

SUPRESSOR DE TREMOR DE
TEMPO DE ESPERA

FÁBIO VIOLARO

Orientador: REGE R. SCARABUCCI

Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia de Campinas, da Uni
versidade Estadual de Campinas-
UNICAMP - como parte dos requi
sitos exigidos para obtenção do
título de DOUTOR EM CIÊNCIAS.

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

SETEMBRO 1980

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Agradecimentos

Ao Dr. Rege Romeu Scarabucci, pela orientação desse trabalho;

À Sra. Maria Júlia Dini Fray, pelo trabalho datilo gráfico;

Ao Sr. Raimundo Nonato de Souza, pela confecção dos desenhos.

ÍNDICE

SUMÁRIO

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	001
I.1 - INTRODUÇÃO	002
I.2 - TÉCNICA DE JUSTIFICAÇÃO DE PULSOS	002
I.3 - TIPOS DE JUSTIFICAÇÃO	005
 CAPÍTULO II - GERAÇÃO DE TREMOR DE FASE DEVIDO AO PROCESSO DE JUSTIFICAÇÃO	 010
II.1 - INTRODUÇÃO	011
II.2 - DECOMPOSIÇÃO DA ONDA DE TREMOR DE FASE GERA DA PELO PROCESSO DE JUSTIFICAÇÃO	 011
II.3 - CÁLCULO DO ESPECTRO EM FREQUÊNCIA DO TREMOR DE JUSTIFICAÇÃO	 014
II.4 - ANÁLISE DO CONTEÚDO DE BAIXA FREQUÊNCIA DO TREMOR DE JUSTIFICAÇÃO	 020
 CAPÍTULO III - ALTERAÇÕES NO COMPORTAMENTO DO TREMOR DE TEM PO DE ESPERA EM FUNÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DO COM PARADOR DE FASE	 030
III.1 - INTRODUÇÃO	031
III.2 - IMPLEMENTAÇÃO USUAL DO COMPARADOR DE FASE .	031
III.3 - ALTERAÇÕES NO COMPORTAMENTO DO TREMOR DE TEM PO DE ESPERA	 039
 CAPÍTULO IV - SUPRESSOR DE TREMOR DE TEMPO DE ESPERA	 053
IV.1 - INTRODUÇÃO	054
IV.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SUPRESSOR DE TREMOR DE TEMPO DE ESPERA	 054
IV.3 - UTILIZAÇÃO DO SUPRESSOR NO MULTIPLEX DE 8 Mbits/s	 057
IV.4 - POSSIBILIDADE DE UTILIZAÇÃO DO SUPRESSOR EM SISTEMAS DE JUSTIFICAÇÃO POSITIVA-NEGATIVA .	 065
IV.5 - MODELAMENTO DO SUPRESSOR	068

.../..

CAPÍTULO V - INFLUÊNCIA DA PRESENÇA DO TREMOR DE LINHA NOS TRIBUTÁRIOS	073
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES	082
APÊNDICE A - DESENVOLVIMENTO DE $F\{\mu(\rho.[t])\}$ PARA ρ RACIONAL	087
APÊNDICE B - MEDIDOR DE TREMOR DE FASE	092
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	098

SUMÁRIO

Uma maneira eficiente de se efetuar a multiplexagem de sinais digitais plesíocronos é a técnica de justificação de pulsos (pulse stuffing). Esse processamento agrega entretanto aos tributários um tremor de fase (jitter) de baixa frequência, normalmente conhecido como tremor de tempo de espera (waiting time jitter). O presente trabalho se concentra sobre o estudo e caracterização desse tipo de tremor e é finalizado com o desenvolvimento de um supressor de tremor de tempo de espera. Esse supressor foi construído e testado num equipamento MCP(modulação por codificação de pulsos) de 8 Mbits/s fazendo com que o tremor de fase agregado aos tributários de 2 Mbits/s se mantivesse limitado a um valor pico a pico da ordem de 1% em sua região de operação.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I.1 - INTRODUÇÃO

A multiplexagem de sinais digitais em tempo real consiste em se agrupar n sinais digitais denominados tributários, com taxas de bits iguais (ou múltiplas) entre si, num único trem de pulsos, constituindo um sinal digital dito de hierarquia superior.

No caso dos sistemas tributários serem controlados a partir de um único relógio mestre, os seus sinais digitais são ditos síncronos entre si. Mesmo neste caso aparentemente simples, a sua multiplexagem não é imediata, uma vez que há necessidade de se levar em conta as diferenças de fase entre os tributários e de se providenciar no sinal de hierarquia superior bits adicionais de sincronismo que permitam a separação e identificação dos tributários na recepção.

No caso dos sistemas tributários possuírem relógios independentes, operando com uma dada tolerância em torno de uma mesma frequência nominal, os sinais digitais são ditos plesíocronos entre si. A estabilidade finita dos relógios faz com que os sinais se desviem de sua frequência nominal, e nesse caso a multiplexagem deve enfrentar o problema adicional da assintonia dos tributários, o que é resolvido através da técnica de justificação de pulsos (pulse stuffing). Essa técnica é utilizada atualmente na formação de todos os sinais digitais MCP (modulação por codificação de pulsos) de hierarquia superior (8Mbits/s, 34Mbits/s, 140Mbits/s, etc).

O sistema de justificação de pulsos, porém, não é completamente transparente aos tributários. Ele incorpora aos mesmos, como efeito colateral, um tremor de fase (jitter) de baixa frequência. O estudo e a eliminação desse tremor constitui o objetivo do presente trabalho.

Nesse capítulo introdutório se procura fazer uma apresentação rápida da técnica de justificação de pulsos e dos diferentes tipos de justificação possíveis.

I.2 - TÉCNICA DE JUSTIFICAÇÃO DE PULSOS

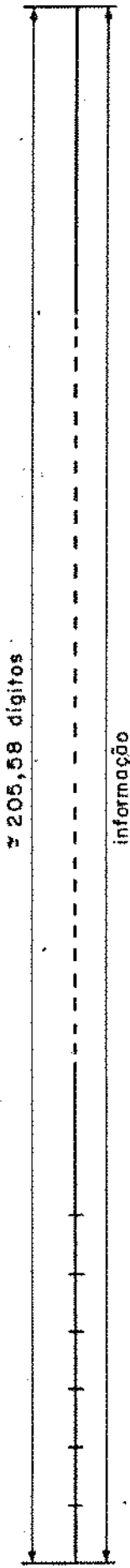
Na técnica de justificação de pulsos, n tributários plesíocronos ocorrendo a uma taxa nominal de A bits/s são convertidos

intermediariamente em n sinais síncronos a uma taxa de B bits/s, onde $B > A$. Os dígitos que respondem pela informação de sincronismo no sinal digital de hierarquia superior são divididos igualmente entre os n tributários e preenchem parte da diferença $B-A$. O restante é preenchido com dígitos de controle de justificação e dígitos de justificação. Os dígitos de justificação não carregam nenhuma informação e a sua função é apenas de enchimento. É a quantidade desses dígitos de justificação que vai variar de um a outro tributário de maneira a acomodar a assintonia de cada tributário em torno de sua frequência nominal. Os n sinais síncronos de B bits/s são em seguida multiplexados bit a bit gerando o sinal digital de hierarquia superior a uma taxa de nB bits/s.

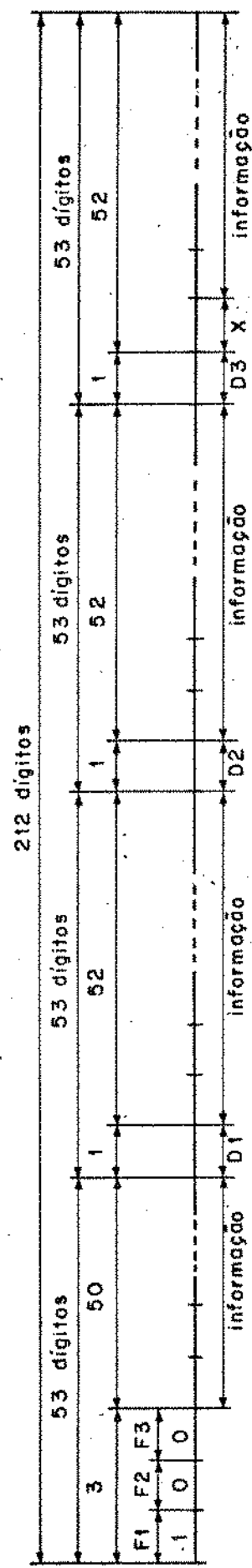
Para facilidade de apresentação, considere-se a Fig. I.1 onde se encontra esquematizado o formato de quadro de um sistema MCP de 8,448 Mbits/s constituído pela multiplexagem de quatro tributários plesíocronos de 2,048 Mbits/s através de justificação positiva. Esse sistema encontra-se padronizado pelo CCITT (Comitê Consultivo Internacional de Telefonia e Telegrafia) que especifica a tolerância de 50 ppm para os relógios de 2,048 MHz dos tributários (frequência A) e 30 ppm para o relógio de 8,448 MHz (frequência $4B$). Nesse quadro as posições F1, F2 e F3 são destinadas aos dígitos de sincronismo, as posições D1, D2 e D3 são destinadas aos dígitos de controle de justificação, e a posição X pode ser preenchida com dígito de informação ou dígito de justificação (enchimento).

O dispositivo básico para a conversão da taxa de bits de A para B é a memória elástica [1]. Nessa memória os dados são escritos a uma taxa A e lidos a uma taxa instantânea B . Entretanto, como $B > A$, para evitar que, devido à maior velocidade de leitura, se esgote a capacidade da memória elástica, o relógio de leitura deve sofrer algumas paralisações. Durante essas paralisações é que são introduzidos os dígitos de sincronismo (F1, F2, F3), controle de justificação (D1, D2, D3) e justificação. A quantidade de dígitos de sincronismo e controle de justificação é fixa num quadro. Já a posição X pode ser preenchida às vezes com um dígito de informação e às vezes com um dígito de justificação. A decisão quanto ao preenchimento de X é tomada em função da comparação de fase entre os relógios de leitura e de escrita, que é efetuada numa posição específica do quadro. Caso essa defasagem ultrapasse um da

a - Canal 1 sob forma pliesicrona (f = 2,048 MHz)



b - Canal 1 sob forma sincronizado (f = 2,112 MHz)



c - Multiplexagem dos 4 tributários síncronos (f = 4 x 2,112 MHz = 8,448 MHz)

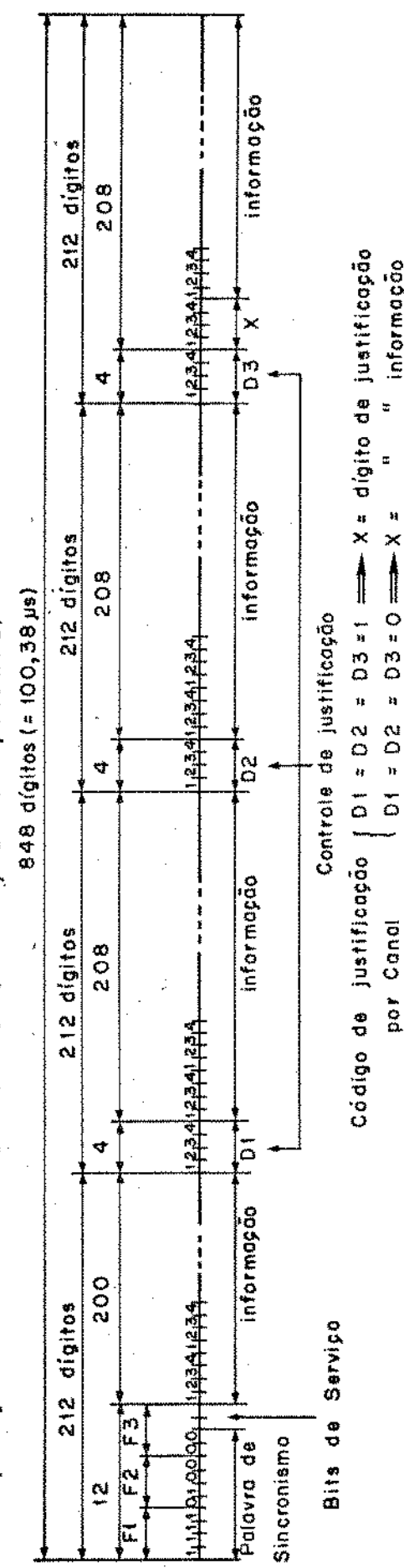


Fig.I-1 - Formato de Quadro do Sistema MCP de 8 Mbits/s Padronizado pelo CCITT

do limiar, é decidido que a próxima posição X deve ser preenchida com um dígito de justificação; caso contrário X deve ser preenchida com um dígito de informação. O conteúdo de X em cada quadro é notificado através do controle de justificação. A variação da frequência com que X é utilizada para o transporte de justificação é que vai acomodar a assintonia dos tributários e permitir colocá-los sob forma síncrona.

Na recepção é realizado um procedimento inverso para reverter o sinal à taxa original de A bits/s. Apenas os dígitos de informação são escritos numa memória elástica, comandados por um relógio de B Hz com paralisação nos instantes correspondentes às posições F1, F2, F3, D1, D2, D3 e ao dígito de justificação, sendo que a existência ou não de um dígito de justificação na posição X é reconhecida em função do controle de justificação. A leitura dessa memória é realizada em seguida através de um relógio suavizado de A Hz, obtido após submeter o relógio de escrita (com paralisações) a um circuito PLL (phase locked loop). Essa suavização, entretanto, não é perfeita. Como o PLL apresenta uma característica passa-baixas entre a fase de saída e a fase de entrada, sobrarão um tremor de fase de baixa frequência que permanecerá agregado ao tributário após todo esse processamento.

I.3 - TIPOS DE JUSTIFICAÇÃO

Na secção I.2 foi visto que há um formato de quadro associado ao sinal convertido à forma síncrona (sinal justificado). Em função desse formato de quadro e das taxas do sinal antes e após a sincronização, pode-se distinguir três tipos de justificação:

- justificação positiva
- justificação negativa
- justificação positiva-zero-negativa

Seja:

- A - taxa de bits do tributário plesíocrono
- B - taxa de bits do tributário convertido à forma síncrona
- Nq - número total de dígitos que compõe o quadro do tributário sincronizado.
- Ns - número total de dígitos por quadro dedicado ao sincronismo e controle de justificação.

duração do quadro = N_q/B

quantidade de dígitos do tributário que ocorrem durante um quadro = $N_q.A/B$

Considere-se inicialmente os casos de justificação positiva e de justificação negativa. Seus formatos de quadro são idênticos, com posições específicas para os dígitos de informação, sincronismo, controle de justificação, e com uma posição X que pode ser preenchida ora com informação, ora com justificação. A quantidade de dígitos de informação transmitida em cada quadro oscila pois entre N_q-N_s e N_q-N_s-1 , segundo X esteja sendo utilizada para o transporte de informação ou de justificação respectivamente. Como durante o período de um quadro ocorrem $N_q.A/B$ dígitos do tributário plesíocrono, deve ser satisfeita a desigualdade

$$N_q-N_s > N_q.A/B > N_q-N_s-1 \quad (I.1)$$

e a média a longo termo entre N_q-N_s e N_q-N_s-1 , ponderada com suas frequências relativas de ocorrência, deve se igualar a $N_q.A/B$.

- Justificação Positiva

No sistema de justificação positiva, X é preenchida normalmente com um dígito de informação. Entretanto, como $N_q-N_s > N_q.A/B$, para evitar um esgotamento da capacidade de armazenamento da memória elástica, uma vez que a leitura está sendo feita mais rápida que a escrita, torna-se necessário preencher de quando em quando a posição X com um dígito de enchimento, daí o nome de justificação positiva. Essa providência é tomada monitorando-se a cada quadro, numa posição específica, a defasagem entre os relógios de leitura e de escrita. Assim que essa defasagem ultrapassar um dado limiar, o relógio de leitura sofre uma paralisação na posição X e, ao invés de ser lido um dígito de informação, é inserido um dígito de justificação. Paralelamente é introduzido um código conveniente no controle de justificação que fará com que esse dígito seja ignorado na recepção.

A frequência relativa de quadros em que X é preenchida com justificação ao invés de informação é denominada taxa de justificação positiva ou simplesmente taxa de justificação. A taxa de justificação (p) é obtida igualando-se a $N_q.A/B$ a quantidade média

de dígitos de informação transmitida por quadro:

$$(1-\rho)(N_q-N_s) + \rho(N_q-N_s-1) = N_q.A/B$$

$$\rho = N_q(1-A/B) - N_s \quad (1.2)$$

O sistema MCP de 8 Mbits/s padronizado pelo CCITT e esquematizado na Fig. I.1 utiliza justificação positiva. Para esse sistema tem-se:

$$N_q = 212$$

$$N_s = 6 \quad (F1, F2, F3, D1, D2, D3)$$

$$A = 2,048 \text{ MHz} \pm 50 \text{ ppm}$$

$$B = (8,448 \text{ MHz} \pm 30 \text{ ppm})/4$$

$$\rho = 212 \cdot \left(1 - \frac{2\,048\,000 \pm 102}{2\,112\,000 \pm 63} \right) - 6$$

$$\rho_{\min} = 0,408$$

$$\rho_{\text{nom}} = 0,424$$

$$\rho_{\max} = 0,441$$

- Justificação Negativa

No sistema de justificação negativa X é preenchida normalmente com um dígito de justificação. Entretanto, como $N_q-N_s-1 < N_q.A/B$, para evitar a perda de dígitos, uma vez que a leitura está sendo feita mais lenta que a escrita, torna-se necessário solicitar de vez em quando o concurso de X para o transporte de informação ao invés de justificação, daí o nome de justificação negativa. Essa providência é tomada monitorando-se a defasagem entre os relógios de leitura e escrita da memória elástica. Assim que essa defasagem cruzar um dado limiar, o relógio de leitura deixa de sofrer uma paralisação na posição X e é lido um dígito adicional de informação ao invés de ser inserido um dígito de enchimento. Nesse mesmo quadro é introduzido um código conveniente no controle de justificação que permitirá que esse dígito seja reconhecido e aproveitado na recepção como dígito de informação.

A frequência relativa de quadros em que a posição X é

preenchida com informação ao invés de justificação é denominada taxa de justificação negativa ou simplesmente taxa de justificação (ρ) e é dada por:

$$\rho(Nq-Ns) + (1-\rho)(Nq-Ns-1) = Nq.A/B$$

$$\rho = (Ns+1) - Nq(1-A/B) \quad (I.3)$$

- Justificação Positiva-Zero-Negativa

Essa modalidade de justificação consiste na superposição dos dois tipos anteriores. Assim sendo, seu quadro possui posições específicas para os dígitos de informação, sincronismo, controle de justificação, uma posição onde pode ser introduzida justificação positiva (posição X) e uma posição onde pode ser introduzida justificação negativa (posição Y). Além do mais, o quadro é estruturado de maneira que, no caso das frequências A e B se apresentarem exatamente iguais a seus valores nominais, sem nenhuma assintonia, seja satisfeita a igualdade:

$$Nq-Ns-1 = Nq.A/B \quad (I.4)$$

condição em que a posição X é utilizada exclusivamente para o transporte de informação, a posição Y é utilizada exclusivamente para o transporte de justificação e a taxa de justificação é consequentemente igual a zero. No caso de assintonia dos relógios, a igualdade da eq. I.4 deixa de ser válida e o sistema passa a operar ou com justificação positiva ou com justificação negativa.

Se a assintonia dos relógios é tal que $Nq-Ns-1 > Nq.A/B$, o sistema passa a operar no modo justificação positiva, quando então X passa a transportar ora informação, ora justificação, ao passo que Y transporta exclusivamente justificação. A quantidade de dígitos de informação transmitida por quadro oscila pois entre $Nq-Ns-1$ e $Nq-Ns-2$, e a taxa de justificação positiva é dada por:

$$(1-\rho)(Nq-Ns-1) + \rho(Nq-Ns-2) = Nq.A/B$$

$$\rho = Nq(1-A/B) - (Ns+1) \quad (I.5)$$

Se a assintonia dos relógios é tal que $Nq-Ns-1 < Nq.A/B$,

o sistema passa a operar no modo justificação negativa, quando então X transporta exclusivamente dígitos de informação e Y passa a transportar ora justificação, ora informação. A quantidade de dígitos de informação transmitida por quadro oscila pois entre $N_q + N_s - 1$ e $N_q - N_s$, e a taxa de justificação negativa é dada por:

$$(1-\rho)(N_q-N_s-1) + \rho(N_q-N_s) = N_q.A/B$$

$$\rho = (N_s+1) - N_q(1-A/B) \quad (I.6)$$

Para informar o conteúdo das posições X e Y, existem três tipos de comando que devem ser codificados e enviados no controle de justificação:

- justificação zero (X=informação; Y=justificação)
- justificação positiva (X=justificação; Y=justificação)
- justificação negativa (X=informação; Y=informação)

O sistema de justificação positiva-zero-negativa pode ter seus circuitos bastante simplificados no caso de se traduzir a condição de justificação zero por uma alternância entre justificação positiva e justificação negativa {2}. Com essa alteração, o número de limiares no comparador de fase cai de dois para um, o número de comandos a ser transmitido no controle de justificação cai para dois e a justificação passa a ser denominada simplesmente justificação positiva-negativa.

CAPÍTULO II

GERAÇÃO DE TREMOR DE FASE
DEVIDO AO PROCESSO DE JUSTIFICAÇÃO

II.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo procura-se caracterizar o tremor de fase gerado pelo processo de justificação de pulsos. Inicialmente é feita a decomposição da onda de tremor de fase numa componente sistemática, que é função apenas do formato de quadro, e numa componente não sistemática, que é função apenas da taxa de justificação. A componente sistemática é de alta frequência e será fortemente atenuada pelo circuito PLL da recepção. Já a componente não sistemática pode apresentar um conteúdo de baixa frequência que atravessará sem atenuação o PLL da recepção e permanecerá agregado ao tributário.

É calculado em seguida o espectro em frequência da componente não sistemática, separado o seu conteúdo de baixa frequência e determinado o valor pico a pico do tremor de fase associado a esse conteúdo de baixa frequência. Todo o desenvolvimento é efetuado supondo-se que os tributários estão isentos de qualquer tremor de fase antes de sua multiplexagem e que a comparação de fase para a decisão de justificação se processa numa posição fixa do quadro.

II.2 - DECOMPOSIÇÃO DA ONDA DE TREMOR DE FASE GERADA PELO PROCESSO DE JUSTIFICAÇÃO

Comparando-se a posição dos dígitos de informação, um a um, no sinal plesíocrono e no sinal justificado (ou os relógios de escrita e de leitura da memória elástica), tem-se em correspondência uma onda de tremor de fase. Essa onda apresenta um comportamento tipo dente de serra, com transições bruscas nas posições correspondentes aos dígitos de sincronismo, controle de justificação e durante as justificações. Para facilidade de análise é usual normalizar-se sua amplitude em relação à fase de um dígito (2π) e seu eixo temporal em relação ao período de um quadro (Nq/B). Com essas normalizações a onda de tremor de fase passará a ser designada por $\phi(\rho, t)$.

