig. IV. 5

Quando apenas o OCV estiver funcionando teremos numa entrada do D.F. zero e em outra na onda com 50% de dutycycle a saída será a própria onda que tem obviamente um nível dc que fará o OCV oscilar na sua frequência central satisfazendo - por a 1ª exigência.

A 2ª exigência é automaticamente satisfeita pois o nível de saída do detetor será proporcional a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal do OCV; por essas razões foi escolhido o "ou exclusivo" como detetor de fase do P.L.L.

O fator de ganho desse detetor é $\frac{4.5}{\pi}$ v.rad.

IV.6 - PROJETO DO OCV

O oscilador controlado por tensão deve possuir uma estabilidade muito grande na sua frequência de oscilação. Quando a tensão que o controla é fixa e; ainda; possuir uma faixa de frequência que possa ser controlada pela variação da tensão em sua entrada. Como a estabilidade que se deseja é muito - grande opta-se por um oscilador controlado por tensão que se utiliza de um cristal de quartzo como elemento determinante de frequência. Nesta secção serão feitas análises do circuito utilizado e serão mostrados resultados experimentais com respeito a linearidade do OCV, desvio de frequência com temperatura e a característica de estabilidade.

- CIRCUITO DO OCV

Existem inúmeras maneiras de se projetar um OCV controlado a cristal, para isso basta que, basicamente, projetemos um oscilador e numa determinada parte do circuito se tenha um elemento de capacitância variável para que se consiga mudar a frequência de oscilação do circuito. No nosso caso o elemento de capacitância variável escolhido foi o diodo MV 1401 da Motorola cuja curva de variação de capacitância com tensão em seus terminais está mostrada na fig. (IV.9)

O circuito que se projetou foi o da fig. (IV.10)

O cristal poderá oscilar num range de frequência que vai da sua frequência série até a frequência paralela, a curva de admitância do cristal é mostrada na fig. (IV.11)