Na Fig. II.1 é esquematizada a onda $\phi(\rho, t)$ correspondente a um tributário do sistema MCP de 8 Mbits/s já sob forma justificada. Nesse sistema que utiliza justificação positiva e cujo formato de quadro já foi apresentado na Fig. I.1, o limiar do comparador de fase foi suposto ϕ_L e a comparação de fase para a decisão

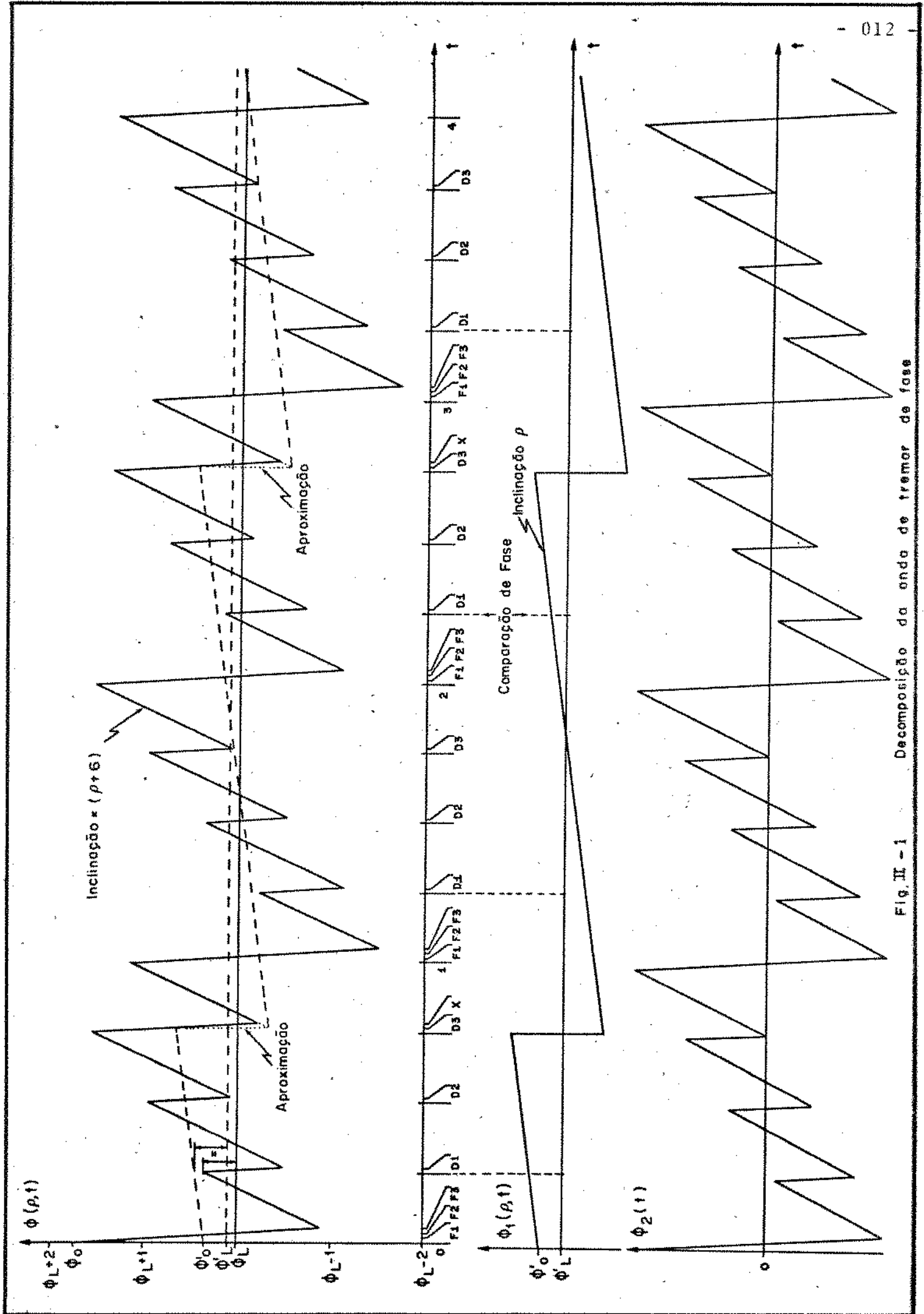


Fig. II - 1 Decomposição da onda de tremor de fase

das justificações foi considerada ocorrendo ao final do primeiro sub-quadro, antes da posição D1.

A onda $\phi_1(\rho, t)$ se mantém oscilando em torno do limiar ϕ_L por ação automática das justificações e apresenta uma excursão de fase limitada a uma faixa restrita de variação. O valor dessa faixa define a capacidade mínima de armazenamento necessária na memória elástica, uma vez que é por seu intermédio que é gerado $\phi(\rho, t)$. Quanto a ϕ_L , embora seu valor seja irrelevante no desenvolvimento matemático que se fará na próxima seção, ele constitui um parâmetro bem definido nos sistemas reais em função do formato de quadro e da capacidade da memória elástica.

Aproximando-se a transição de fase que ocorre durante uma justificação como sendo uma transição instantânea (o que é bastante razoável, uma vez que $Nq \gg 1$), é possível se decompor a onda $\phi(\rho, t)$ em duas componentes, uma não-sistemática, $\phi_1(\rho, t)$, função da taxa de justificação, e outra sistemática, $\phi_2(t)$, função apenas do formato de quadro:

$$\phi(\rho, t) = \phi_1(\rho, t) + \phi_2(t) \quad (II.1)$$

O tremor de fase associado à componente sistemática é denominado tremor sistemático e o tremor de fase associado à componente não sistemática é denominado tremor de justificação.

Na decomposição de $\phi(\rho, t)$ é possível associar-se a $\phi_1(\rho, t)$ um nível de limiar ϕ'_L tal que nos instantes de comparação de fase (t_n) se tenha:

$$\phi_1(\rho, t_n) - \phi'_L = \phi(\rho, t_n) - \phi_L \quad (II.2)$$

Dessa maneira as decisões sobre as justificações podem ser obtidas diretamente comparando-se $\phi_1(\rho, t)$ com ϕ'_L (Fig.II.1).

O tremor de fase $\phi(\rho, t)$ é atenuado na recepção através de um circuito PLL. Entretanto, devido à característica passa-baixas do PLL, sempre haverá um resíduo de baixa frequência que permanecerá agregado ao sinal digital. O tremor sistemático $\phi_2(t)$ é periódico e ocorre à frequência de quadro (B/Nq). Como a faixa do PLL é muito menor que a frequência de quadro, o efeito de $\phi_2(t)$ é desprezível. Já o tremor de justificação $\phi_1(\rho, t)$ pode apresentar um conteúdo de baixíssima frequência que não será atenuado pelo PLL e

por isso é a única componente que será levada em consideração.

Antes de se passar à análise matemática de $\phi_1(\rho, t)$ é possível se realizar uma simplificação adicional. Designando-se por Δt o intervalo de tempo decorrente entre o instante de comparação de fase e a posição de justificação, e definindo-se um novo limiar:

$$\begin{aligned}\Lambda &= \phi_L' + \rho \cdot \Delta t && \text{para justificação positiva} \\ \Lambda &= \phi_L' - \rho \cdot \Delta t && \text{para justificação negativa}\end{aligned}\tag{II.3}$$

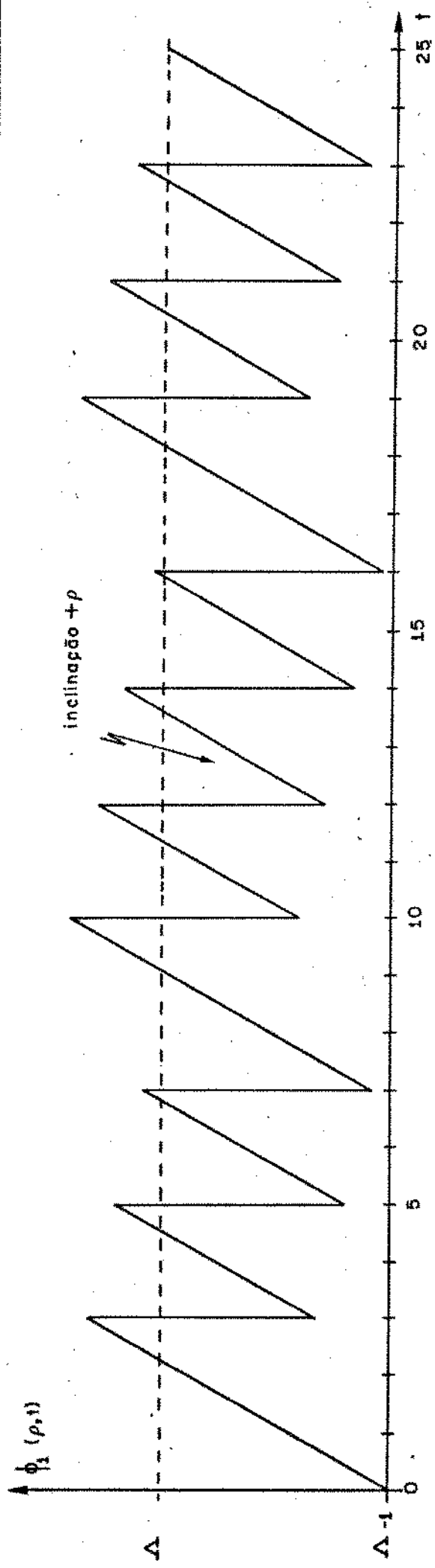
a onda $\phi_1(\rho, t)$ pode ser obtida supondo-se a comparação de fase coincidente com a posição de justificação. Esse artifício foi aplicado na Fig. II.2 onde são ilustradas as ondas $\phi_1(\rho, t)$ correspondentes a um sistema de justificação positiva e a um sistema de justificação negativa, ambos com a mesma taxa de justificação. O fato dessas ondas apresentarem o mesmo conteúdo alternado serve para mostrar que o comportamento do tremor de justificação depende unicamente de ρ , independente do fato da justificação ser do tipo positiva ou negativa.

II.3 - CÁLCULO DO ESPECTRO EM FREQUÊNCIA DO TREMOR DE JUSTIFICAÇÃO

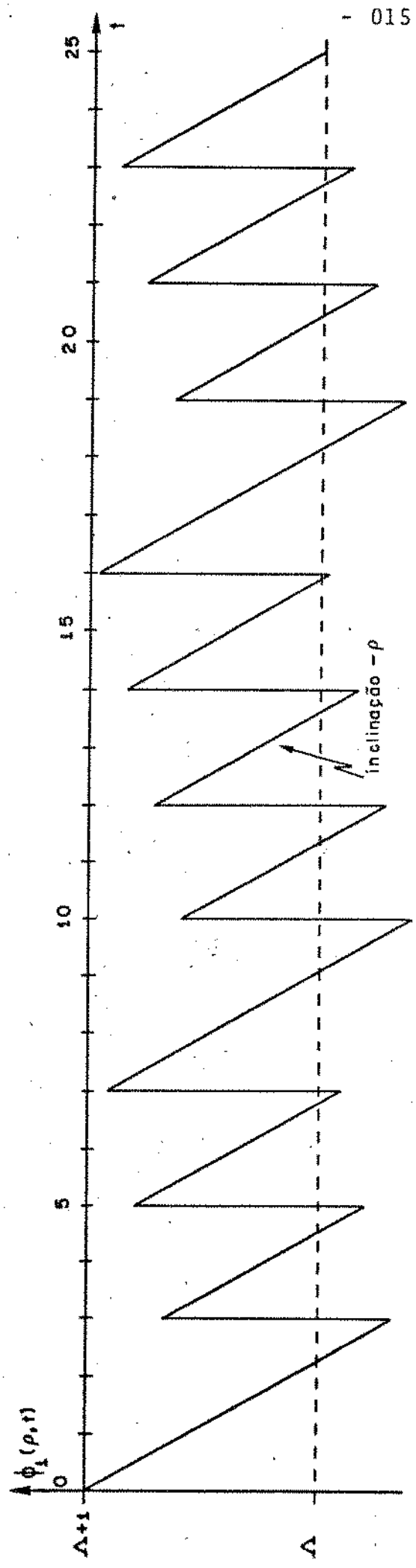
A seguir é apresentado o cálculo do espectro em frequência do tremor de justificação $\phi_1(\rho, t)$. Esse desenvolvimento é feito baseado no trabalho de Chow [3] mas levando em conta adicionalmente a fase da transformada de Fourier de $\phi_1(\rho, t)$, o que permitirá a obtenção posterior da forma de onda e do valor pico a pico associado a seu conteúdo de baixa frequência.

Considere-se um sistema de justificação positiva, com os tributários plesíocronos sendo admitidos isentos de qualquer tremor de fase, e que a comparação de fase seja feita coincidente com a posição de justificação. Seja:

- $\phi_1(\rho, t)$ - onda de tremor de justificação normalizada
- ρ - taxa de justificação
- Λ - nível de limiar
- $[]$ - função maior inteiro contido
- $\mu(x) = x - [x]$ - função x módulo 1



a - Justificação positiva $\rho = 0,44$



b - Justificação negativa $\rho = 0,44$

Fig. II-2 Tremor de Justificação - Justificação Positiva e Justificação Negativa

$F\{ \}$ - transformada de Fourier

$\delta()$ - função delta de Dirac

$$\text{Rep}\delta(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x-n)$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{p/ } 0 < t < 1 \\ 0 & \text{p/ } t < 0, t > 1 \end{cases}$$

Pela Fig. II.3.a, pode-se escrever:

$$\phi_1(\rho, t) = (\Lambda-1) + \rho t - [\rho \cdot [t]] \quad (\text{II.4})$$

$$\phi_1(\rho, t) = (\Lambda-1) + \rho t - [\rho \cdot [t]] + \rho \cdot [t] - \rho \cdot [t]$$

$$\phi_1(\rho, t) = (\Lambda-1) + \rho \cdot \mu(t) + \mu(\rho \cdot [t]) \quad (\text{II.5})$$

$$F\{\phi_1(\rho, t)\} = F\{\Lambda-1\} + F\{\rho \cdot \mu(t)\} + F\{\mu(\rho \cdot [t])\} \quad (\text{II.6})$$

O fato do eixo temporal de $\phi_1(\rho, t)$ ser normalizado em relação ao período de um quadro implica que as frequências que aparecem na transformada de Fourier são normalizadas em relação à frequência de quadro (B/Nq).

$$F\{\Lambda-1\} = (\Lambda-1) \delta(f)$$

A função $\rho \cdot \mu(t)$ corresponde a uma onda dente-de-serra com amplitude ρ e período unitário (Fig. II.3.b) e sua transformada é dada por:

$$F\{\rho \cdot \mu(t)\} = \rho \cdot \left\{ -\frac{1}{2} \delta(f) + j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\delta(f-n) - \delta(f+n)) \right\} \quad (\text{II.7})$$

Quanto ao cálculo do terceiro termo da eq. II.6, há necessidade de se fazer dois desenvolvimentos em separado segundo ρ seja irracional ou racional. Se ρ for irracional a função $\mu(\rho \cdot [t])$ pode ser imaginada como sendo gerada pela passagem da onda $\mu(\rho t)$ por um circuito amostrador-segurador (sample-and-hold) onde as amostras são efetuadas nos instantes $t = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ (Fig. II.3.c e Fig. II.3.d). Nesse caso tem-se:

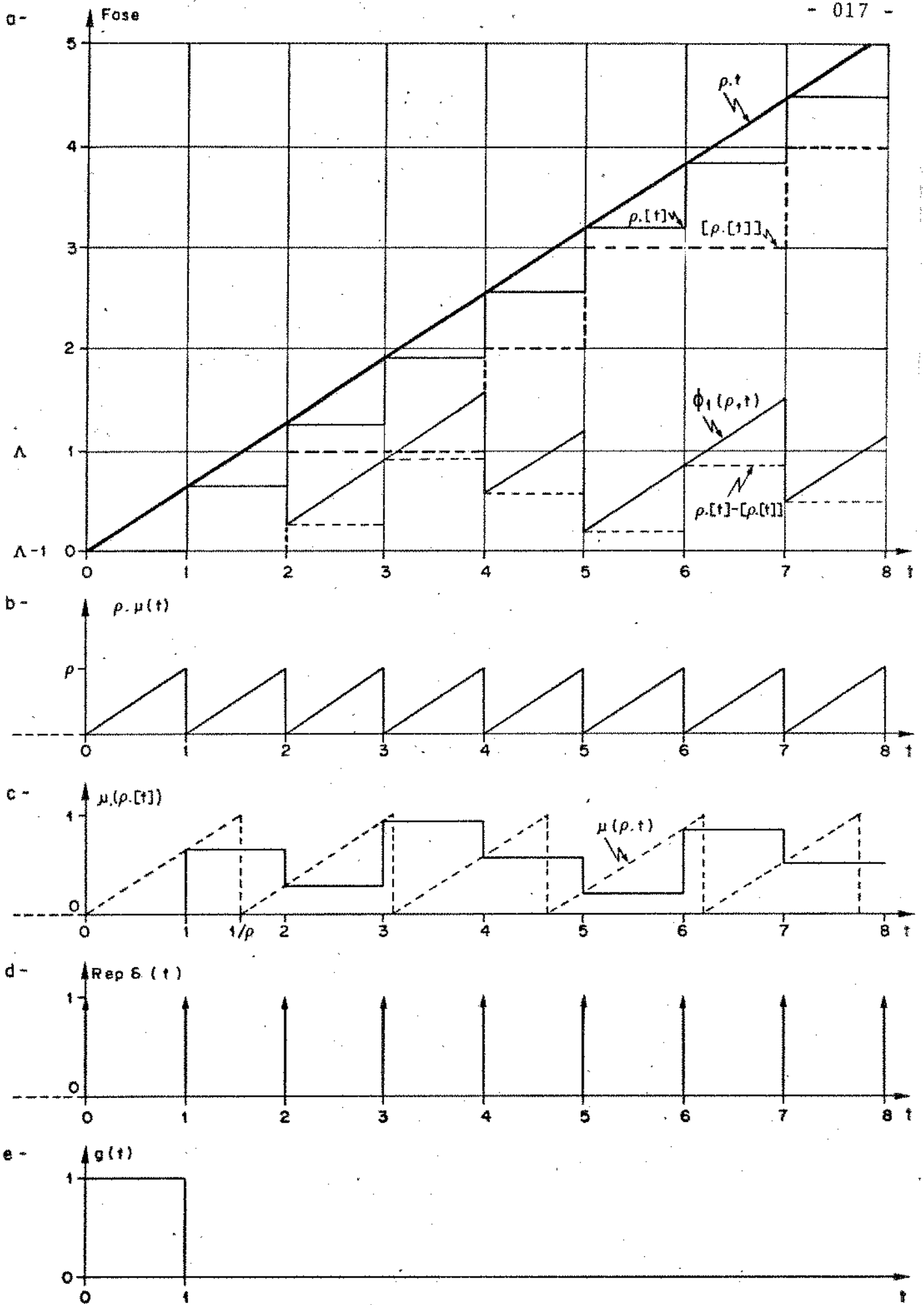


Fig.II-3 $\phi_1(\rho,t)$ como função de $\rho.\mu(t)$ e $\mu(\rho.[t])$

$$\mu(\rho \cdot [t]) = g(t) * (\mu(\rho t) \cdot \text{Rep } \delta(t)) \quad (\text{II.8})$$

$$F\{\mu(\rho \cdot [t])\} = F\{g(t)\} \cdot F\{\mu(\rho t) \cdot \text{Rep } \delta(t)\}$$

$$F\{g(t)\} = \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f} e^{-j\pi f}$$

$$F\{\mu(\rho t) \cdot \text{Rep } \delta(t)\} = F\{\mu(\rho t)\} * F\{\text{Rep } \delta(t)\}$$

$$F\{\mu(\rho t)\} = \frac{1}{2} \delta(f) + j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\delta(f-n\rho) - \delta(f+n\rho))$$

$$F\{\text{Rep } \delta(t)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f-n) = \text{Rep } \delta(f)$$

$$F\{\mu(\rho \cdot [t])\} = \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f} e^{-j\pi f} \left\{ \left(\frac{1}{2} \delta(f) + j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} \dots \right. \right.$$

$$\left. \dots (\delta(f-n\rho) - \delta(f+n\rho)) \right\} * \text{Rep } \delta(f)$$

$$F\{\mu(\rho \cdot [t])\} = \frac{1}{2} \delta(f) + j e^{-j\pi f} \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} \dots$$

$$\dots (\text{Rep } \delta(f-n\rho) - \text{Rep } \delta(f+n\rho)) \quad (\text{II.9})$$

Substituindo-se e reagrupando-se as várias componentes na eq.II.6, obtêm-se finalmente a expressão da transformada de $\phi_1(\rho, t)$ para ρ irracional:

$$F\{\phi_1(\rho, t)\} = (\Lambda - 1 + \frac{\rho+1}{2}) \delta(f) +$$

$$+ j \rho \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\delta(f-n) - \delta(f+n)) +$$

$$+ j e^{-j\pi f} \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} \dots$$

$$\dots (\text{Rep } \delta(f-n\rho) - \text{Rep } \delta(f+n\rho)) \quad (\text{II.10})$$

A eq.II.10 é composta por três parcelas. A primeira parcela corresponde a um termo contínuo e é pois irrelevante. A segunda parcela é formada por raias espectrais com frequências múltiplas

da frequência de quadro. Trata-se pois de uma componente de alta frequência que será altamente atenuada pelo PLL da recepção e não merece maiores considerações. É na terceira parcela que vão aparecer raias de baixa frequência que passarão através da faixa de passagem do PLL e permanecerão agregadas ao sinal tributário após a demultiplexagem. Essas raias de baixa frequência possuem uma amplitude aproximada de $1/2\pi n$ e ocorrem, devido à função $\text{Rep } \delta(f-n\rho)$, para valores de n tais que $n\rho$ se aproxime de um inteiro a uma distância inferior à faixa normalizada do PLL.

No caso de ρ ser racional, $\rho = p/q$, p e q inteiros, primos entre si, $\phi_1(\rho, t)$ é periódica e a eq. II.8 não é mais válida, uma vez que algumas amostragens passam a ocorrer em pontos de descontinuidade de $\mu(\rho t)$. Esse problema é contornado fazendo-se:

$$\mu(\rho \cdot [t]) = g(t) * \lim_{\tau \rightarrow 0} (\mu(\rho t) \cdot \text{Rep } \delta(t-\tau)) \quad , \tau > 0 \quad (\text{II.11})$$

$$F\{\mu(\rho \cdot [t])\} = F\{g(t)\} \cdot \lim_{\tau \rightarrow 0} (F\{\mu(\rho t)\} * e^{-j2\pi f\tau} \text{Rep } \delta(f)) \quad (\text{II.12})$$

A eq. II.12 é desenvolvida no Apêndice A e resulta:

$$F\{\mu(\rho \cdot [t])\} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{q}\right) \delta(f) + j e^{j\pi f} \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f} \cdot \frac{1}{2q} \sum_{n=1}^{q-1} e^{jn\pi/q} \text{csc } \frac{n\pi}{q} \text{Rep } \delta(f-n\rho) \quad (\text{II.13})$$

Com a eq. II.13, a expressão final para o espectro de $\phi_1(\pi, t)$ no caso de ρ ser racional se torna:

$$\begin{aligned} F\{\phi_1(\rho, t)\} &= (\Lambda - 1 + \frac{\rho+1}{2} - \frac{1}{2q}) \delta(f) + \\ &+ j \rho \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\delta(f-n) - \delta(f+n)) + \\ &+ j e^{-j\pi f} \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f} \cdot \frac{1}{2q} \sum_{n=1}^{q-1} e^{jn\pi/q} \cdot \\ &\cdot \text{csc } \frac{n\pi}{q} \text{Rep } \delta(f-n\rho) \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Na eq. II.14 as duas primeiras parcelas são também irrelevantes e apenas a terceira parcela merece considerações adicionais. Essa parcela é composta por raias espectrais nas frequências múltiplas de $1/q$ (Apêndice A, Fig. A.1.c). As raias de baixa frequência que atravessam o PLL ocorrem para $q \gg 1$ e para valores de n tais que nq se aproxime de um inteiro a uma distância inferior à faixa normalizada do PLL. Sua amplitude é dada por $(1/2q) \cdot \csc n\pi/q$ e, para $n\pi/q \ll 1$, pode ser aproximada por $1/(2\pi n)$.

II.4 - ANÁLISE DO CONTEÚDO DE BAIXA FREQUÊNCIA DO TREMOR DE JUSTIFICAÇÃO

A taxa de justificação expressa a frequência relativa de ocorrência das justificações e, como frequência relativa que é, está limitada ao intervalo $[0,1]$. O tremor de justificação é função unicamente desse parâmetro e, na seção II.3, se obteve duas expressões distintas para o seu espectro, segundo ρ fosse racional ou irracional. Entretanto, a menos de alguns pontos críticos que serão analisados logo mais, para uma dada taxa de justificação é sempre possível se localizar um outro valor de ρ infinitamente próximo e que seja ou racional ou irracional, sem que o sistema apresente uma variação brusca de comportamento. Por isso o estudo do conteúdo de baixa frequência do tremor de justificação pode ser feito tanto a partir da eq. II.10 quanto a partir da eq. II.14, segundo se tome todos os pontos racionais ou irracionais do intervalo $[0,1]$. As conclusões finais, entretanto, serão as mesmas em ambos os casos.

O desenvolvimento a seguir será feito baseado na eq. II.10. Como a faixa de passagem do PLL é muito menor que a frequência de quadro (normalmente menor que 0,5%), apenas será levado em conta sua terceira parcela:

$$T(\rho, f) = j e^{-j\pi f} \frac{\sin \pi f}{\pi f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\text{Rep } \delta(f-n\rho) + \text{Rep } \delta(f+n\rho)) \quad (\text{II.15})$$

Uma primeira propriedade interessante é obtida substituindo-se ρ por $(1-\rho)$ na eq. II.15. Como:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\text{Rep } \delta(f-n(1-\rho)) - \text{Rep } \delta(f+n(1-\rho))) =$$

$$\begin{aligned}
 &= - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\text{Rep } \delta(f-n\rho+n) - \text{Rep } \delta(f+n\rho-n)) = \\
 &= - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} (\text{Rep } \delta(f-n\rho) - \text{Rep } \delta(f+n\rho))
 \end{aligned}$$

segue-se que:

$$T((1-\rho), f) = -T(\rho, f) \quad (\text{II.16})$$

A eq. II.16 implica num comportamento simétrico de $T(\rho, f)$ em torno de $\rho=0,5$. Se essa simetria é válida para $T(\rho, f)$, o será também para seu conteúdo de baixa frequência. Designando-se esse conteúdo por $G(\rho, f)$, pode-se escrever:

$$G((1-\rho), f) = -G(\rho, f) \quad (\text{II.17})$$

As raias de baixa frequência de $T(\rho, f)$ que atravessarão o PLL sem atenuação ocorrem, devido à função $\text{Rep } \delta(f-n\rho)$, para valores de n tais que $n\rho$ se aproxime de um inteiro a uma distância inferior à faixa de passagem normalizada do PLL. Devido ao fator $1/(2\pi n)$ na eq. II.15, a amplitude dessas raias é significativa apenas para n pequeno, o que ocorre para ρ tendendo a zero, a um, ou a um racional p/q com denominador pequeno. Esses são pois os valores críticos de ρ que serão analisados.

Para $\rho = (p/q) + \epsilon$, p e q inteiros, primos entre si, $|\epsilon| \ll 1$, tomando-se $n=kq$, k inteiro, obtém-se raias em $f = \pm kq\epsilon$ de valor $\pm j/(2\pi kq)$ uma vez que para $f \ll 1$, $\sin \pi f / \pi f \approx 1$. Essas raias constituem o conteúdo dominante de baixa frequência. Fazendo-se $k=1, 2, \dots$, resulta:

$$G(\rho, f) \approx \frac{1}{q} \cdot j \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi k} (\delta(f-kq\epsilon) - \delta(f+kq\epsilon)) \quad (\text{II.18})$$

A eq. II.18 corresponde a um tremor de fase com característica dente de serra de frequência fundamental $|q\epsilon|$ e amplitude pico a pico $1/q$ dígito. Esse tremor passará sem atenuação através do PLL e permanecerá agregado ao tributário.

Para ρ tendendo a zero ou a um, basta se fazer $\rho = \epsilon$ ou $\rho = 1-\epsilon$, $0 < \epsilon \ll 1$, e obtém-se também uma onda dente de serra, de frequência fundamental ϵ e amplitude pico a pico igual a um dígito.

Partindo-se da eq. II.14 chega-se às mesmas conclusões que são pois genéricas, independentes de ρ ser irracional ou racional. Exemplo:

- para ρ irracional tendendo a $1/3$, $\rho = 1/3 + \epsilon$, o conteúdo dominante de baixa frequência é constituído por uma onda dente de serra de frequência fundamental $|3\epsilon|$ e valor pico a pico igual a $1/3$.
- para ρ racional tendendo a $1/3$, $\rho=333/1000$ por exemplo, pode-se escrever $\rho=1/3+\epsilon$, $\epsilon=-1/3000$. Fazendo-se $n=3k$ e $n=1000-3k$, $k=1,2,\dots$, obtém-se da terceira parcela da eq.II.14 raias espectrais em $f=\pm 3k\epsilon = \pm k/1000$ de valores respectivamente iguais a:

$$j/2000 e^{j3k\pi/1000} \csc(3k\pi/1000) \simeq j/(2\pi k3) e^{j3k\pi/1000}$$

$$e \quad j/2000 e^{j(\pi-3k\pi/1000)} \csc(\pi-3k\pi/1000) \simeq -j/(2\pi k3) e^{-j3k\pi/1000}$$

Essas raias correspondem analogamente a uma onda dente de serra de frequência fundamental $|3\epsilon|$ e amplitude pico a pico $1/3$.

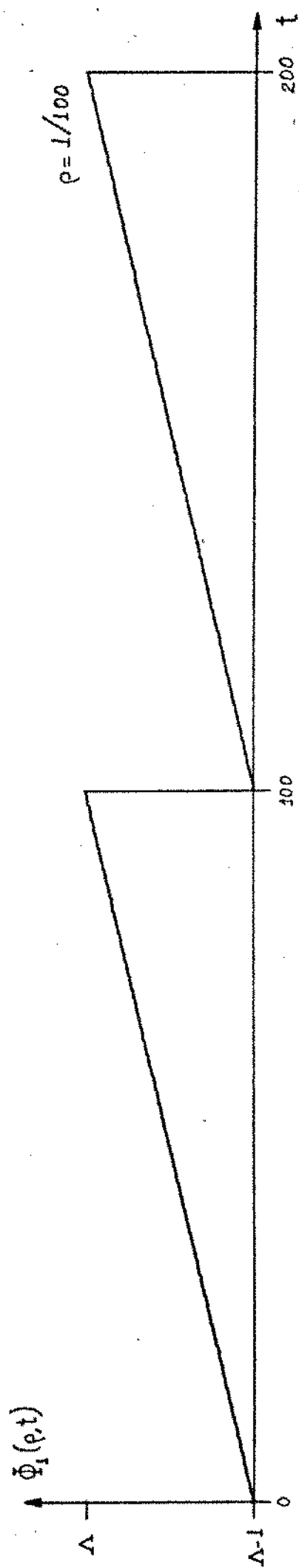
- para ρ exatamente igual a $1/3$, a terceira parcela da eq. II.14 é constituída por raias localizadas nas frequências múltiplas de $1/3$. Essas raias são de alta frequência em relação à faixa de passagem do PLL e o conteúdo de baixa frequência $G(\rho, f)$ é portanto nulo.

Nas Figs. II.4, II.5, II.6 e II.7 são apresentadas algumas curvas de $\phi_1(\rho, t)$ para um sistema de justificação positiva, onde é possível se visualizar nitidamente o conteúdo de baixa frequência para ρ tendendo a zero, a um, ou a um racional p/q com denominador pequeno. Para ρ exatamente igual a esses valores críticos, entretanto, o tremor de baixa frequência se anula (Fig.II.5.b e II.6.b). A essa mudança de comportamento está associada uma variação de $-1/(2q)$ no nível contínuo de $\phi_1(\rho, t)$, conforme se pode comprovar também pela comparação da primeira parcela entre as eqs.II.10 e II.14.

Embora todo o desenvolvimento matemático efetuado tenha sido estruturado sobre um sistema de justificação positiva, deve ser ressaltado que as conclusões aqui obtidas são gerais e aplicáveis a qualquer tipo de justificação, conforme já foi discutido na seção II.2.

Nos sistemas de justificação positiva ou de justificação

a-



b-

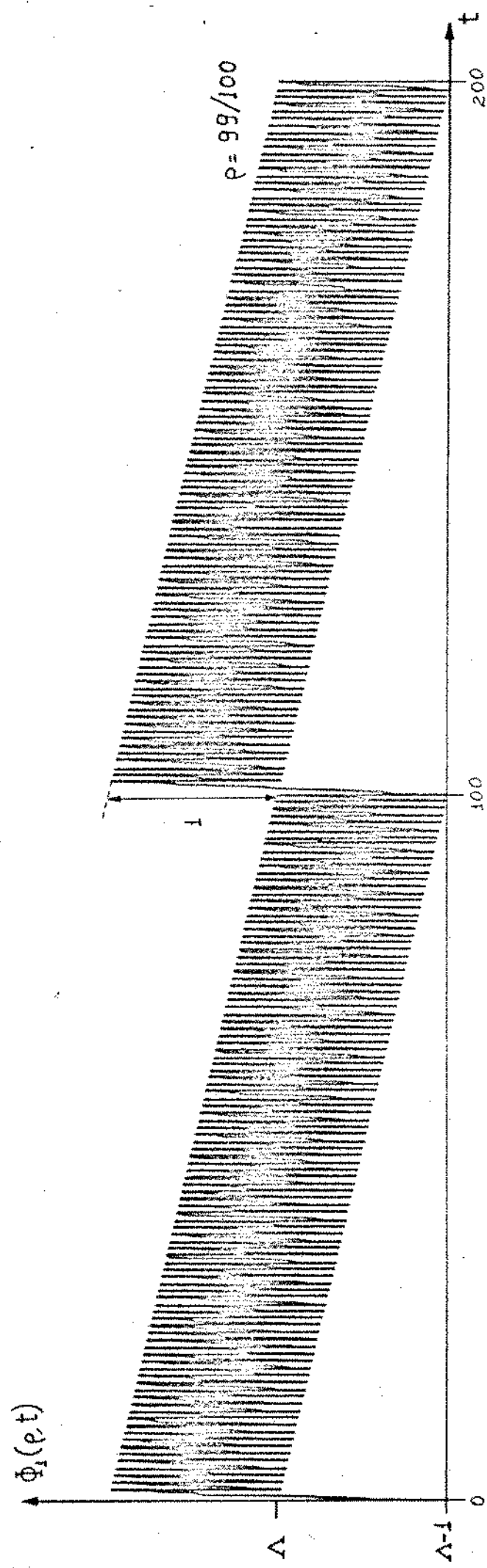


Fig.II.4 - Tremor de justificação - $\rho \rightarrow 0$ e $\rho \rightarrow 1$

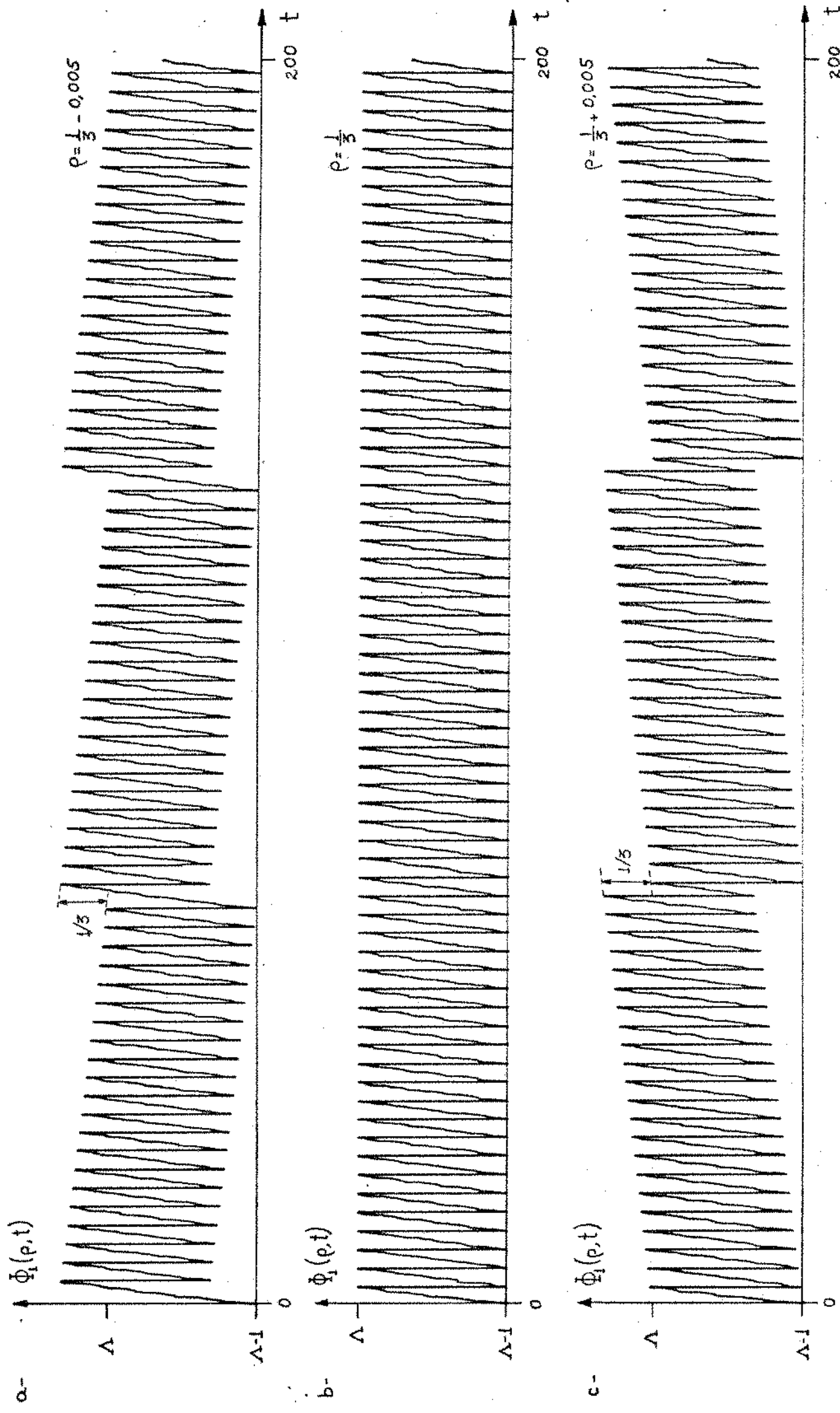


Fig.II.5 - Tremor de justificação - $\rho = \frac{1}{3} + \epsilon$

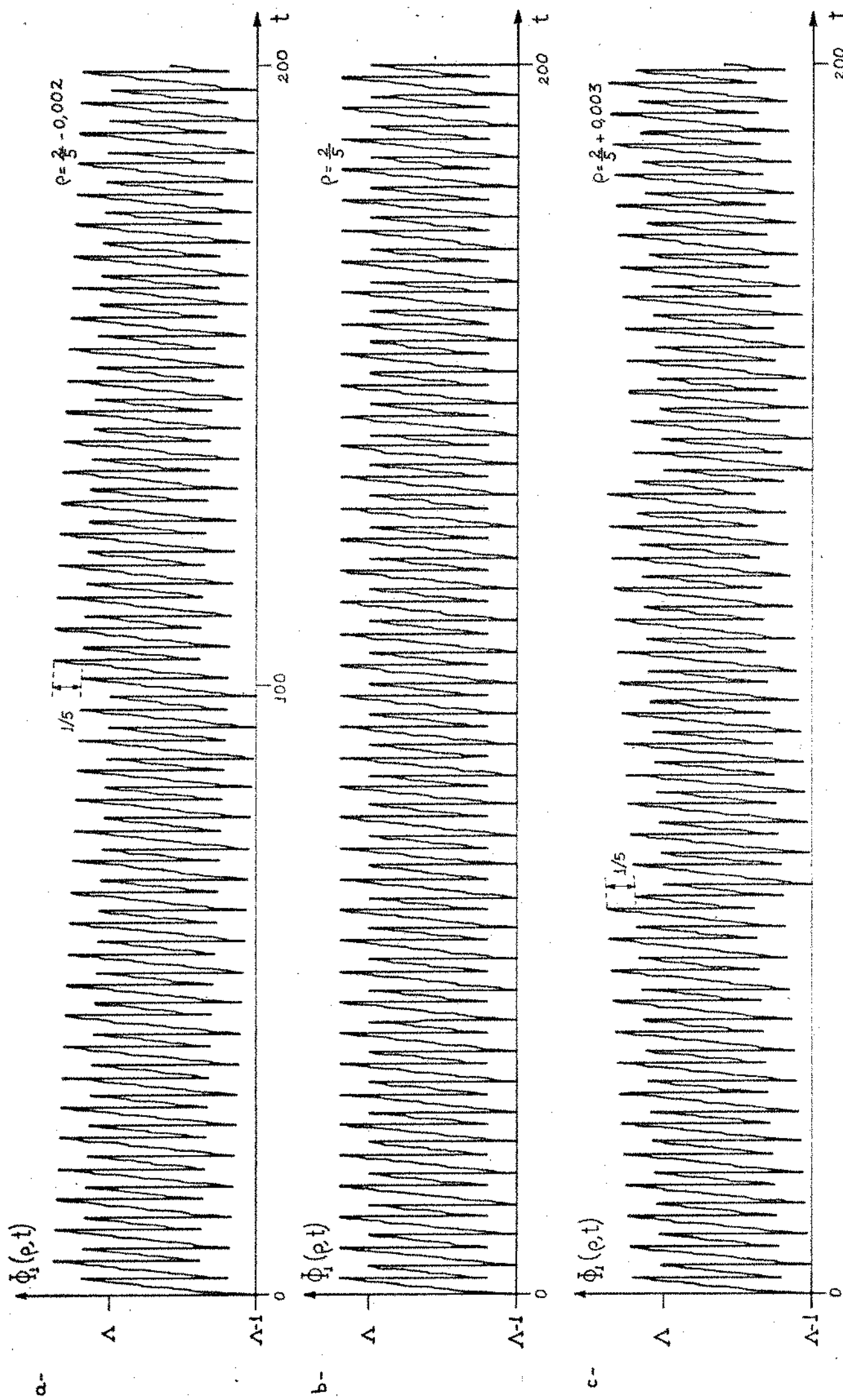


Fig.II.6 - Tremor de justificação - $\rho = \frac{2}{5} + \epsilon$

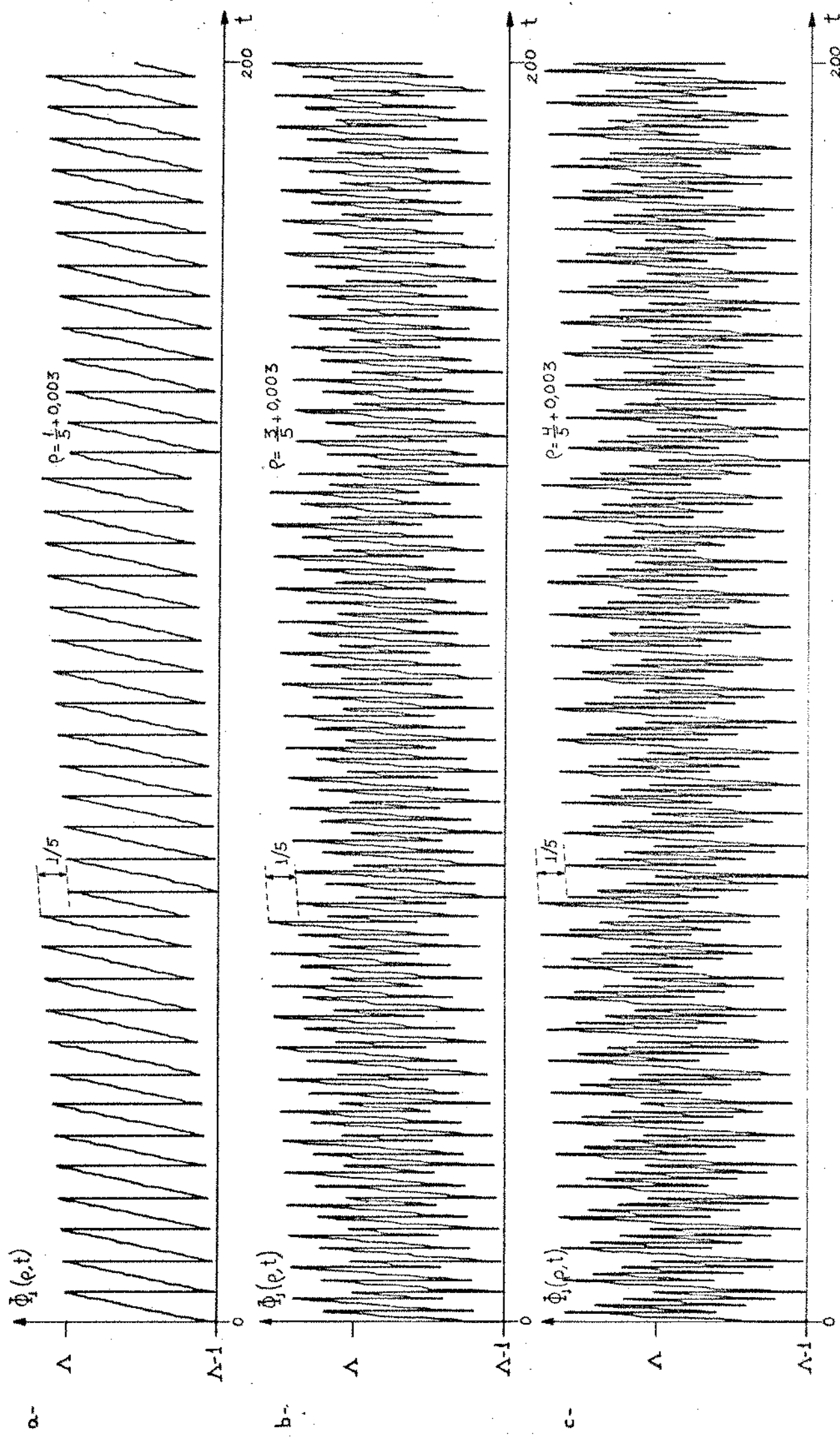


Fig.11.7 - Tremor de justificação - $\rho = \frac{1}{5} + \epsilon, \rho = \frac{3}{5} + \epsilon, \rho = \frac{4}{5} + \epsilon$

negativa, o conteúdo de baixa frequência de $\phi_1(\rho, t)$ decorre principalmente do tempo de espera existente entre a demanda de uma justificação e a posição específica do quadro onde ela pode ser efetivada, daí o nome comumente utilizado de tremor de tempo de espera (waiting time jitter). Já nos sistemas de justificação positiva-zero-negativa, como operam com taxa de justificação em torno de zero, esse efeito é desprezível e o conteúdo de baixa frequência é devido simplesmente à baixa frequência das justificações. Os dois efeitos mencionados são facilmente identificados nas Figs. II.4.b e II.4.a, respectivamente.