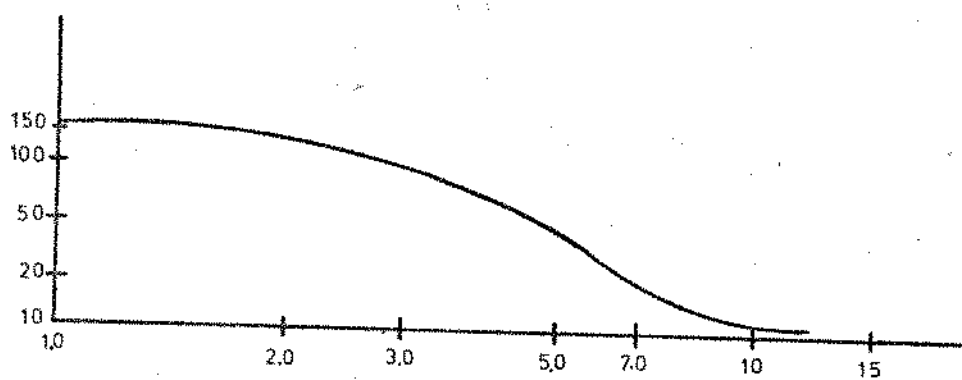


Fig. IV. 9

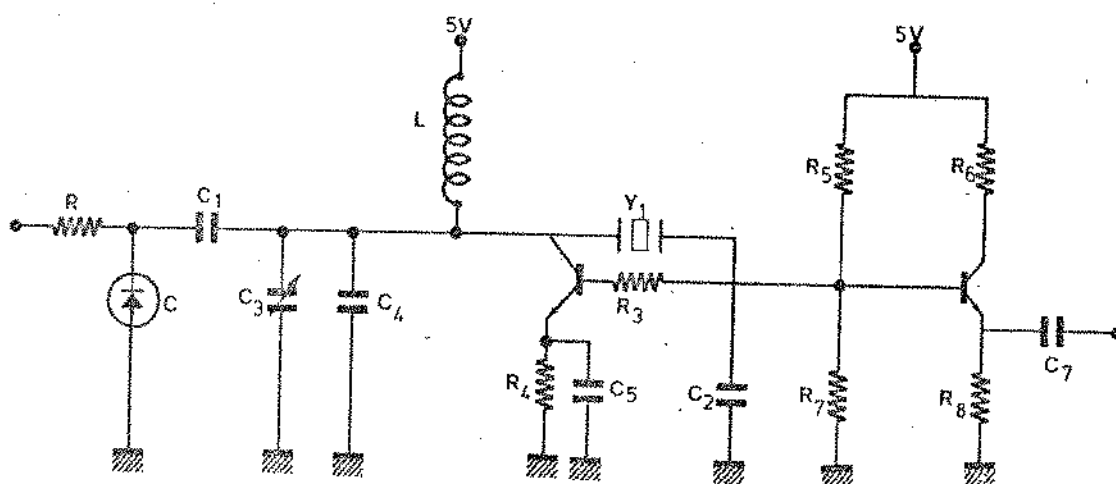


Fig. IV. 10

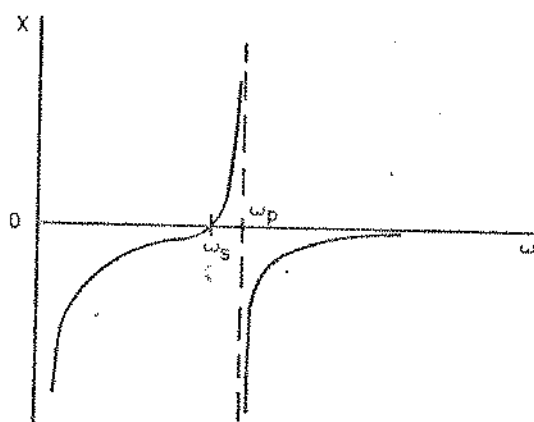


Fig. IV. 11

portanto o OCV deve ser projetado para oscilar no máximo entre f_s e f_p .

O circuito equivalente do cristal é o da fig. (IV.12)

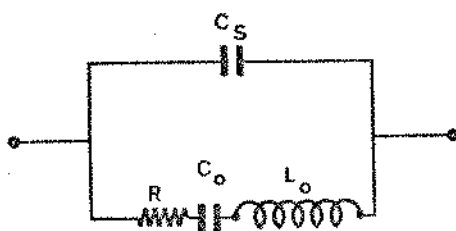


Fig. IV. 12

e pelo circuito do OCV vemos que os elementos que influenciam na determinação da frequência de oscilação são: o diodo de capacitância variável C_v , C_1 e C_2 que estão em geral em série com o cristal portanto a frequência de oscilação do circuito será dada pela frequência onde a impedância do cristal somado a impedância dos 3 capacitores citados seja igual a zero; portanto temos que

$$Z_{\text{cristal}} + Z_x = 0 \quad \text{onde } Z_x = \frac{-1}{j\omega_v C_x} \quad \text{e} \quad (4.24)$$

$$C_x = C_s + \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_v}}$$

como

$$\begin{aligned} Z_{\text{cristal}} &= \left(j\omega_v L_o + \frac{1}{j\omega_v C_o} \right) \parallel \frac{1}{j\omega_v C_s} \\ &= \frac{1 - \omega_v^2 L_o C_o}{j\omega_v C_s (1 - \omega_v^2 L_o C_o) + j\omega_v C_o} \end{aligned}$$

temos pela condição imposta pela eq. (4. 24)

$$\frac{-1}{j\omega_v C_x} = \frac{1 - \omega_v^2 L_o C_o}{j\omega_v C_s (1 - \omega_v^2 L_o C_o) + j\omega_v C_o}$$

$$- \left| \frac{C_0}{C_X} + \frac{C_S (1 - \omega_V^2 L_0 C_0)}{C_X} \right| = 1 - \omega_V^2 L_0 C_0$$

$$(1 - \omega_V^2 L_0 C_0) \left(1 + \frac{C_S}{C_X}\right) = - \frac{C_0}{C_X}$$

$$1 - \omega_V^2 L_0 C_0 = \frac{C_0 / C_X}{1 + \frac{C_S}{C_X}} = - \frac{C_0}{C_X + C_S}$$

$$\omega_V^2 L_0 C_0 = 1 + \frac{C_0}{C_X + C_S}$$

$$\omega_V^2 = \frac{1}{L_0 C_0} \left(1 + \frac{C_0}{C_X + C_S}\right) = \omega_J^2 \left(1 + \frac{C_0}{C_X + C_S}\right)$$