O conteúdo de baixa frequência de $\phi_1(\rho, t)$ é praticamente o único tremor de fase que permanece agregado ao tributário após a filtragem pelo PLL da recepção. Esse conteúdo apresenta um valor significativo apenas em torno dos valores críticos de ρ anteriormente definidos. À medida que ρ vai se afastando desses valores críticos, esse conteúdo vai aumentando de frequência e o tremor de saída passa a decrescer segundo a característica de filtragem do PLL.

Na Fig. II.18.a é apresentado um diagrama que ilustra os valores de ρ em torno dos quais o tremor de fase de saída apresenta um valor pico a pico maior ou igual a 10% (0,1 dígito). Nessa mesma figura pode ser verificada também a validade da eq. II.17 que explicita a simetria do comportamento do tremor de fase de baixa frequência em torno de $\rho=0,5$. A Fig. II.8.b corresponde à expansão de escala desse diagrama no intervalo $[0,408; 0,441]$. Esse é o intervalo a que está restrito o valor de ρ no sistema MCP de 8Mbits/s. Nessa expansão foram destacados os valores de tremor de fase acima de 3% e ilustrado o decaimento desse tremor à medida que ρ se afasta dos valores críticos. Quanto menor for a faixa do PLL, mais rápido será esse decaimento.

Um dado sistema pode estar operando com qualquer valor de ρ dentro de uma faixa restrita que é função da tolerância dos relógios envolvidos. Como a frequência dos relógios pode variar com a temperatura e com o envelhecimento dos componentes, a taxa de justificação pode sofrer uma variação lenta com o tempo e o sistema pode estar operando ora numa região de baixo tremor de saída e ora numa região de alto tremor de saída. A probabilidade do sistema estar operando numa região de tremor elevado é tanto menor quanto menor for a faixa de passagem do PLL. Essa faixa entretan

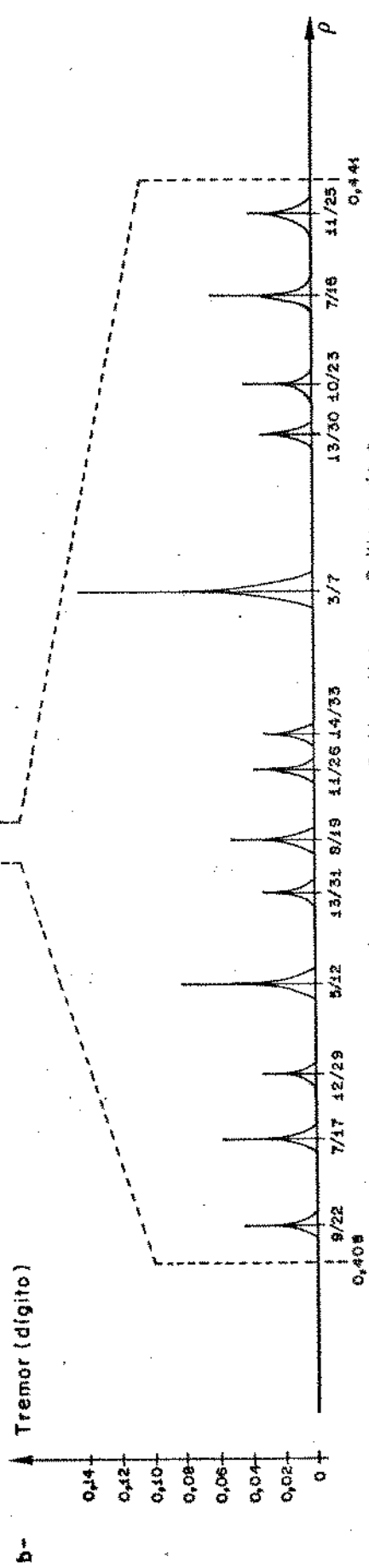
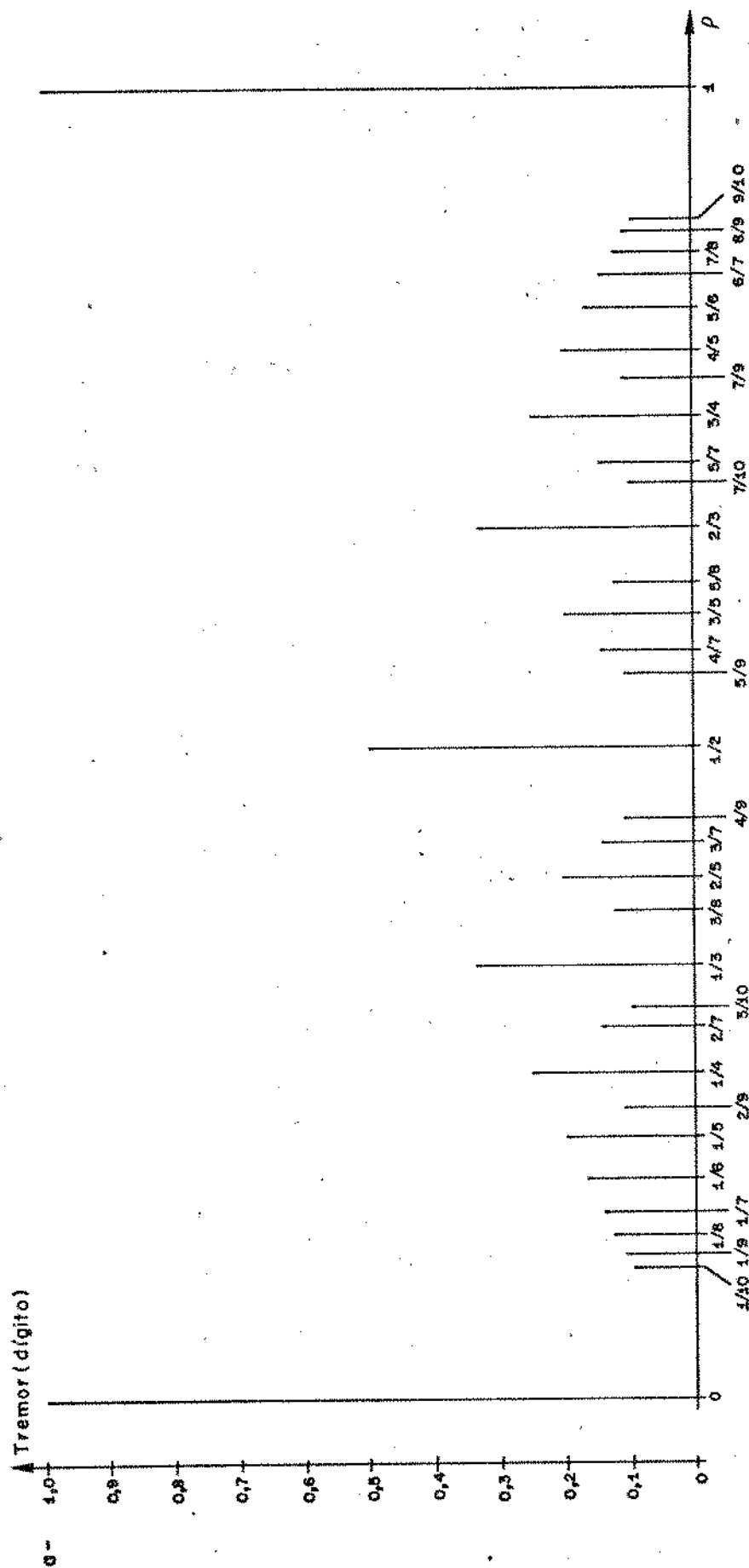


Fig. II - 8. Tremor de Saída - Valores Críticos de p

to não pode ser reduzida arbitrariamente sem comprometer a região de captura do PLL.

Os resultados sobre o comportamento do tremor de fase de saída permitem agora se fazer uma comparação adicional entre os diversos tipos de justificação. Os sistemas de justificação positiva ou de justificação negativa são projetados para operar com valores de ρ em regiões não muito críticas de modo a assegurar um baixo valor no tremor de fase residual. Já os sistemas de justificação positiva-zero-negativa (ou positiva-negativa) são dimensionados para operar com ρ em torno de zero. Nesse caso o tremor residual de baixa frequência é máximo e apresenta um valor pico, a pico igual a um dígito. Apesar desse inconveniente, esse sistemas apresentam uma vantagem. Na condição de operação síncrona tem-se $\rho=0$, permitindo que seu formato de quadro seja feito compatível com o formato de quadro de um multiplex síncrono, o que é muito desejável numa fase de coexistência entre uma rede digital assíncrona e uma rede digital síncrona [2]. Além do mais, na condição síncrona ($\rho=0$) o tremor de baixa frequência se anula.

CAPÍTULO III

ALTERAÇÕES NO COMPORTAMENTO DO TREMOR DE TEMPO DE ESPERA EM
FUNÇÃO DA CONFIGURAÇÃO DO COMPARADOR DE FASE

III.1 - INTRODUÇÃO

O comparador de fase de um sistema de justificação de pulsos pode ser implementado segundo várias configurações. Dependendo da configuração utilizada, a posição em que é feita a comparação de fase para a decisão acerca das justificações pode se manter fixa no quadro ou pode variar ligeiramente de quadro para quadro. No primeiro caso o tremor de fase resultante se comporta exatamente segundo a análise efetuada no Capítulo II, ao passo que no segundo caso o valor pico a pico do tremor de fase de baixa frequência pode se desviar significativamente dos valores previstos.

A variação da posição de comparação de fase é equivalente a um deslocamento do limiar do comparador de fase. Essa variação chega a alterar o comportamento do tremor de fase para qualquer tipo de justificação utilizada, mas seu efeito é mais marcante num sistema de justificação positiva ou num sistema de justificação negativa, onde o tremor de fase de baixa frequência é essencialmente o tremor de tempo de espera. Nesses sistemas, dependendo da taxa de justificação, o tremor de tempo de espera pode ser amplificado ou atenuado consideravelmente. Nesse capítulo se procura caracterizar esse efeito de maneira a permitir uma compreensão dos mecanismos responsáveis pela amplificação ou atenuação do tremor de tempo de espera.

III.2 - IMPLEMENTAÇÃO USUAL DO COMPARADOR DE FASE

Para facilidade de apresentação, toda a explanação a respeito do comparador de fase será feita baseada no multiplex digital de 8 Mbits/s que utiliza justificação positiva e todas as equações serão deduzidas para esse sistema. Na Fig.III.1 é apresentado o diagrama esquemático da unidade de justificação de um tributário e na Fig.III.2 são apresentadas as principais ondas de controle que atuam nessa unidade. O seu funcionamento é descrito a seguir.

Inicialmente o sinal do tributário passa por uma interface de linha que recupera o sinal de relógio de frequência A ($A=2,048$ MHz) e converte o sinal de linha à forma unipolar e com fator de ocupação 100% (NRZ). O sinal digital é em seguida escrito numa memória elástica com capacidade de n dígitos ($n=8$). A memória elástica consiste de n células de memória (flip-flops) em

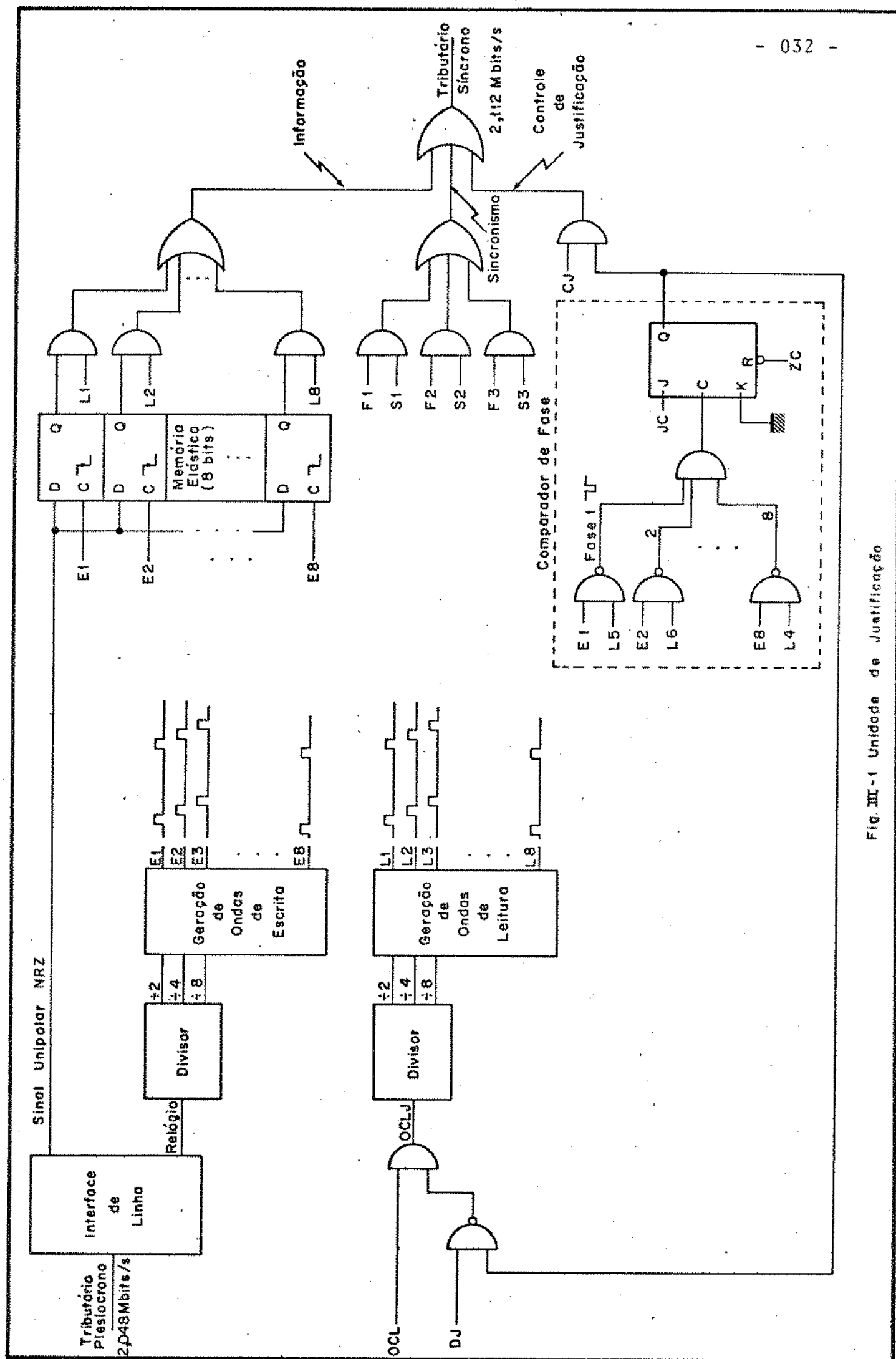
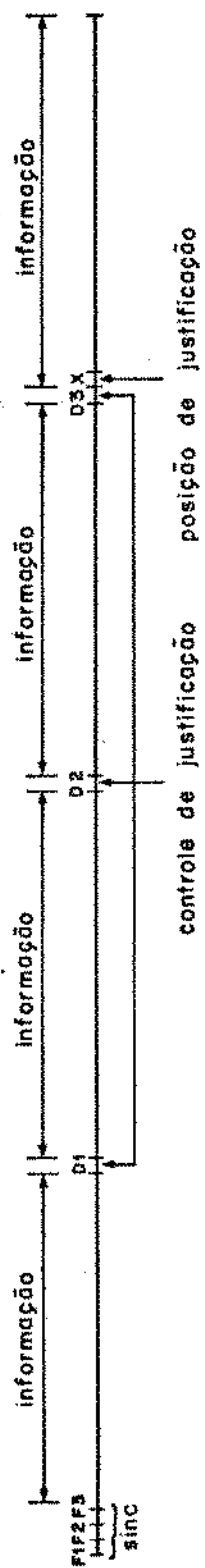
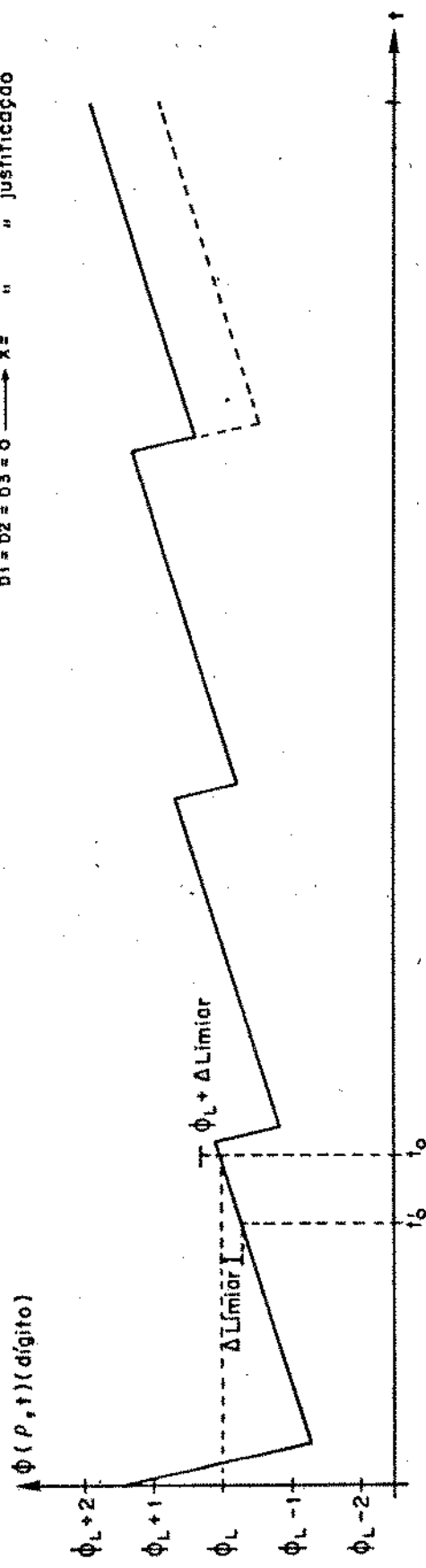


Fig. III-1 Unidade de Justificação

a - Formato de quadro do sinal convertido à forma síncrona



b - Defasagem entre os relógios de leitura e escrita



c - Ondas de controle

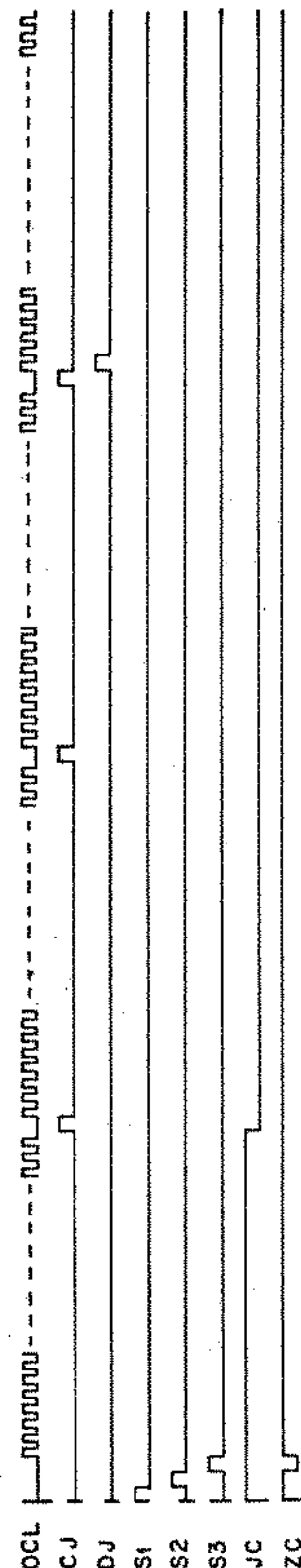


Fig. III - 2 Ondas de Controle da Unidade de Justificação

paralelo e os dados são escritos ciclicamente em cada célula. Dessa maneira cada dígito fica armazenado durante um período de nT_A segundos, onde $T_A = 1/A$. A escrita ou armazenamento de cada dígito numa dada célula de memória é comandada pelas ondas E_1, E_2, \dots, E_n , cada uma com período nT_A e defasadas entre si de T_A segundos. Essas ondas são obtidas a partir de uma matriz decodificadora em cuja entrada são aplicadas divisões do relógio de frequência A .

A leitura dos dados à saída da memória elástica é também efetuada ciclicamente, célula por célula, através das ondas L_1, L_2, \dots, L_n . Essas ondas são geradas através de uma matriz de codificadora em cuja entrada são aplicadas divisões da onda de controle de leitura justificada (OCLJ). Essa onda consiste do relógio de B Hz (frequência do sinal sincronizado) com paralisações nas posições correspondentes aos dígitos de sincronismo, controle de justificação e durante as justificações, sendo que as paralisações para justificação são produzidas mediante solicitação do comparador de fase. Fora das regiões de paralisação as ondas L_1, L_2, \dots, L_n apresentam um período de nT_B e estão defasadas entre si de T_B segundos, onde $T_B = 1/B$. A frequência média de pulsos da onda OCLJ calculada a longo prazo é igual à frequência A e a diferença entre a frequência média de pulsos das ondas OCL e OCLJ é igual à frequência de justificações.

A comparação de fase para a decisão a respeito da necessidade ou não de uma justificação é efetuada ao final do primeiro sub-quadro, região esta compreendida pela onda JC (janela de comparação). Dessa maneira, em função do resultado da comparação de fase, já é providenciada nesse mesmo quadro a inserção do código de justificação adequado (D_1, D_2, D_3) e efetuada ou não a justificação na posição X .

O comparador de fase é implementado a partir das ondas de escrita e de leitura. Como a capacidade de armazenamento da memória elástica é de $n=8$ dígitos, $\phi(\rho, t)$ pode excursionar entre 0 e 8 dígitos sem que haja perda de dígitos de informação. Como pelo formato de quadro utilizado a excursão de fase de $\phi(\rho, t)$ se dispõe de maneira mais ou menos simétrica em torno do limiar ϕ_L do comparador de fase, é interessante que esse limiar seja fixado em 4 dígitos ($\phi_L = 4$), pois dessa maneira cada dígito de informação será lido em torno de sua posição central de arma

zenagem. No esquema da Fig.III.1 os flip-flops da memória elástica foram considerados do tipo D, sensíveis à descida. Desse modo os dados são escritos na descida das ondas E lidos na subida das ondas L, e o limiar de 4 dígitos é imposto pela comparação de E1 com L5, E2 com L6, etc. Assim por exemplo, quando a subida de L5 passar a coincidir com a descida de E1, isso significa que enquanto está sendo lido um dígito na célula 5, está sendo escrito um novo dígito na célula 1.

Considere-se inicialmente a associação das ondas E1 e L5 através de uma porta NAND. Essa associação corresponde a uma comparação de fase sendo efetuada em instantes discretos de tempo, intervalados entre si de $8T_B$ em $8T_B$ segundos. O resultado dessa comparação é armazenado num flip-flop JK que já foi zerado no início do primeiro sub-quadro através da onda ZC(zera comparador). Se em alguma das comparações efetuadas na janela JC a fase $\phi(\rho, t)$ ultrapassar o limiar ϕ_L , é produzido um pulso à saída da porta NAND e esse pulso carrega o flip-flop com o valor "1". Como a fase $\phi(\rho, t)$ é monotonicamente crescente nessa região, para efeito de análise basta se verificar a última comparação efetuada na janela JC. Se a quantidade de pulsos da onda OCLJ fosse constante em todos os quadros e constituísse um múltiplo de $n=8$, essa posição seria fixa. A quantidade de pulsos da onda OCLJ num dado quadro pode entretanto assumir os valores $Nq-Ns-1$ ou $Nq-Ns$, segundo tenha ou não ocorrido justificção nesse quadro. Disso resulta que mesmo que um desses valores fosse múltiplo de n , ao se passar de um quadro com justificção para outro sem justificção, a posição da última comparação na janela JC vai se deslocar, uma vez que as ondas L são obtidas pela divisão da onda OCLJ por n .

Considere-se uma posição relativa fixa t_0 ao final do primeiro sub-quadro. Se num dado quadro $i-1$ a última comparação de fase efetuada na janela JC ocorre na posição $t_0 - R_{i-1} \cdot T_B$, no quadro i essa comparação ocorrerá na posição $t_0 - R_i \cdot T_B$, onde

$$(III.1) \quad \left\{ \begin{array}{l} R_i \text{ é o resto da divisão de } \{(Nq-Ns-1) + R_{i-1}\} \text{ por } n \text{ no} \\ \text{caso de ter ocorrido justificção no quadro } i-1 \text{ e} \\ R_i \text{ é o resto da divisão de } \{(Nq-Ns) + R_{i-1}\} \text{ por } n \text{ no} \\ \text{caso de não ter ocorrido justificção no quadro } i-1. \end{array} \right.$$

No caso do comparador de fase ser implementado apenas

com as ondas E1 e L5, a última comparação de fase em JC pode ocorrer em 8 posições distintas: $t_0, t_0 - T_B, \dots, t_0 - 7T_B$.

Todas as associações E1 com L5, E2 com L6, ..., E8 com L4 correspondem a comparações periódicas de fase só que realizadas em instantes diferentes. Essas comparações ocorrem defasadas entre si de T_B segundos e por isso será utilizada a designação fase 1, fase 2, ..., fase 8 para cada uma dessas associações. No caso do comparador de fase ser implementado com uma combinação de várias fases, a posição da última comparação de fase ocorrida em JC pode ser calculada a cada quadro fazendo-se uma análise dos restos R_i produzidos através de cada associação e tomando-se o valor mínimo entre eles: $r_i = \text{mínimo}\{R_i\}$. Essa posição é dada por $t_0 - r_i T_B$ e passará a ser designada posição efetiva de comparação de fase, uma vez que é em função do valor de $\phi(\rho, t)$ nesse instante que será tomada a decisão a respeito da necessidade ou não de uma justificação.

Na Fig. III.3 é ilustrado o deslocamento da posição efetiva de comparação de fase no caso de combinação das fases 1 e 5. No quadro i-1 foi suposto que a última comparação de fase na janela JC através da fase 1 se realiza em $t_0 - 7T_B$ ($R_{i-1}=7$) e que a última comparação de fase em JC através da fase 5 se realiza em $t_0 - 3T_B$ ($R_{i-1}=3$). A posição efetiva de comparação de fase é pois $t_0 - 3T_B$, onde $r_{i-1}=3$ é o mínimo entre 7 e 3. Como em $t_0 - 3T_B$ não foi atingido o limiar, não ocorrerá justificação no quadro i-1. No sistema em questão, $N_q=212$ e $N_s=6$, e, como consequência, no quadro seguinte i, a última comparação de fase em JC através da fase 1 se realiza em $t_0 - 5T_B$ ($R_i=5$), onde 5 é o resto da divisão de $(206+7)$ por 8, e a última comparação de fase em JC através da fase 5 se realiza em $t_0 - T_B$ ($R_i=1$), onde 1 é o resto da divisão de $(206+3)$ por 8. A posição efetiva de comparação de fase no quadro i é portanto $t_0 - T_B$, onde $r_i=1$ é o mínimo entre 5 e 1. Como em $t_0 - T_B$ é ultrapassado o limiar de comparação, será efetuada uma justificação no quadro i. No quadro i+1 a última comparação de fase em JC através da fase 1 se realiza em $t_0 - 2T_B$ ($R_{i+1}=2$), onde 2 é o resto da divisão de $(205+5)$ por 8, e a última comparação de fase em JC através da fase 5 se realiza em $t_0 - 6T_B$ ($R_{i+1}=6$), onde 6 é o resto da divisão de $(205+1)$ por 8. Nesse caso a posição efetiva de comparação de fase é $t_0 - 2T_B$, onde $r_{i+1}=2$ é o mínimo entre 2 e 6, e como em $t_0 - 2T_B$ não

foi ultrapassado o limiar, não haverá justificação no quadro $i+1$.

Implementando-se o comparador de fase com as fases 1 e 5, a posição efetiva de comparação de fase pode assumir 4 valores distintos: t_0 , $t_0 - T_B$, $t_0 - 2T_B$, $t_0 - 3T_B$. No caso de se utilizar as fases 1, 3, 5 e 7, a posição efetiva de comparação de fase pode assumir 2 valores distintos: t_0 , $t_0 - T_B$. No caso de se utilizar todas as fases (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8), a posição efetiva de comparação de fase assume um único valor t_0 , permanecendo portanto fixa. Com essa configuração o tremor de tempo de espera se comporta seguindo exatamente os resultados da seção II.4. Com qualquer outra configuração, obtida com menor número de fases, a posição efetiva de comparação de fase não é fixa e o tremor de tempo de espera pode ter seu comportamento alterado significativamente, para melhor ou para pior.

A variação da posição efetiva de comparação de fase pode influir bastante na decisão das justificações pois essa variação se processa em $\phi(\rho, t)$ e não em $\phi_1(\rho, t)$, e a inclinação de $\phi(\rho, t)$ em cada sub-quadro é bem maior que a inclinação de $\phi_1(\rho, t)$. Essa variação de posição de comparação de fase é equivalente a uma comparação de fase numa posição estática (t_0) mas com um limiar de comparação deslocado (Fig. III.2.b). Esse novo limiar será designado limiar equivalente de comparação de fase. Quanto maior for a inclinação de $\phi(\rho, t)$ na região da janela JC, maior será o deslocamento do limiar equivalente. No sistema em questão, o deslocamento do limiar equivalente causado por uma variação da posição efetiva de comparação de fase de $r_i T_B$ segundos é dado por:

$$\Delta \text{limiar} = r_i \frac{N_s + \rho}{N_q} \text{ dígito} \quad (\text{III.2})$$

$$\Delta \text{limiar} = r_i \frac{6 + \rho}{212} \text{ dígito}$$

No caso de $r_i = 7$ e $\rho = 14/33$ (taxa nominal de justificação), esse deslocamento é igual a 0,212 dígito, o que é bastante significativo em relação ao avanço líquido de fase por quadro (ρ).

O comparador de fase pode a princípio ser implementado com qualquer combinação de fases. O efeito causado no tremor de tempo de espera vai depender da taxa de justificação e do pa

drão seguido pela variação da posição efetiva de comparação de fase, e esse padrão de variação depende não das fases em si mas sim de seu posicionamento relativo. Assim, muitas combinações são equivalentes entre si. Exemplo:

$$(1) \equiv (2) \equiv (3) \equiv (4) \equiv (5) \equiv (6) \equiv (7) \equiv (8)$$

$$(1,2) \equiv (2,3) \equiv (3,4) \equiv (4,5) \equiv (5,6) \equiv (6,7) \equiv (7,8) \equiv (8,1)$$

$$(1,3,6) \equiv (2,4,7) \equiv (3,5,8) \equiv (4,6,1) \equiv (5,7,2) \equiv (6,8,3) \equiv (7,1,4) \equiv (8,2,5)$$

Dessa maneira o número de combinações realmente diferentes se reduz a 35. Em algumas dessas combinações a característica do tremor de tempo de espera na faixa de operação do sistema (intervalo de variação de ρ) é menor que a obtida com a combinação de todas as fases. A combinação ótima é obtida normalmente após um teste prático efetuado com todas as combinações possíveis. No caso específico do sistema de 8 Mbits/s a combinação adotada usualmente é a 1,3,6 [1].

III.3 - ALTERAÇÕES NO COMPORTAMENTO DO TREMOR DE TEMPO DE ESPERA

A alteração do comportamento do tremor de tempo de espera em função da variação da posição efetiva de comparação de fase é um fenômeno relativamente complexo, o que dificulta a obtenção de uma solução analítica. A sua abordagem foi feita inicialmente através de uma série de medidas levantadas em laboratório. Essas medidas permitiram detetar os pontos de ocorrência de amplificação ou atenuação do tremor. Esses pontos foram em seguida analisados mais cuidadosamente simulando-se em computador a geração das ondas $\phi_1(\rho, t)$ correspondentes, o que permitiu a obtenção de algumas conclusões a respeito dos mecanismos responsáveis pela amplificação ou atenuação do tremor.

Nas Figs. III.4 a III.9 são apresentadas algumas das medidas de tremor, efetuadas para seis diferentes configurações do comparador de fase. Essas curvas foram obtidas no sistema de 8 Mbits/s e correspondem ao valor pico a pico do tremor de saída de um tributário, normalizado em relação ao período de um dígito ($T_A = 488\text{ns}$). O circuito PLL utilizado na unidade de dejustificação desse tributário apresenta uma característica de fase (fase de saída/fase de entrada) com uma faixa de passagem (-3dB) de 17 Hz e um ganho de tremor menor que 0,5dB na banda passante.

Tremor (dígito)