$$\omega_V^2 - \omega_J^2 = \frac{\omega_J^2 C_0}{C_X + C_S} \quad (4.25)$$

Fazendo-se a aproximação de que $\omega_V \approx \omega_J$ teremos

$$\omega_V^2 - \omega_J^2 \approx (\omega_V - \omega_J) (\omega_V + \omega_J)$$

$$\approx (\omega_V - \omega_J) (2\omega_J)$$

Portanto

$$\omega_V - \omega_J \approx \frac{1}{2\omega_J L_0 (C_S + C_X)}$$

e

$$\omega_V \approx \omega_J + \frac{1}{2\omega_J L_0 (C_S + C_X)} \quad \text{ou ainda}$$

$$\omega_V \approx \omega_J + \frac{1}{2\omega_J L_0 \left(C_S + \frac{1}{\frac{1}{C_V} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \right)} \quad (4.26)$$

$$\omega_{vmin.} = \omega_1 + \frac{1}{2\omega_1 L_o \left(C_s + \frac{1}{\frac{1}{C_{vmax}} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \right)} \quad (4.27)$$

e

$$\omega_{vmax.} = \omega_1 + \frac{1}{2\omega_1 L_o \left(C_s + \frac{1}{\frac{1}{C_{vmin}} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \right)} \quad (4.28)$$

Onde C_{vmax} e C_{vmin} são respectivamente a capacitância máxima e capacitância mínima do diodo de capacitância variável. Pelas eq. (4.27) e (4.28) e conhecendo-se as características do cristal utilizado poderemos ajustar C_v , C_1 e C_2 para que tenhamos o intervalo de variação de frequências que quisermos, obviamente dentro dos limites compreendido entre f_s e f_p .

As curvas de variação de frequência com tensão de entrada do OCV está mostrada na fig. (IV.13)

IV.7 - PROJETO DO FILTRO

Como vimos nos paragrafos anteriores existem dois tipos de filtros que podem ser usados de acordo com a conveniência do projetista.

O filtro tipo LEAD, foi citado na literatura de P.L.L. por E. Roza [2] pois se acreditava que sô filtro passa baixas pudesse ser usado

As figuras (IV.6) e (IV.7) mostram que ele pode perfeitamente ser usado no P.L.L. desde que este não dependa da extração do DC da onda que sai do detetor de fase; caso o detetor de fase, como é o nosso caso, de como saída uma onda que se precisa extrair seu valor dc. Para que este seja mandado para o OCV, nesse caso um filtro tipo LAG que é passa baixas, torna-se de muito mais utilidade por essa razão o escolhemos.

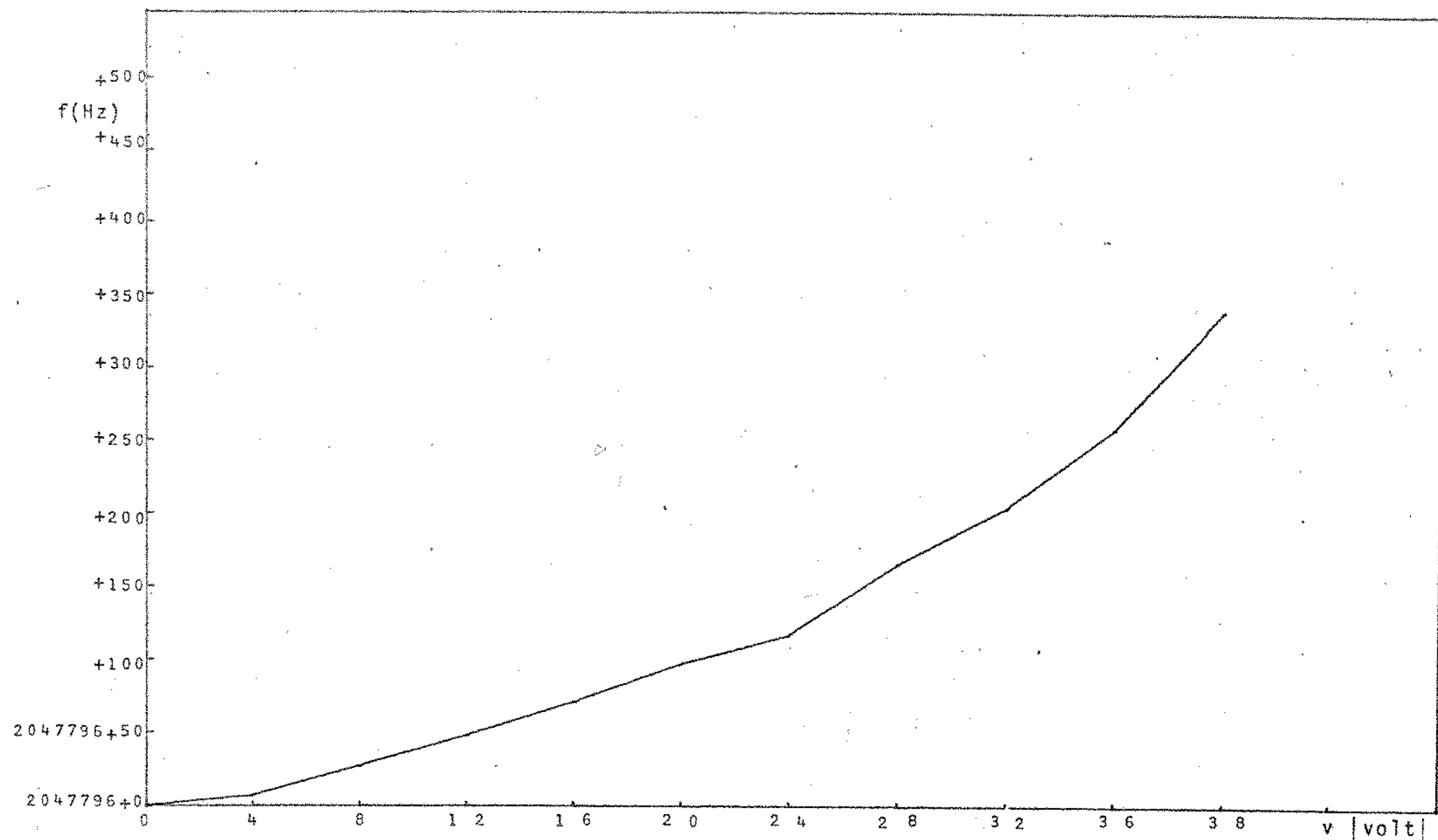
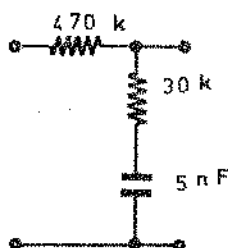


Fig. IV.13 - Característica do OCV

78

Vimos pelas figs. (IV.4) e (IV.5) que para que não haja amplificação de jitter é necessário que se tenha um valor de ξ entre 0,707 e 1, e um valor $\frac{K}{\omega_n}$ adequado; devemos ainda ter

em mente que a faixa de ruído deve ser mínima, tendo essas restrições optamos pelo seguinte filtro



como $\tau_1 = (R_1 + R_2) C$

$$\tau_2 = R_2 C$$

temos $\tau_1 = (470 \times 10^3) \cdot 5 \times 10^{-9} = 2,35 \times 10^{-4} \text{ seg}$

$$\tau_2 = (30 \times 10^3) \cdot 5 \times 10^{-9} = 1,5 \times 10^{-4} \text{ seg}$$

sabemos que

$$K = 172 \text{ Hz}$$

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1}$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1 + K\tau_2}{\tau_1}$$

Utilizando-se dos valores de τ_1 , τ_2 e K chegamos aos seguintes valores para ξ e ω_n

$$\omega_n = 262 \text{ e}$$

$$\xi = 0,782$$

As curvas de atenuação de jitter, bem como da faixa de ruído

x fator de amortecimento são mostradas nas fig. (IV. 14) e (IV. 15) - respectivamente

Como pode se notar, não há amplificação de jitter em nenhuma região bem como a faixa de ruído foi minimizada.