Fases: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8

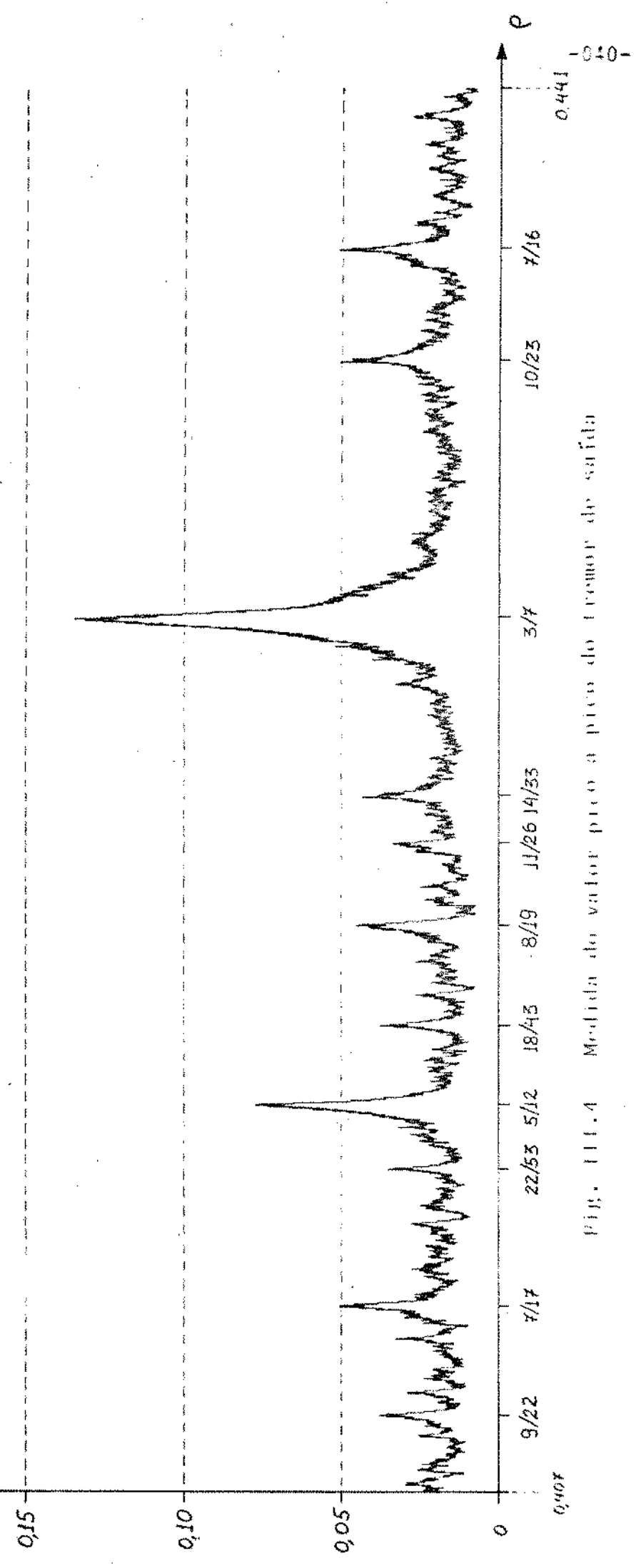


Fig. 111.4 Medida do valor pico a pico do tremor de saída

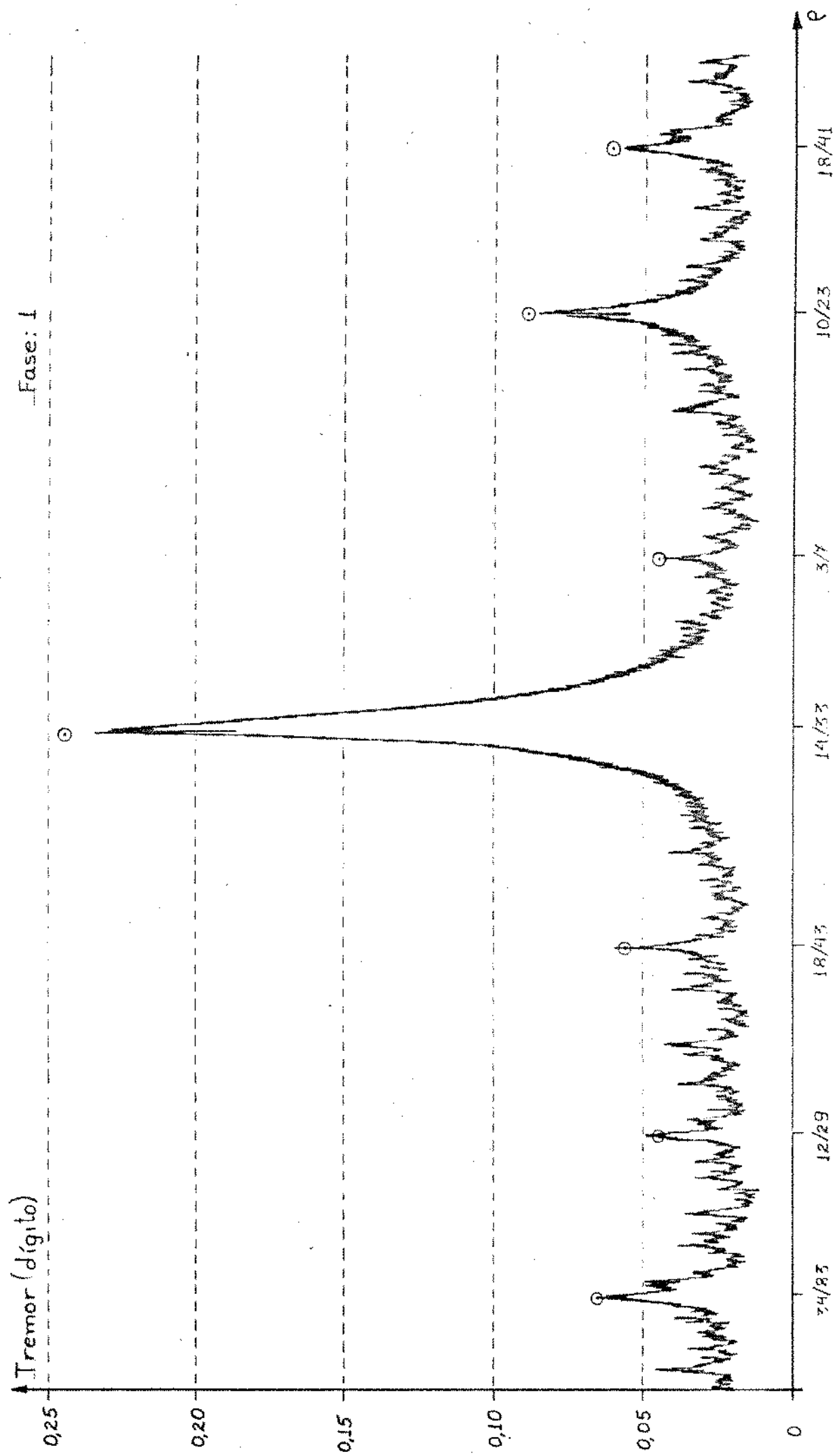


Fig. 111.5 - Medida do valor pico a pico do tremor de saída

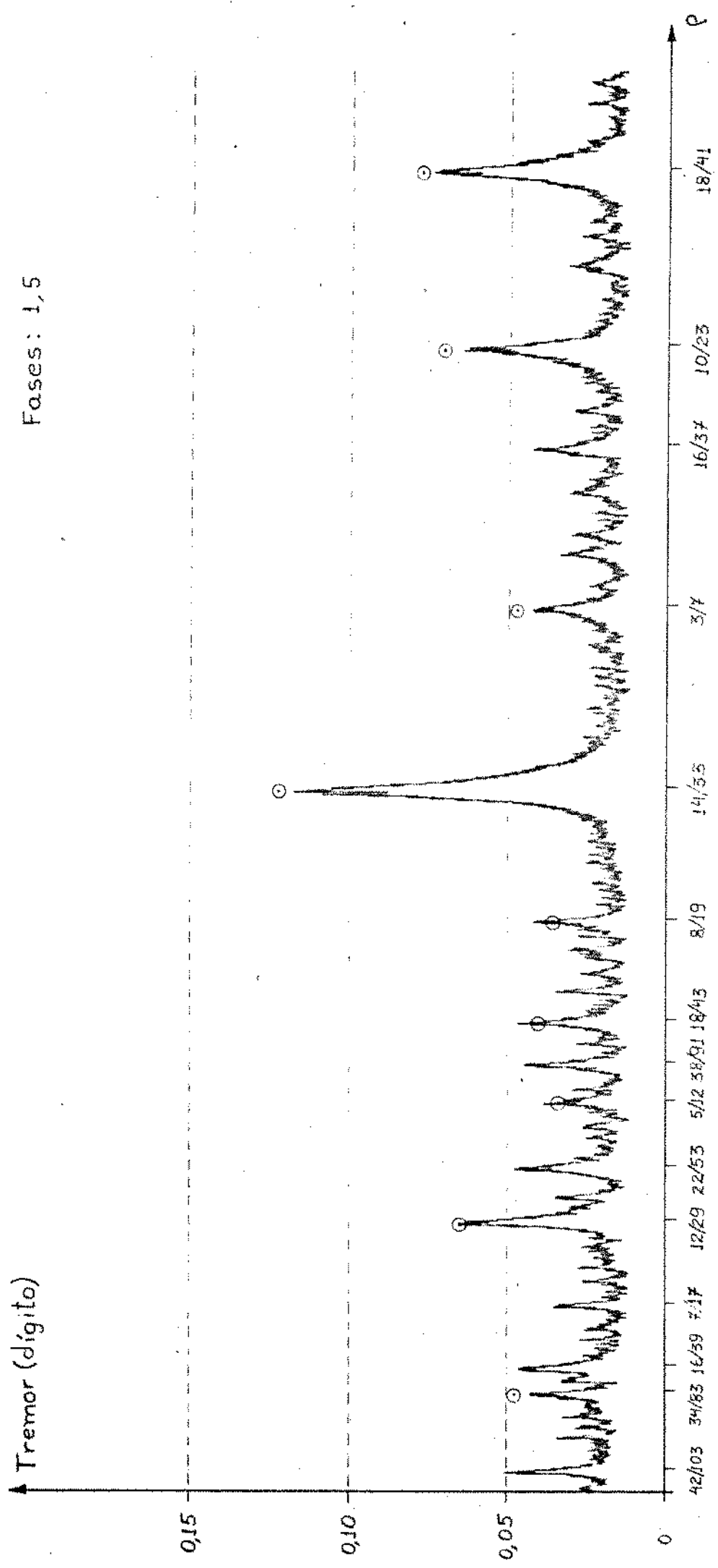


Fig. III.6 - Medida do valor pico a pico do tremor de saída

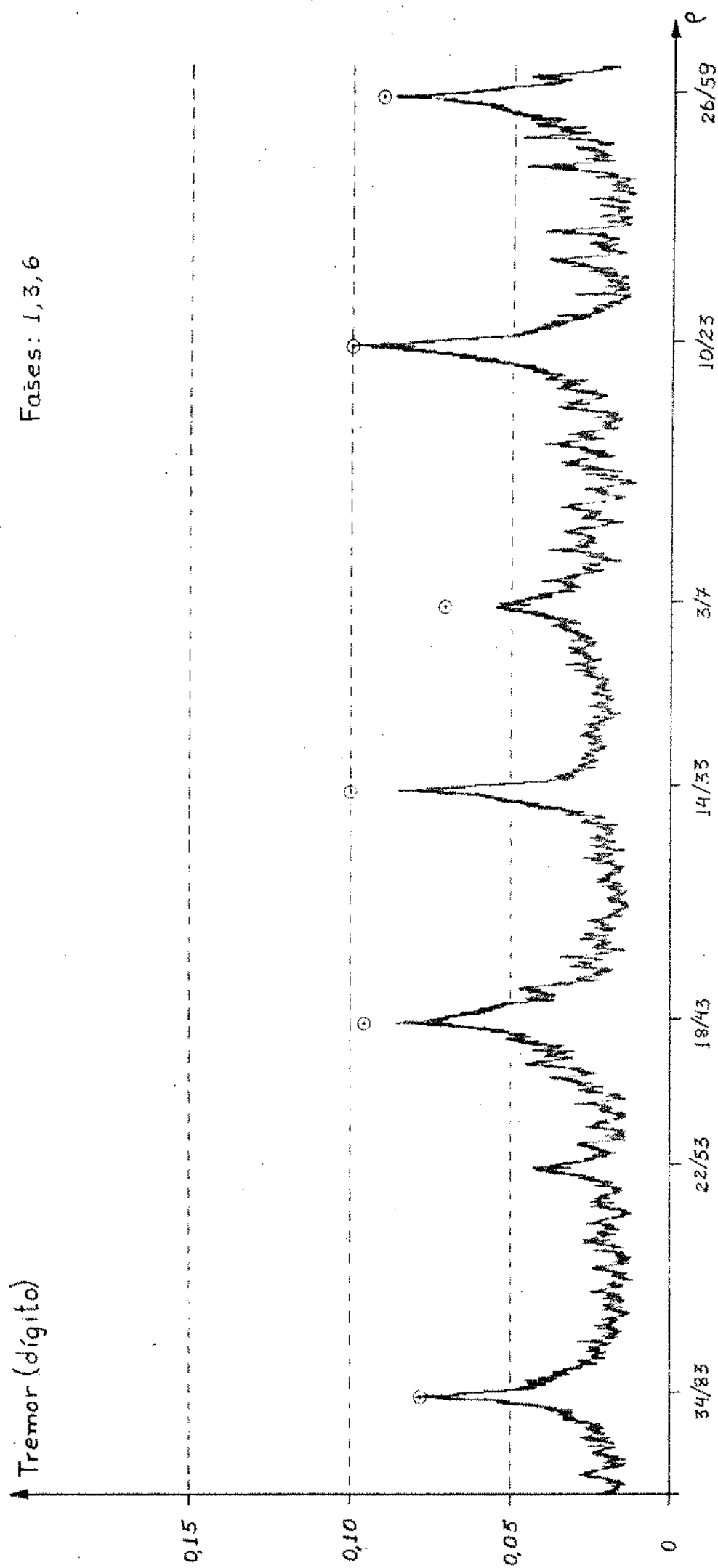


Fig. 111.7 - Medida do valor pico a pico do tremor de saída

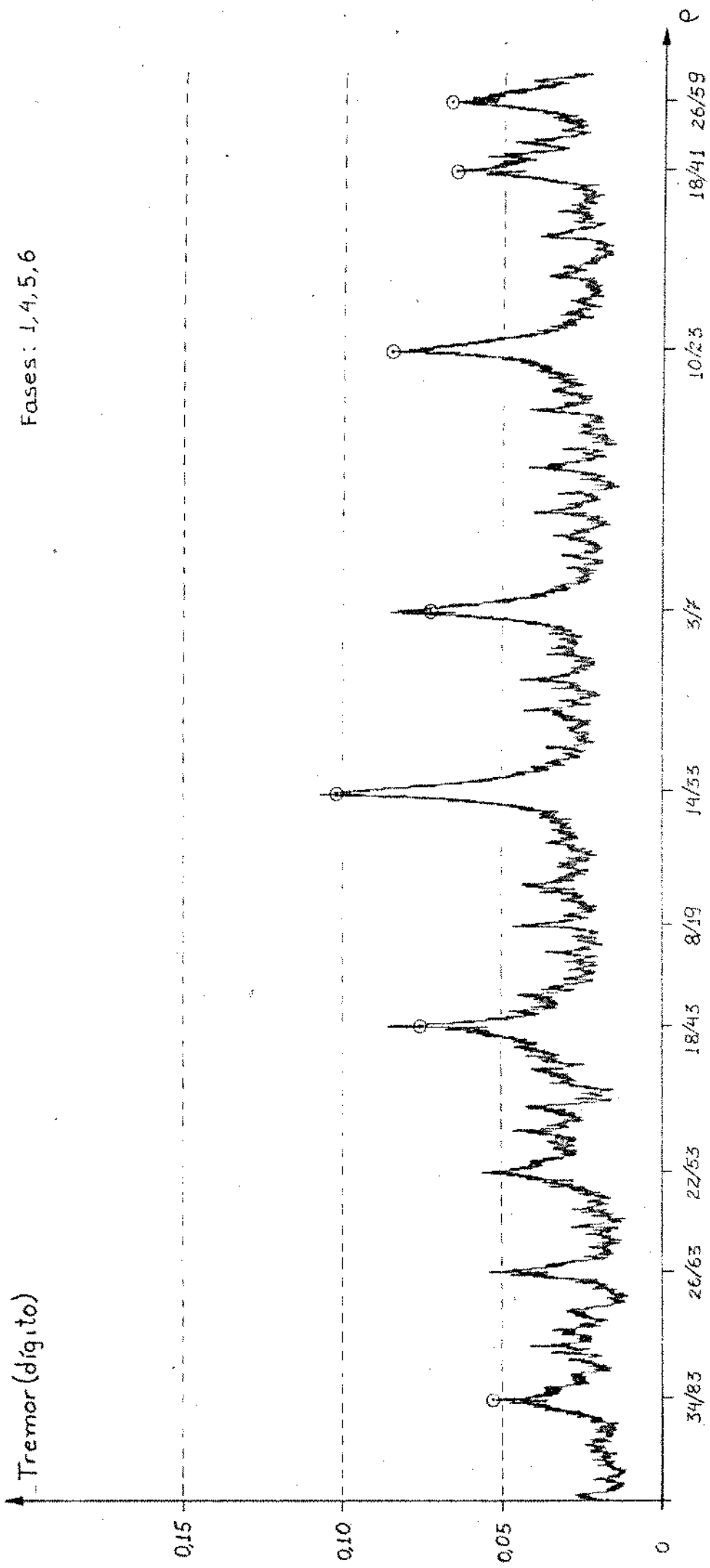


Fig. III.8 - Medida do valor pico a pico do tremor de saída

Fases: 1,3,5,7

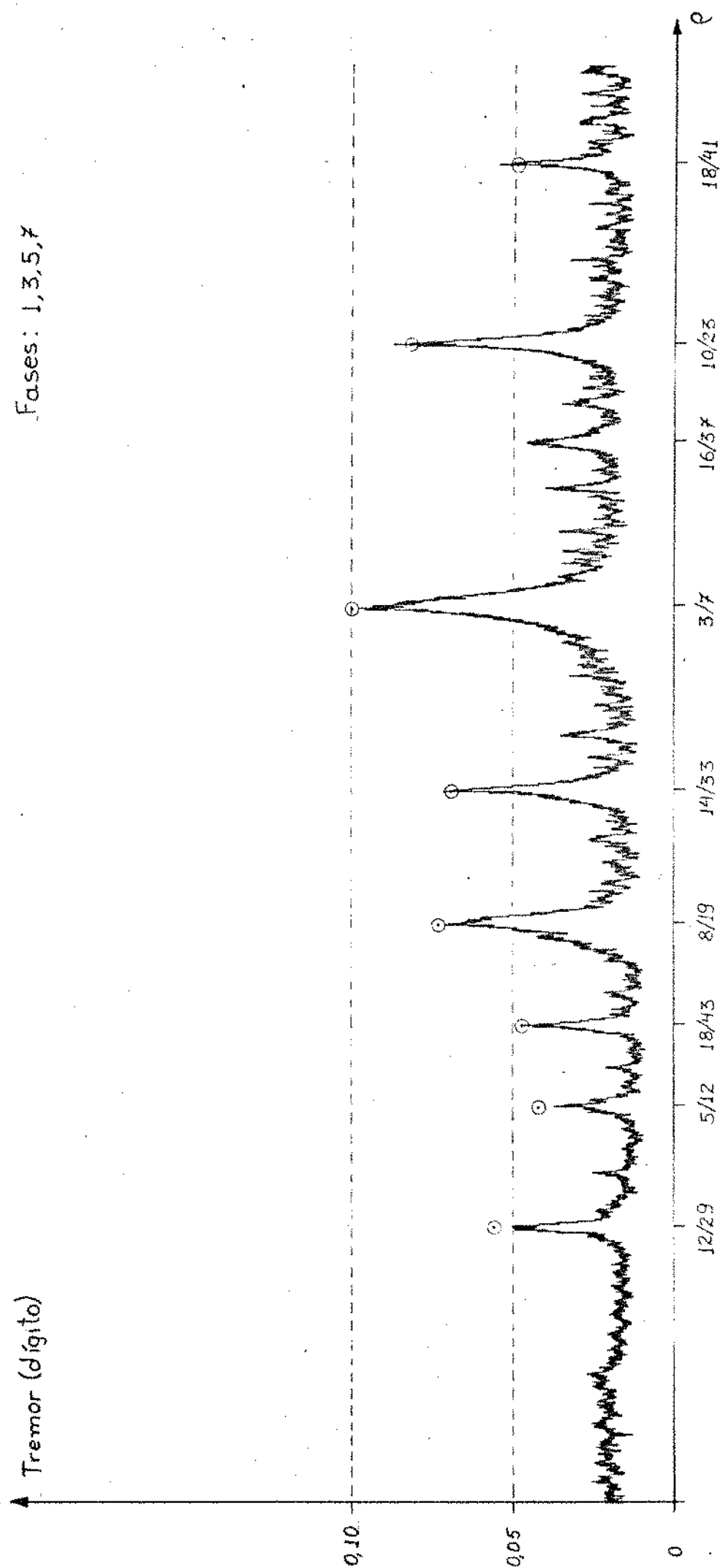


Fig. III.9 - Medida do valor pico a pico do tremor de saída

o que significa que o tremor de saída é constituído essencialmente pelas componentes de $\phi_1(\rho, t)$ de frequência inferior a 17 Hz. O circuito do medidor de tremor e o método empregado na obtenção das curvas estão apresentados no Apêndice B.

Na comparação das medidas de tremor de fase será tomada como referência a curva da Fig. III.4, obtida com a combinação de todas as fases (1,2,3,4,5,6,7,8) e que corresponde a uma posição efetiva de comparação de fase fixa (t_0). Na comparação dessa curva com os valores teóricos calculados na seção II.4 (Fig.II.8.b) deve ser ressaltado que a concordância nos picos de tremor, principalmente nos picos menores, apresenta algumas discrepâncias. Essas discrepâncias se devem em parte à limitação das medidas (vide Apêndice B) e em parte ao fato de que o tremor medido é o tremor total de saída e inclui adicionalmente uma série de resíduos devido à filtragem não ideal do PLL. As alterações no comportamento do tremor com a variação da posição efetiva de comparação de fase podem ser verificadas em qualquer uma das demais curvas, especialmente a da Fig.III.5. Nessa curva, obtida com a fase 1, ocorreram casos bastante notáveis de amplificação e de atenuação do tremor, para $\rho \approx 14/33$ e $\rho \approx 3/7$ respectivamente.

No caso do comparador de fase ser implementado com qualquer combinação que não a de todas as fases, a posição efetiva de comparação de fase varia de quadro a quadro segundo $t_0 - r_i T_B$. Para uma dada combinação de fases e uma dada taxa de justificação, r_i apresenta um certo padrão de variação. A cada valor de r_i pode ser associado um deslocamento do limiar equivalente de comparação de fase (eq.III.2), e esse deslocamento pode causar um atraso na ocorrência das justificações, conforme a ilustração da Fig.III.10. Dependendo da sistemática como se processam esses atrasos, a envoltória de baixa frequência de $\phi_1(\rho, t)$ pode sofrer uma amplificação ou atenuação.

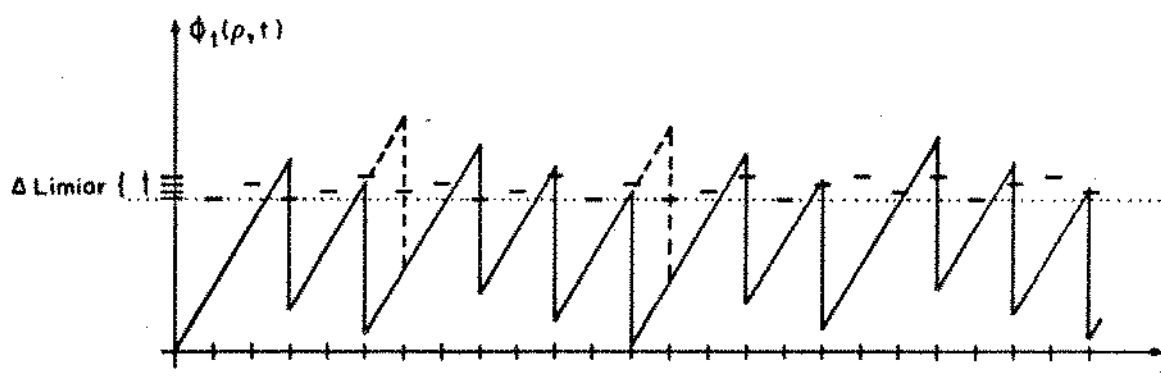


Fig.III.10 - Atrazo de justificação causado pelo deslocamento do limiar equivalente de comparação de fase

Inicialmente será analisado o efeito de amplificação do tremor. Apesar da impossibilidade de se prever analiticamente a amplificação do tremor para cada valor de ρ e para cada configuração do comparador de fase, é possível se estabelecer um limite máximo para essa amplificação. Esse limite pode ser facilmente obtido com o auxílio da Fig. III.11. Nessa figura foi traçada inicialmente a onda $\phi_1(\rho, t)$ para $\rho = p/q$, considerando-se a posição efetiva de comparação de fase fixa, ocorrendo em $t_i = iT_q$, onde T_q é o período de um quadro. Nesse caso o limiar de comparação de fase é fixo, igual a Λ , e a cada conjunto de q quadros é possível se localizar um t_i que minimize a diferença $\Lambda - \phi_1(\rho, t_i)$ para $\phi_1(\rho, t_i) < \Lambda$. Essa diferença é limitado ao valor $1/q$. Como o padrão das justificações se repete periodicamente a cada q quadros (p justificações a cada q quadros), a condição de mínimo $\{\Lambda - \phi_1(\rho, t_i)\}$ define uma dada posição relativa na onda $\phi_1(\rho, t)$. Considere-se agora $\rho = p/q + \epsilon$, ϵ positivo e tendendo a zero. Com o correr do tempo, devido ao desvio ϵ , suposto positivo, a onda $\phi_1(\rho, t)$ passa a sofrer um deslocamento positivo até que o mínimo $\{\Lambda - \phi_1(\rho, t_i)\}$ se anule, causando uma justificação antecipada em relação ao padrão que ocorria para $\epsilon = 0$, e fazendo com que $\phi_1(\rho, t)$ retorne à sua condição inicial. Esse processo se repete ciclicamente, a uma frequência normalizada $q\epsilon$, e o tremor resultante é exatamente o tremor de tempo de espera, com uma amplitude de $1/q$. No caso em que a posição efetiva de comparação de fase não é fixa, o limiar equivalente de comparação de fase pode variar de quadro para quadro. Considere-se agora que o padrão desses deslocamentos se repita periodicamente a cada q quadros e que o máximo deslocamento ocorre na posição de mínimo $\{\Lambda - \phi_1(\rho, t_i)\}$. Nesse caso a onda $\phi_1(\rho, t)$ continua se deslocando positivamente até atingir esse novo limiar. O máximo valor que o tremor pode assumir é dado pois por:

$$\begin{aligned} \text{tremor de tempo de espera} &\leq \frac{1}{q} + r_M \frac{Ns + \rho}{Nq} \text{ dígito} = \\ (\text{valor pico a pico}) & \\ &= \frac{1}{q} + r_M \frac{6 + \rho}{212} \text{ dígito} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

onde r_M é a máxima variação da posição efetiva de comparação de fase para uma dada configuração do comparador utilizado ($r_M = \text{máximo}\{r_i\}$), e $r_M(Ns + \rho)/Nq$ é o deslocamento de limiar correspon

dente a essa variação máxima.

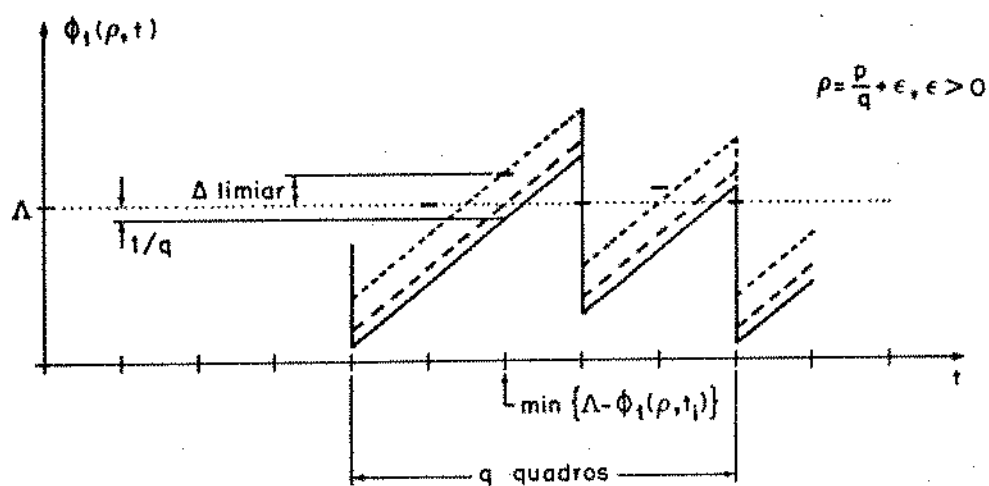


Fig.III.11 - Limite máximo de amplificação do tremor

O cálculo de r_M para cada combinação de fases é obtido facilmente examinando-se todos os n deslocamentos cíclicos dos restos R_i . Na Tabela III.1 é ilustrado o cálculo de r_M para a combinação (1,3,6).

Ri								$r_i = \min\{R_i\}$
7	6	5	4	3	2	1	0	
	x			x		x		1
x			x		x			2
		x		x			x	0
	x		x			x		1
x		x			x			2
	x			x			x	0
x			x			x		1
		x			x		x	0

$R_M = \max \{r_i\} =$
 $= \max \{0,1,2\} = 2$

Tabela III.1 - Cálculo de r_M para a combinação de fases (1,3,6)

A ocorrência do limite da eq.III.3 exige uma regularidade muito grande entre o padrão seguido pelos r_i e o padrão seguido pelas justificações. Uma condição suficiente para que o padrão seguido pelo r_i (e portanto pelo limiar equivalente de comparação de fase) se repita periodicamente a cada q quadros

$(r_{i+q}=r_i)$ é que a quantidade de pulsos da onda OCLJ a cada q quadros seja múltipla de n , onde n é a capacidade de armazenamento da memória elástica em bits:

$$p(Nq-Ns-1)+(q-p).(Nq-Ns) = \text{múltiplo de } n \quad (\text{III.4})$$

$$p.205 + (q-p).206 = \text{múltiplo de } 8$$

Essa condição é suficiente, mas não necessária, uma vez que não leva em conta a combinação de fases que foi utilizada. Para algumas combinações a periodicidade a cada q quadros pode ser obtida sem satisfazer a eq.III.4. Por isso, no caso de não ser satisfeita a eq.III.4, há necessidade de se efetuar uma verificação adicional para se concluir a respeito da periodicidade dos r_i . A seguir é apresentado um exemplo que ilustra a maneira de se efetuar essa verificação:

$$- p \approx \frac{18}{41} \quad \text{combinação de fases (1,5)}$$

A eq.III.4 não é satisfeita e portanto há necessidade de se averiguar a periodicidade dos r_i através de uma análise dos restos R_i correspondentes a cada uma das fases utilizadas no comparador.

fase 1	$R_i = 1$	$R_{i+q} = 5$
fase 5	$R_i = 5$	$R_{i+q} = 1$
	$r_i = \min\{1, 5\} = 1$	$r_{i+q} = \min\{5, 1\} = 1$

No cálculo de R_{i+q} não há necessidade de se fazer a recorrência da eq.III.1 durante q quadros. R_{i+q} pode ser obtido diretamente calculando-se o resto da divisão de $(R_i + p.205 + (q-p).206)$ por 8. Como se obteve $r_{i+q}=r_i$, conclui-se que o padrão dos r_i se repete periodicamente a cada q quadros, apesar de não ser satisfeita a eq.III.4.

A periodicidade dos r_i constitui uma condição propícia para a amplificação do tremor. O fato dessa condição ser satisfeita não implica que haverá necessariamente amplificação ou que essa amplificação será máxima, mas torna essas ocorrências mais prováveis. Por outro lado, a não periodicidade dos r_i , embora não impeça a amplificação do tremor, torna essa amplificação

menos provável e limitada a níveis inferiores ao da eq.III.3.

As curvas das Figs.III.4 a III.9 permitiram a identificação de vários pontos de amplificação e de atenuação de tremor. Em virtude das limitações do processo utilizado no traçado dessas curvas, os principais pontos de amplificação e de atenuação foram reavaliados um a um, monitorando-se a onda de tremor com o auxílio de um osciloscópio (vide Apêndice B). O valor dessas novas medidas foi anexado às curvas de tremor. A partir dessas medidas foi construída a Tabela III.2 onde é apresentada a relação entre o tremor medido e o limite máximo de amplificação (eq.III.3) para os pontos mais significativos. Dessas amplificações, apenas uma não satisfaz a condição de periodicidade dos r_i : $\rho \approx 12/29$, combinação (1,5). Os pontos $\rho \approx 8/19$, combinação (1,3,5,7) e $\rho \approx 18/41$, combinação (1,5), apesar de não satisfazerem a eq.III.4, preenchem a condição de periodicidade. Os resultados dessa tabela confirmam pois a influência da periodicidade dos r_i no processo de amplificação de tremor. Em alguns pontos o tremor medido ultrapassou ligeiramente o limite máximo dado pela eq.III.3. Essa discrepância pode ser atribuída a uma série de resíduos que as fazem presentes devido à filtragem não ideal do PLL. São esses resíduos que respondem pelo tremor de fundo na região entre os picos de tremor.

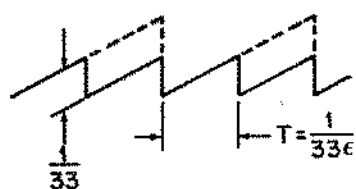
Fases ρ	(1) $r_M=7$	(1,5) $r_M=3$	(1,3,6) $r_M=2$	(1,4,5,6) $r_M=2$	(1,3,5,7) $r_M=1$
34/83	0,065/0,224		0,078/0,073*		
12/29		0,065/0,125 ^{##}			
18/43			0,096/0,084*	0,076/0,084*	
8/19					0,075/0,083*
14/33	0,245/0,242*	0,122/0,121*	0,100/0,091*	0,102/0,091*	0,069/0,061*
10/23	0,089/0,256	0,071/0,135	0,100/0,104*	0,085/0,104	0,082/0,074*
18/41		0,078/0,116			
26/59			0,091/0,078*		
* amplificação próxima do limite máximo a menos de 0,015 dígito					
^{##} $r_{i+q} \neq r_i$					

Tabela III.2 - Amplificação de tremor - tremor medido/limite máximo de amplificação

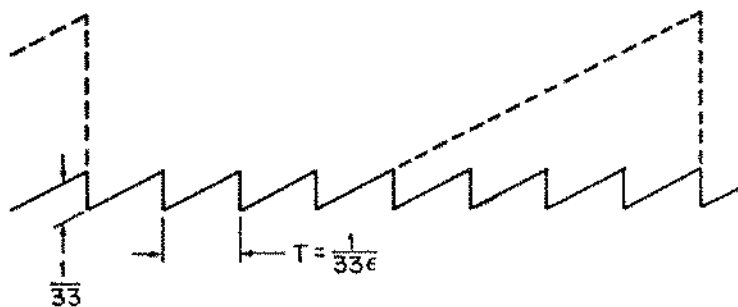
UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Através da simulação da onda $\phi_1(\rho, t)$ correspondente a alguns pontos de amplificação, foi possível se observar as alterações ocorridas em sua envoltória de baixa frequência. Essas alterações encontram-se ilustradas na Fig.III.12 e em todos esses casos específicos a amplificação ocorre associada simultaneamente a uma diminuição da frequência da envoltória.