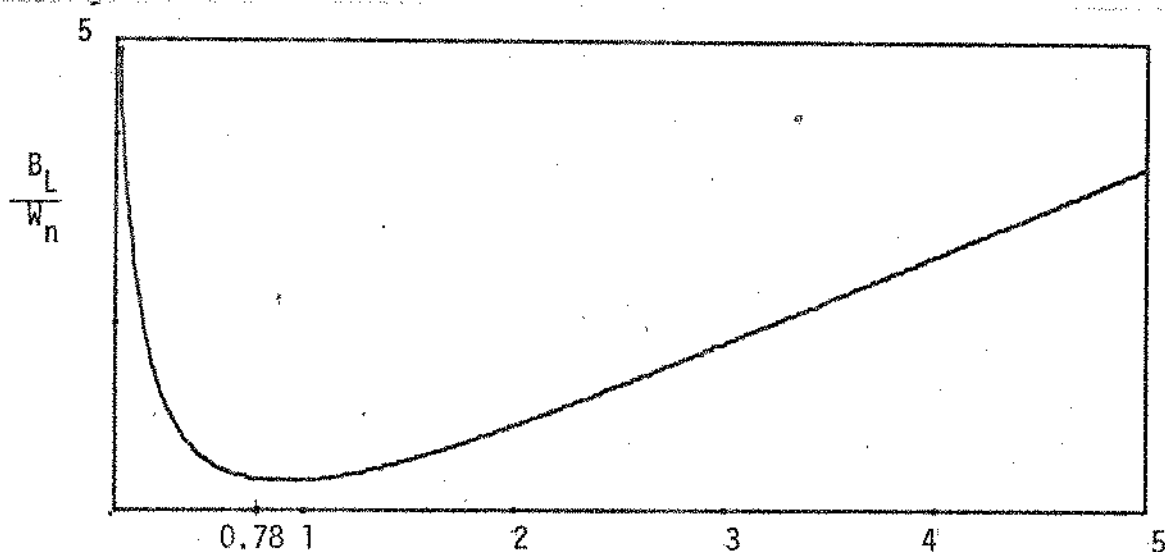


Fig. IV:15 - FAIXA DE RUÍDO

4.8 - VARIAÇÃO DA REGIÃO DE RETENÇÃO E DE CAPTURA COM DIVISORES

DE FREQUÊNCIA

Uma das maneiras de se aumentar a região de retenção e de captura foi proposta por Byrne [9] e consiste em comparar não as frequências de entrada mas sim submúltiplas dessas, como o Projeto requeria uma faixa de retenção e uma faixa de captura de aproximadamente ± 100 ppm ou seja ± 200 Hz, recorreremos a essa técnica e os resultados conseguidos são apresentados na tabela.

DIVISORES	REGIÃO DE RETENÇÃO	REGIÃO DE CAPTURA
$\div 1$	2047801—2048106 (Hz)	2047809—2047994 (Hz)
$\div 2$	2047801—2048110 (Hz)	2047801—2048048 (Hz)
$\div 4$	2047801—2048151 (Hz)	2047801—2048173 (Hz)
$\div 8$	2047801—2048206 (Hz)	2047801—2048173 (Hz)
$\div 16$	2047801—2048208 (Hz)	2047802—2048201 (Hz)