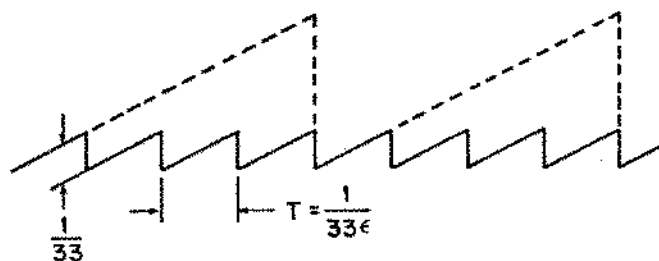
a) $\rho = 14/33 + \epsilon$ Fases 1,3,5,7



c) $\rho = 14/33 + \epsilon$ Fases 1,2,3,4



b) $\rho = 14/33 + \epsilon$ Fases 1,5



d) $\rho = 10/23 + \epsilon$ Fases 1,3,6

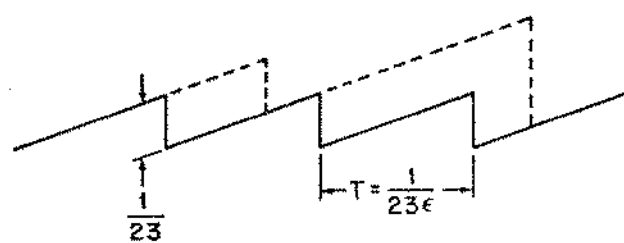


Fig.III.12 - Envoltória de $\phi_1(\rho, t)$ - Amplificação de tremor

Quanto à atenuação do tremor, ela pode ser causada por dois mecanismos básicos. O primeiro desses mecanismos encontra-se ilustrado na Fig.III.13.a. Nesse caso os atrasos das justificações conseguiram criar uma oscilação na envoltória de $\phi_1(\rho, t)$ durante uma fração de seu período. Se essa oscilação ocorrer a uma frequência relativamente elevada e durante metade do período da envoltória, o tremor resultante após a filtragem pelo PLL pode ter sua amplitude reduzida pela metade e sua frequência dobrada. O segundo mecanismo possível de ocorrer encontra-se ilustrado na Fig.III.13.b e foi constatado através da simulação da onda $\phi_1(\rho, t)$ correspondente a $\rho \approx 14/33$, fase 1. Nesse caso os atrasos das justificações geraram na envoltória de $\phi_1(\rho, t)$ um sinal do tipo PWM (modulação por largura de pulsos) com um conteúdo nas baixas frequências de tendência oposta ao tremor de tempo

de espera. Dependendo da frequência dos pulsos e do índice de modulação desse sinal tipo PWM, o tremor resultante após a filtragem pelo PLL pode ser bastante atenuado.

Ambos os mecanismos de atenuação apresentados podem ser produzidos circunstancialmente, em virtude de um relacionamento muito específico entre os padrões seguidos pelos r_i e pelas justificações. O segundo desses mecanismos, entretanto, tem uma importância toda especial, pois poderia idealmente causar um cancelamento total do tremor de baixa frequência. Foi através da constatação desse mecanismo que surgiu a idéia do supressor de tremor que será visto no capítulo a seguir.

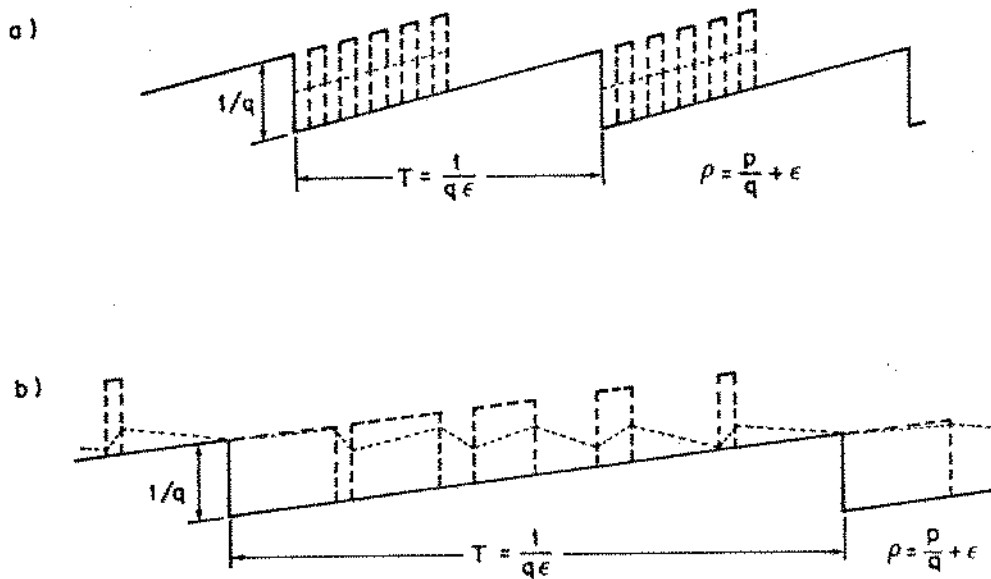


Fig.III.13 - Envoltória de $\phi_1(\rho, t)$ - Atenuação de tremor

CAPÍTULO IV

SUPRESSOR DE TREMOR DE TEMPO DE ESPERA

IV.1 - INTRODUÇÃO

Nesse capítulo é apresentada inicialmente a idéia básica do supressor de tremor de tempo de espera. Essa idéia consiste em fazer o sistema funcionar alternadamente entre dois limiares de comparação de fase, sendo que a alternância entre esses dois limiares é controlada através de uma medida do tremor de baixa frequência. Trata-se pois de um sistema realimentado bastante simples e eficaz. Essa idéia foi testada no multiplex digital de 8 Mbits/s, assegurando um tremor de saída com um valor pico a pico limitado a 1% na faixa especificada para a taxa de justificação.

O supressor foi desenvolvido inicialmente para aplicação a sistemas de justificação positiva ou de justificação negativa, onde o tremor de saída é essencialmente o tremor de tempo de espera. O seu princípio básico é, entretanto, mais genérico, e em seguida é discutida a sua extensão para aplicação a sistemas de justificação positiva-negativa.

Finalmente é apresentado um modelamento simplificado do supressor onde se tenta conceituar principalmente o seu mecanismo de atuação.

IV.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SUPRESSOR DE TREMOR DE TEMPO DE ESPERA

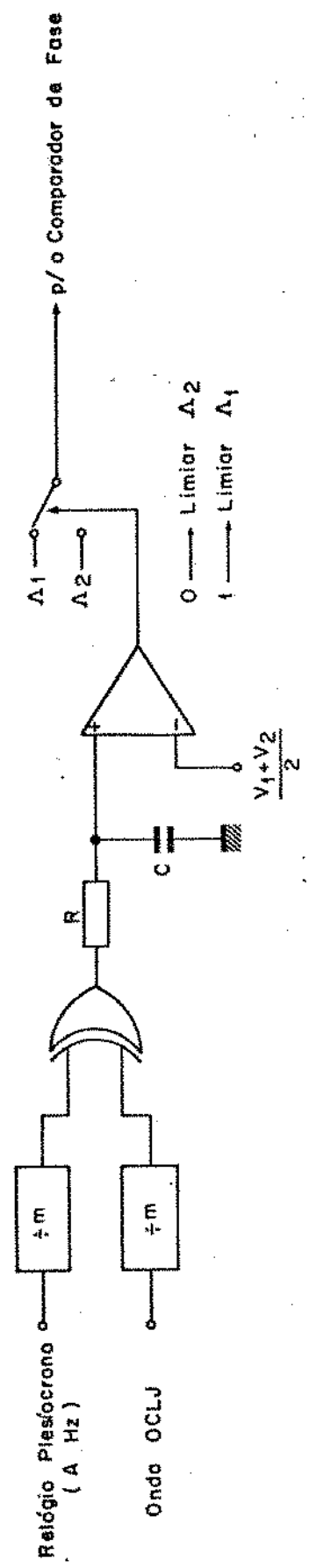
Na seção III.3 foi detetado um mecanismo de atenuação do tremor do tipo PWM. Esse mecanismo era produzido circunstancialmente, para certos valores de ρ e certas combinações de fase, mas poderia idealmente causar um cancelamento total do tremor de tempo de espera. Se fosse possível se forçar um mecanismo desse tipo para qualquer valor de ρ , estaria solucionado o problema de eliminação do tremor de tempo de espera. Essa é a idéia central do supressor que será apresentado a seguir. Para facilidade de explanação, essa apresentação será feita baseada no multiplex digital de 8 Mbits/s, que utiliza justificação positiva.

Considere-se inicialmente que a posição efetiva de comparação de fase possa ser selecionada alternadamente entre dois valores distintos t_0 e $t_0 - kT_B$. Correspondente à posição relativa t_0 tem-se um limiar de comparação de fase A_1 e correspondente a $t_0 - kT_B$ tem-se um limiar equivalente $A_2 = A_1 + \Delta \text{limiar}$, onde Δlimiar

é dado pela eq.III.2, fazendo-se $r_i=k$. Considere-se também a utilização de um medidor de tremor de baixa frequência na unidade de justificação. Esse medidor pode ser obtido submetendo-se o relógio plesíocrono e a onda OCLJ (vide Fig.III.1), após uma divisão conveniente, a um comparador de fase do tipo OU-EXCLUSIVO e, em seguida, filtrando-se a sua saída através de um circuito passa-baixas RC. Seja $g(t)$ o tremor de baixa frequência associado ao limiar Λ_1 . Ao se variar o limiar de Λ_1 para Λ_2 o nível contínuo da onda de tremor $\phi(\rho,t)$ sofre um deslocamento de Δlimiar (vide a primeira parcela das eq.II.10 e II.14) e o tremor de baixa frequência sofre um atraso τ que é função de ρ e de Δlimiar . A saída do medidor correspondente aos limiares Λ_1 e Λ_2 é dada pois pela resposta do filtro RC às ondas $Kg(t)+V_1$ e $Kg(t-\tau)+V_2$ respectivamente, onde K é o fator de escala do medidor, V_1 e V_2 são níveis contínuos de tensão e $V_2-V_1=K \Delta\text{limiar}$. Suponha-se agora que o Δlimiar escolhido seja maior que o máximo valor pico a pico do tremor de tempo de espera na região de operação do sistema ($0,408 < \rho < 0,441$) e que a saída do medidor seja aplicada a um comparador de tensão com nível de referência fixado no valor médio entre V_1 e V_2 . Finalmente considere-se que a malha do supressor é fechada fazendo-se com que a saída do comparador de tensão selecione o limiar de comparação de fase. Se, em função da medida de tremor, essa saída for "1" deve ser selecionado o limiar Λ_1 , e se for "0" deve ser selecionado o limiar Λ_2 . A realimentação faz com que o sistema fique se alternando entre os dois limiares e controla os tempos de permanência em cada limiar de modo que a saída do medidor se mantenha sempre em torno do nível de referência $(V_1+V_2)/2$, ou seja, força a baixa frequência a zero.

A alternância entre os limiares Λ_1 e Λ_2 implica numa onda $\phi(\rho,t)$ modificada de modo a ter a sua baixa frequência neutralizada. A saída do medidor correspondente a esse nova onda $\phi(\rho,t)$ é dada por $Ke(t) + (V_1+V_2)/2$, onde $e(t)$ é um erro residual de tremor. Como a variação de limiar se processa a uma frequência relativamente elevada, esse erro apresenta uma amplitude bastante reduzida e contém apenas um pequeno resquício da baixa frequência $g(t)$. Na unidade de dejustificação do terminal receptor essa mesma onda $\phi(\rho,t)$ modificada vai ser filtrada por um circuito PLL. O tremor à saída desse PLL é que permanecerá agregado ao tributário. Deve ser ressaltado, entretanto, que esse tremor de saída não

a) Diagrama Esquemático do Supressor de Tremor



b) Tremor Residual Resultante do Chaveamento entre $Kg(t) + V_1$ e $Kg(t - \tau) + V_2$

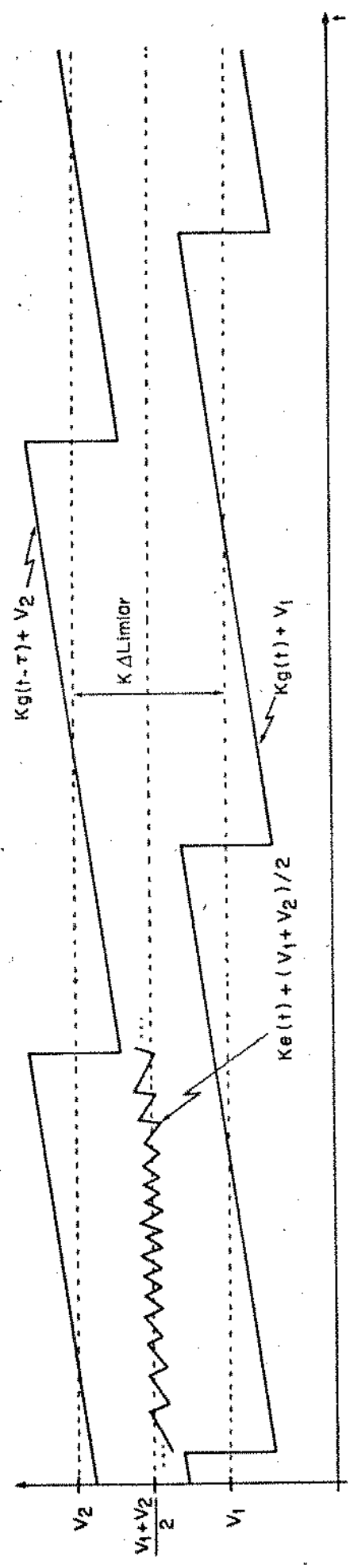


Fig. IV - 1 Supressor de Tremor

será necessariamente igual a $e(t)$, uma vez que as características de filtragem do PLL e do medidor do supressor podem diferir entre si.

Na Fig.IV.1.a é apresentado o diagrama esquemático do supressor e na Fig.IV.1.b é ilustrado o erro residual do tremor à saída do medidor do supressor. No traçado da onda $K_e(t)$ deve ser notado que após o cruzamento do nível de referência do comparador de tensão, decorre um certo tempo para que o sistema reaja e consiga inverter a tendência de variação de $e(t)$. Esse atraso de reação é motivado por dois fatores. Primeiramente a variação de limiar só tem efeito no instante de comparação de fase. Em segundo lugar, em função da taxa de justificação e da posição específica de $\phi_1(\rho, t)$ em que ocorre a variação do limiar, pode demorar alguns quadros até que essa variação passe a causar alguma alteração em $\phi_1(\rho, t)$. Esses atrasos encontram-se ilustrados na Fig.IV.2 e definem a frequência de variação de limiar e a amplitude do erro residual de tremor $e(t)$.

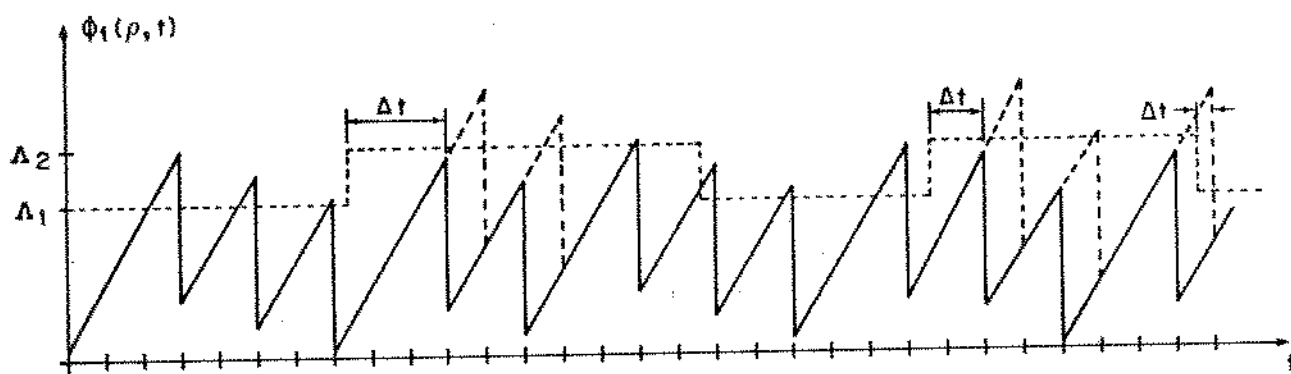


Fig. IV.2 - Atrazo entre a variação de limiar e a reação da onda $\phi_1(\rho, t)$

IV.3 - UTILIZAÇÃO DO SUPRESSOR NO MULTIPLEX DE 8 Mbits/s

Na Fig.IV.3 é apresentado o diagrama esquemático do supressor incorporado a uma unidade de justificação do multiplex de 8 Mbits/s. O medidor do tremor foi implementado a partir de divisões do relógio do tributário e da onda OCLJ por 16. As ondas resultantes, D e D', apresentam uma defasagem média entre si de 90° .

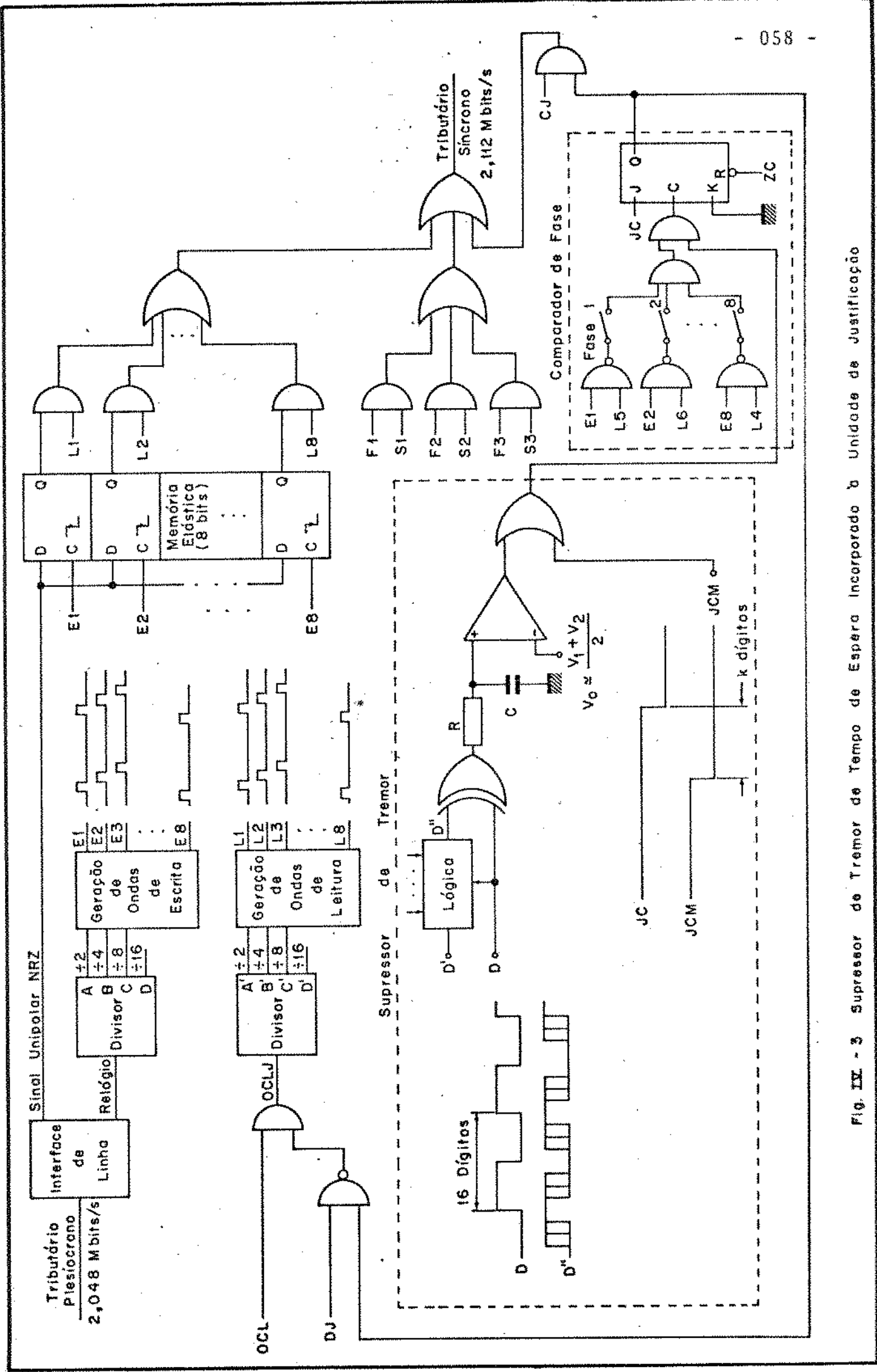


Fig. IV - 3 Supressor de Tremor de Tempo de Espera Incorporado à Unidade de Justificação

mas não podem ser utilizadas diretamente, pois não estão vinculadas entre si e existe uma incerteza de 180° quanto à sua defasagem. Como para a correta atuação do supressor interessa não só a amplitude do tremor, mas também a sua polaridade, é utilizada uma lógica que compensa essa incerteza de 180° através de uma inversão alternativa. A onda D', após essa inversão alternativa, será designada por D''. Dependendo da condição inicial dos divisores, a lógica faz $D''=D'$ ou $D''=\bar{D}'$, de maneira que D'' se mantenha sempre com a sua fase média adiantada de 90° em relação a D. Dessa maneira é possível se obter uma medida de fase com a polaridade correta e independente das condições iniciais dos divisores. As ondas D e D'' são em seguida aplicadas a um comparador de fase do tipo OU-EXCLUSIVO e a saída desse comparador de fase é submetida a uma filtragem passa-baixas RC. A excursão de fase admissível pela combinação das ondas D e D'' é de cerca de 8 dígitos, e assim o medidor tem condições de comportar de maneira linear e com bastante folga a excursão de fase de $\phi(\rho, t)$, que se situa em torno de 4 dígitos.

A filtragem RC do medidor deve ter uma frequência de corte $f_c=1/(2\pi RC)$ suficientemente baixa de modo que as altas frequências devidas às justificações e ao tremor sistemático não interfiram no processo de seleção de limiar, uma vez que essa seleção deve ser função unicamente do tremor de baixa frequência. Desde que seja satisfeita essa condição, a frequência de variação de limiar passa a depender apenas dos atrasos decorrentes entre a variação de limiar e a alteração correspondente em $\phi_1(\rho, t)$ (vide Fig.IV.2). Nos testes efetuados com o supressor f_c foi diminuída gradativamente entre $f_c=2800\text{Hz}$ e $f_c=0,2\text{Hz}$. Para $f_c=2800\text{Hz}$ são as altas frequências que comandam a ação do supressor, a variação de limiar se processa desordenadamente e o valor do tremor de saída é praticamente igual àquele observado quando o supressor está ausente. Diminuindo-se f_c a amplitude das baixas frequências passa a se impor, a ação do supressor começa a se fazer sentir e o tremor de saída passa a crescer. Em torno de $f_c=30\text{Hz}$ o tremor de saída já se apresenta bastante reduzido e a partir daí o efeito da diminuição de f_c se torna praticamente irrelevante. Esses dados sugerem que se poderia utilizar idealmente um integrador na filtragem do medidor. Por facilidade de implementação e ajuste do supressor, entretanto, foi mantida a filtragem RC. Em função dos testes acima a sua frequência de corte foi fixada em 16Hz , e todas as medidas de tremor que se

rão apresentadas a seguir, com a utilização do supressor, se referem a esse valor de frequência de corte.