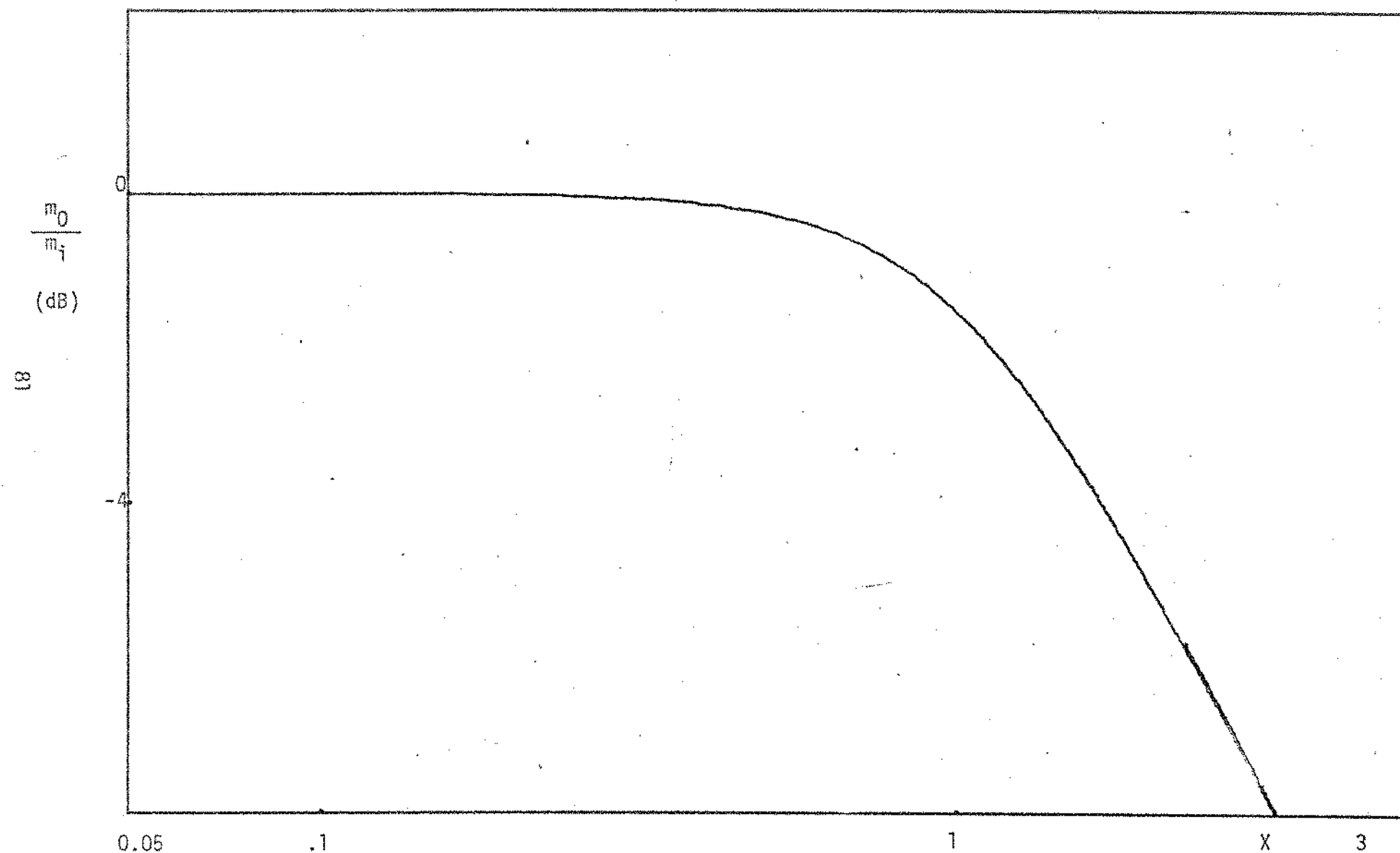


Fig. IV.14 - ATENUAÇÃO DO JITTER PARA O P.L.L. PROJETADO

como se pode notar pela tabela (4.1) quando se usa uma divisão por 16 chegamos ao intervalo requerido pelo projeto.

Os resultados da tabela (4.1) mostram que ao se aumentar os divisores há um aumento das duas regiões citadas, convém notar que o limite inferior praticamente não se alterou, ocorrendo só variações nos limites superiores; isso ocorre pelo fato que nos limites inferiores a malha não é tão sensível pois a saída do detetor de fase será o zero TTL.

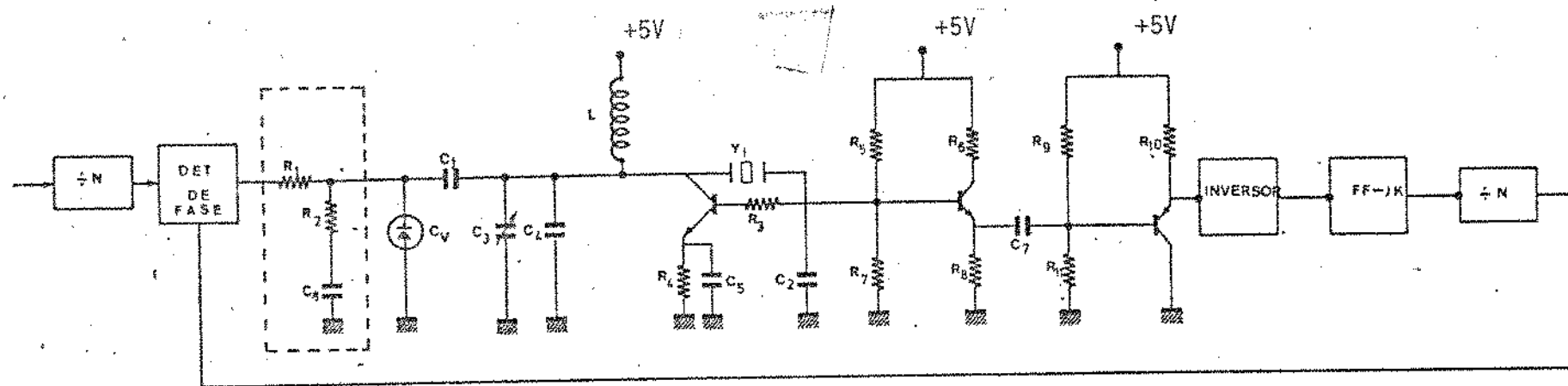
Já nos limites superiores qualquer melhora que o divisor possa dar terá como consequência um aumento no nível superior TTL, e consequentemente um aumento de frequência no OCV; com o aumento dos divisores vai se chegando ao limite máximo da saída do detetor de fase e aí também as regiões na sua parte superior não se modificarão.

CONCLUSÃO

Determinado os parâmetros do filtro fica concluído o projeto do P.L.L. que irá atuar no de - MULTIPLEX do sistema MCP de 8 Mbit/s. As curvas da fig. (IV.14) mostram claramente que não há amplificação de jitter em nenhuma região onde o PLL atua, uma das principais restrições que o projeto impõe.

As regiões de retenção e captura foram também projetadas para satisfazer as condições que o projeto requeria, enfim foi criada, acreditamos, nesse trabalho uma maneira sistemática de projeto de P.L.L., que era o nosso principal objetivo.

A Fig. IV.15 mostra o circuito que foi implementado.



$$R_1 = 470K$$

$$R_2 = 30K$$

$$R_3 = 5nF$$

$$C_V = MU140$$

$$C_2 = 120pf$$

$$C_3 = 5-25pf$$

$$C_4 = 60pf$$

$$L = 100\mu H$$

$$Y = \text{cristal} - 4,096 \text{ MHz}$$

$$R_3 = 470\Omega$$

$$R_4 = 2K4$$

$$C_5 = .1\mu F$$

$$R_5 = 22K$$

$$R_6 = 50\Omega$$

$$R_7 = 75K$$

$$R_8 = 750\Omega$$

$$C_S = .1\mu F$$

$$R_q = 33K$$

$$R_{10} = 470\Omega$$

$$R_{11} = 2K2$$

Fig. IV.15 - CIRCUITO IMPLEMENTADO DO P.L.L.

REFERENCIAS

- |1|- KOZUKA,S; "Phase controlled oscilator for pulse stuffing syn-
cronization systems"
- "Review of the electrical comunication Laboratory"
nºs. 5 - 6 Maio - 1969
- |2|- ROZA,E; "Analysis of phase-locked timing extraction circuits
for pulse code transmisson - IEEE Trams. Com. Vol.22
Setembro - 1974
- |3|- D.RICHMAN,"Color-carrier reference phase synchronization ac-
curacy un NTSC color television", Proc. IRE, vol.
43, pp. 106 - 133 Janeiro - 1954.
- |4 - T.J.REY, "Automatic phase control: Theory and design",Proc.
IRE, vol. 48, pp. 1760 - 1771. Outubro - 1960.
- |5|- G.S.MOSCHYTZ,"Miniaturized RC filters using phase-locked
loop", Bell Syst. Tech. J. vol. 44, pp. 823-
870, Maio/Junho 1965.
- |6|- A.J.VITERBI,"Principles of Coherent Communication. New York
McGraw-Hill, 1966, ch. 3
- |7|- W.C.LINDSEY,"Sinchronization Systems in Communication and
Control. Englewood Cliffd, N.J.: Prentice-Hall,
1972, se. 10-2.3, 10.2.4.
- |8|- U.MENGALI,"Acquisition behavior of generalized tracking sys-
tems in the absence of noise" IEEE Trans. Commun.,
vol, COM-21, pp. 820-826, July 1973
- |9|-BYRNE,C.J., "Properties and Design of the Phase controlled osci-
lator with a sawtooth comparator" Bell Syst. Tech.
J. vol. 51 - Setembro 1961
- |10 - DUTTWEILLER, D.L. "Waiting time Jitter" Bell Syst. Tech J.
Setembro - 1961

|11|- GARDNER,T.M., "Phase lock techineques " New York: Wily -
1966

|12|- BLANCHARD, ALAIN - "Phase Locked Loops", New York, Wiley -
1976

|13|- PRADO LOPES;L.C., Relatório final FAPESP - Dezembro 1975.