Foram feitos adicionalmente alguns testes utilizando-se uma filtragem de segunda ordem (duplo RC) no medidor do supressor. Essa filtragem, entretanto, não se mostrou recomendável, uma vez que implica numa reação mais lenta do sistema, causando uma diminuição na frequência de variação de limiar. Daí decorre uma menor eficiência no combate às baixas frequências e um aumento do resíduo de chaveamento de limiar à saída do PLL da recepção.

O sinal à saída do medidor é aplicado em seguida a um comparador de tensão com nível de referência V_0 situado em torno de $(V_1 + V_2)/2$ (*). O resultado dessa comparação controla a variação de limiar. Se $K_e(t)$ for maior que V_0 , o sistema é chaveado para operar com o limiar Λ_1 , o que faz com que logo mais $K_e(t)$ inverta seu sentido de variação e se torne menor que V_0 . Quando isto ocorrer, o sistema é chaveado para operar com o limiar Λ_2 , o que faz com que, após um pequeno atraso, $K_e(t)$ inverta novamente seu sentido de variação e se torne maior que zero. Esse processo vai se repetindo sucessivamente, fazendo com que $e(t)$ fique oscilando em torno de zero.

A variação de limiar é feita através da onda JCM (janela de comparação modificada), que apresenta uma defasagem de k dígitos em relação à onda JC. Considerando-se que o comparador de fase é implementado com a combinação de todas as fases, quando a saída do comparador de tensão for "1", a posição de comparação de fase é definida pela onda JC e ocorre numa posição relativa do quadro t_0 , à qual tem-se associado o limiar Λ_1 . Quando a saída do comparador de tensão for "0", a onda JCM passa a interferir na comparação de fase e faz com que a posição efetiva de comparação de fase passe a ocorrer na posição relativa $t_0 - kT_B$, à qual corresponde o limiar equivalente Λ_2 , sendo que $\Delta \text{limiar} = \Lambda_2 - \Lambda_1$ é dado pela eq. III.2, fazendo-se $r_1 = k$.

(*) Na realidade, devido a seu baixo nível de tensão, o sinal à saída do medidor é transladado inicialmente para zero através de um circuito "level-shifter", que causa um deslocamento de nível contínuo de V_0 volts. Em seguida ele é amplificado (cerca de 180 vezes) e só então é aplicado ao comparador de tensão, agora com um nível de referência igual a zero.

O valor de Δlimiar , e portanto de k , deve ser estabelecido levando-se em conta o máximo valor pico a pico do tremor de baixa frequência que o sistema sem supressor pode apresentar em sua região de operação $[\rho_{\min}, \rho_{\max}]$. No sistema em consideração esse valor máximo é de 1/7 dígito ($\rho \approx 3/7$) e consequentemente deve ser utilizado $\Delta\text{limiar} > 1/7$ dígito. Essa condição se torna necessária para que as ondas $Kg(t)+V_1$ e $Kg(t-\tau)+V_2$ (Fig.IV.1) não cruzem o nível V_0 , o que interromperia a oscilação controlada do limiar de comparação de fase e, portanto, a atuação do supressor.

O nível contínuo de $\phi(\rho, t)$ antes da ação do supressor é função de ρ (eq.II.2 e eq.II.10). Para ρ variando entre $\rho_{\min}=0,408$ e $\rho_{\max}=0,441$, esse nível contínuo sofre um deslocamento de $\Delta\rho = \rho_{\max} - \rho_{\min} = 0,033$ dígito. Como consequência, as tensões V_1 e V_2 também variam com ρ . Para maior facilidade de implementação, entretanto, o nível de referência do comparador de tensão é mantido fixo, podendo, por exemplo, ser ajustado no valor médio entre V_1 e V_2 correspondente à taxa de justificação nominal do sistema ρ_{nom} . Para outros valores de ρ , V_0 se encontra deslocado do nível médio $(V_1+V_2)/2$, e esse fato deve ser levado em conta adicionalmente na escolha do valor mínimo de Δlimiar . Uma outra consequência desse deslocamento de V_0 é um decréscimo na frequência de variação do limiar. Como, entretanto, $\Delta\rho$ é normalmente muito menor que Δlimiar , esse decréscimo é pequeno e não chega a comprometer o desempenho do supressor.

Na implementação prática do supressor é interessante se utilizar um valor de Δlimiar ligeiramente maior que o mínimo necessário, de modo a se ter uma margem de segurança contra possíveis desvios dos circuitos utilizados. Um valor muito acima desse mínimo não se torna recomendável, uma vez que a variação de limiar causa um aumento de Δlimiar na excursão de fase de $\phi(\rho, t)$ e, consequentemente, na ocupação das memórias elásticas das unidades de justificação e dejustificação. Esse aumento de ocupação causa uma diminuição da margem de folga das memórias elásticas que é normalmente reservada para a aceitação de tremor externo (tremor de linha).

Na Fig.IV.4 são apresentadas as medidas do tremor de saída, antes e após a utilização do supressor. Nesse caso o comparador de fase da unidade de justificação foi implementado com a combinação de todas as fases, e o supressor foi implementado com $k=7$, o que corresponde a $\Delta\text{limiar} \approx 0,21$ dígito. A utilização do supressor

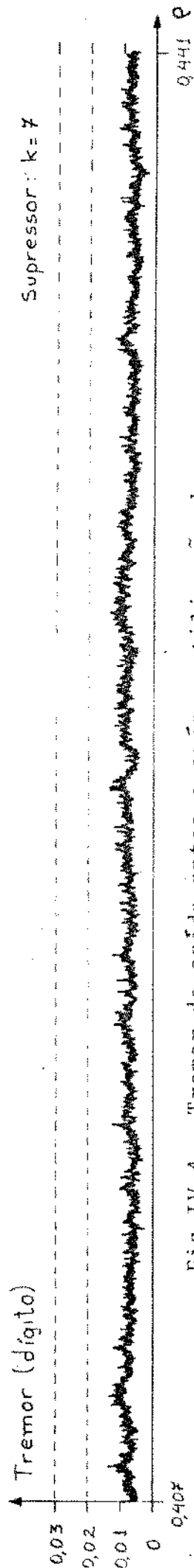
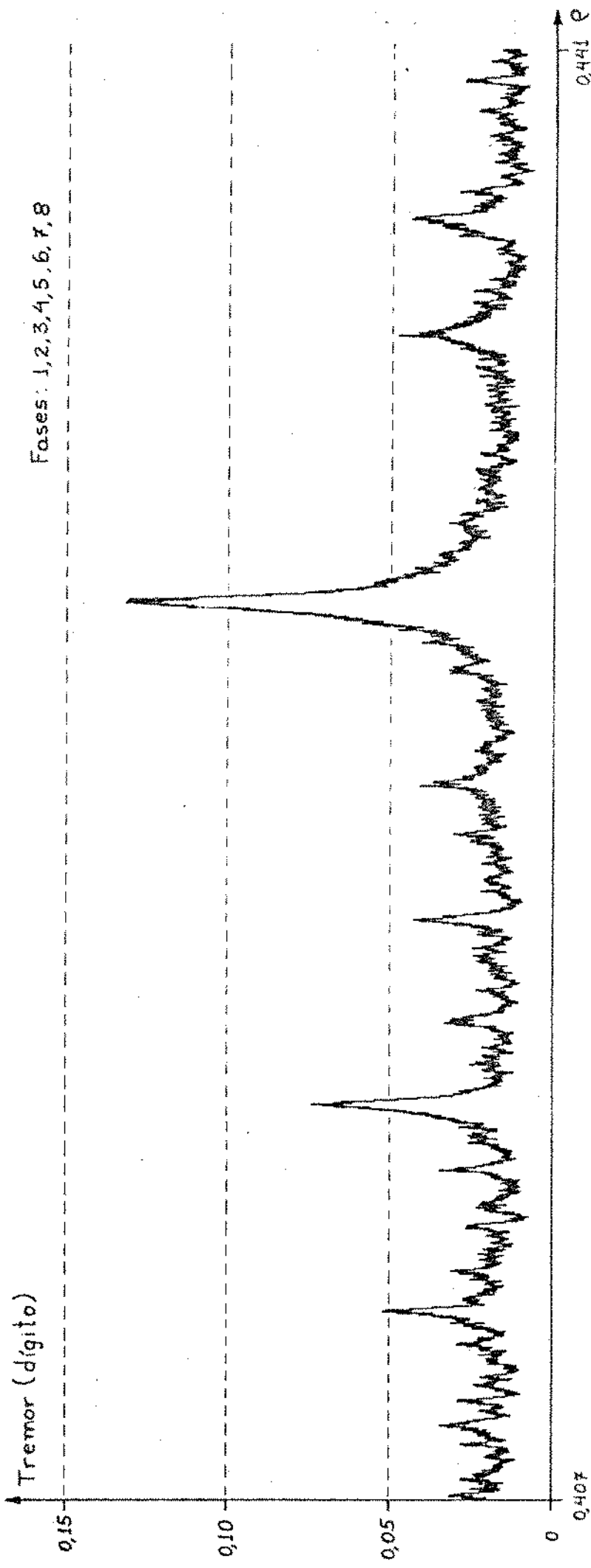


Fig.IV.4 - Tremor de saída antes e após a utilização do supressor

conseguia nesse caso manter o valor pico a pico do tremor de saída em torno de 1% na faixa de operação do sistema, o que ilustra muito bem a eficiência de sua atuação. Na interpretação desse resultado deve ser levada em conta que parte desse tremor de saída é devido a uma série de resíduos de alta frequência que conseguem atravessar o PLL, e portanto o valor pico a pico da baixa frequência residual após a atuação do supressor é inferior ainda a 1% de dígito.

Para se avaliar a influência do valor de Δlimiar , o supressor foi implementado em seguida com $k=18$ ($\Delta\text{limiar} \approx 0,55$ dígito). O valor do tremor de saída permaneceu entretanto praticamente o mesmo que com $k=7$, o que ilustra a insensibilidade do supressor com relação a esse parâmetro, desde que ele esteja acima de um valor mínimo.

No caso do comparador de fase ser implementado com uma combinação qualquer que não a de todas as fases, a posição efetiva de comparação de fase e, conseqüentemente, o limiar equivalente de comparação de fase, já possuem uma variação própria causada pela variação de r_i (eq.III.2). Mesmo nesse caso, entretanto, o supressor pode ser utilizado, desde que se leve em conta o novo valor máximo do tremor pico a pico na região de operação do sistema e que se selecione um valor adequado de Δlimiar . Se não se dispuser do valor máximo de tremor correspondente à combinação de fases utilizada, o uso da eq.III.3 pode fornecer uma indicação segura de um valor suficiente de Δlimiar . Esse Δlimiar deve entretanto ser interpretado agora como uma variação média, uma vez que superposto aos limiares Λ_1 e Λ_2 há que se considerar a variação própria causada pelos r_i . Essa variação própria contribui adicionalmente com um ligeiro acréscimo no resíduo $e(t)$ e, conseqüentemente, no tremor de saída.

Na Fig.IV.5 são apresentadas as medidas do tremor de saída, antes e após a utilização do supressor, com o comparador de fase implementado com apenas uma única fase. Nesse caso, o máximo valor do tremor, sem o supressor, é de 0,24 dígito, e o supressor foi implementado com $k=18$, o que corresponde a uma variação média de limiar de 0,55 dígito. Apesar da variação própria de limiar nesse caso específico ser bastante elevada ($r_M = \max\{r_i\} = 7$), o tremor de saída ainda se manteve bastante reduzido, sendo limitado em torno de 2%.

Em seguida o supressor foi submetido a um teste em que

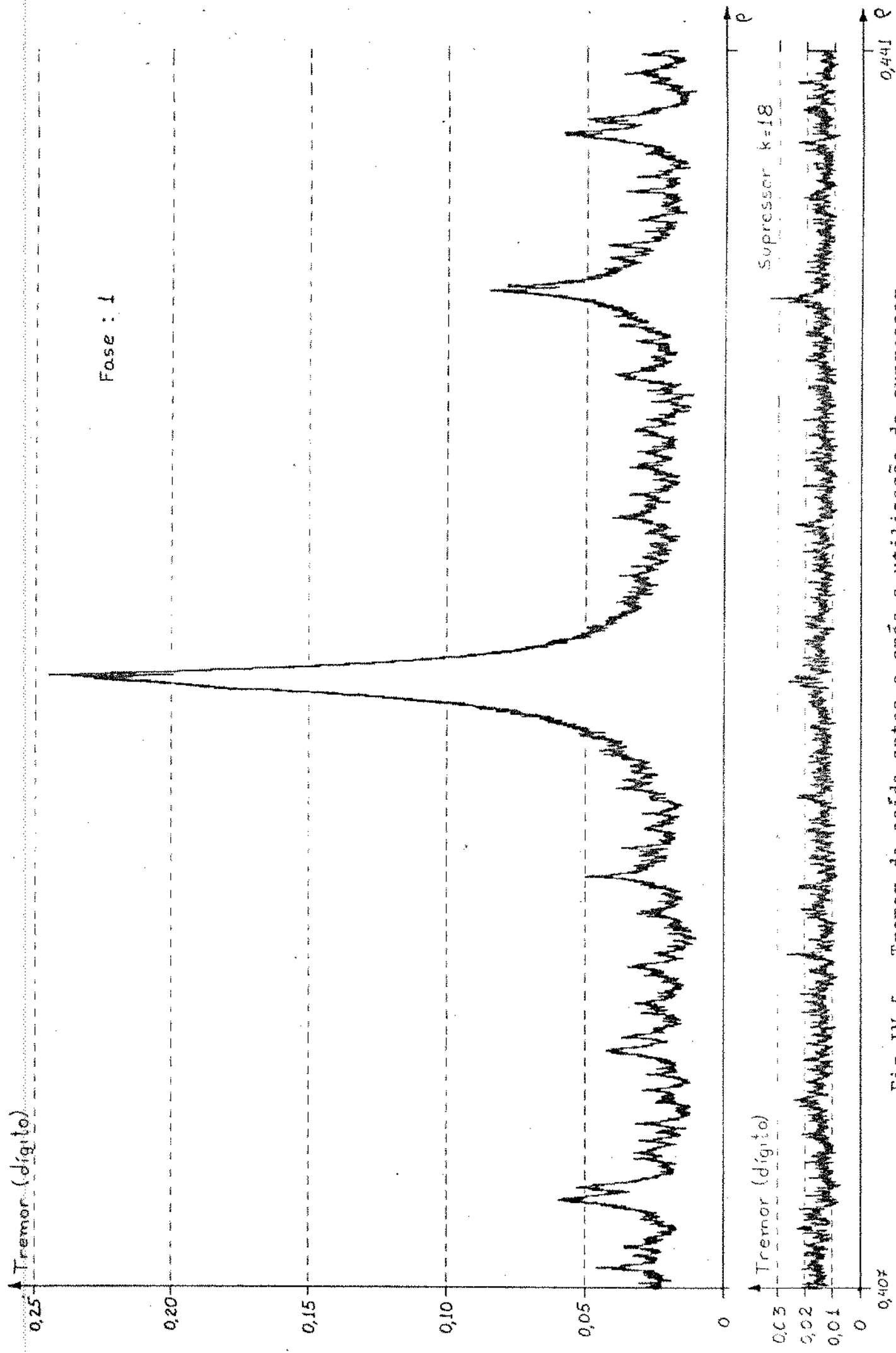
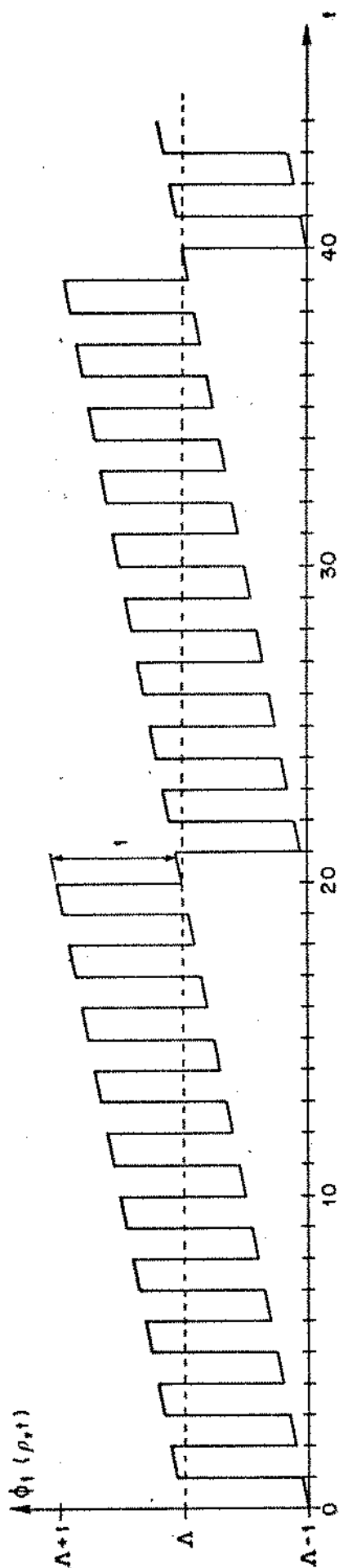


Fig.IV.5 - Tremor de saída antes e após a utilização do supressor

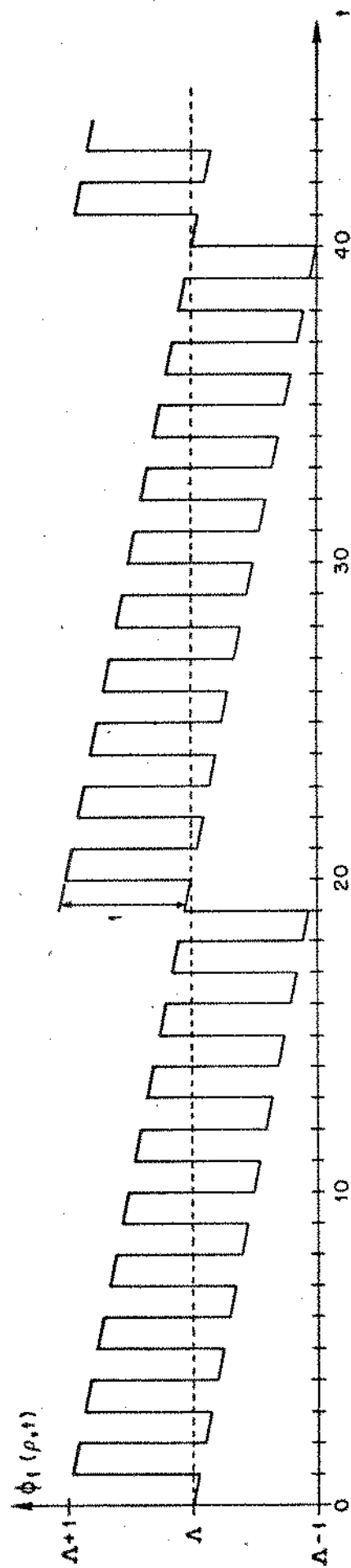
ρ foi excursionado entre 0 e 1. Essa excursão foi feita através da variação da frequência do relógio mestre do multiplex (4B) entre 8,431 MHz e 8,472 MHz (vide eq. I.2). Nesse teste o comparador de fase da unidade de justificação foi implementado com a combinação de todas as fases, a variação de limiar foi feita com $k=18$ e o nível de referência do comparador de tensão foi reajustado no valor médio entre V_1 e V_2 a cada novo valor de ρ . Para $0,1 < \rho < 0,9$ a atuação do supressor se mostrou bastante significativa. Fora desse intervalo, entretanto, essa atuação foi se deteriorando rapidamente até se anular completamente. Essa deterioração de desempenho é causada pelo aumento dos atrasos decorrentes entre a variação de limiar e a alteração correspondente na onda $\phi_1(\rho, t)$ (vide Fig. IV.2). O valor médio desses atrasos é mínimo para $\rho=1/2$ e vai aumentando à medida que ρ caminha para 0 ou para 1. Para $\rho=14/33$ (taxa de justificação nominal do multiplex de 8 Mbits/s) esses atrasos implicam numa frequência média de variação de limiar em torno de 1, KHz. À medida que ρ tende a 0 ou a 1, o aumento desses atrasos faz com que a variação de limiar passe a ocorrer à mesma frequência do tremor que se quer combater, tornando nulo o efeito de supressão. Apesar desse problema, entretanto, a limitação da faixa de atuação do supressor não chega a constituir uma restrição séria quanto à sua utilização, uma vez que os sistemas de justificação positiva ou de justificação negativa operam normalmente com valores de ρ distantes desses extremos.

IV.4 - POSSIBILIDADE DE UTILIZAÇÃO DO SUPRESSOR EM SISTEMAS DE JUSTIFICAÇÃO POSITIVA-NEGATIVA

Ao final da seção IV.3 foi discutida a ineficácia de atuação do supressor para $\rho \rightarrow 0$. Essa restrição, entretanto, não se aplica aos sistemas de justificação positiva-negativa com duplo comando, em que a condição de justificação zero é traduzida por uma alternância entre justificação positiva e justificação negativa (vide seção I.3). Nesse caso o supressor pode ser aplicado sem maiores alterações, desde que se utilize um valor de $\Delta \text{limiar} > 1$ dígito, uma vez que o tremor de baixa frequência pode atingir essa amplitude para $\rho \rightarrow 0$. Embora a Administração Russa de Telecomunicações já tenha proposto um supressor para aplicação a sistemas com esse ti



a) $p = 1/20$ Modo: Justificação Positiva



b) $p = 1/20$ Modo: Justificação Negativa

Fig. 14 - 6 Tremor de Justificação - Sistema de Justificação Positivo-Negativo

po específico de justificação [3], o supressor do presente trabalho é de aplicação mais genérica e se reveste de uma maior simplicidade.

O sistema de justificação positiva-negativa opera com um único limiar de fase Λ e a cada quadro é sempre efetuada uma justificação, variando apenas a sua modalidade. Se $\phi_1(\rho, t) > \Lambda$ é providenciada uma justificação positiva e se $\phi_1(\rho, t) < \Lambda$ é providenciada uma justificação negativa. Na Fig. IV.6 é apresentada a onda $\phi_1(\rho, t)$ para $\rho = 1/20$, no caso do sistema estar operando no modo justificação positiva e no modo justificação negativa. No modo justificação positiva a frequência média de justificações positivas é ligeiramente maior que a frequência média de justificações negativas e a diferença entre essas frequências corresponde ao parâmetro ρ . No modo justificação negativa essa desigualdade se inverte.

A propriedade dos sistemas de justificação positiva-negativa de sempre se ter uma justificação a cada quadro, ora positiva, ora negativa, implica que uma variação do limiar de comparação de fase consegue causar uma reação na onda $\phi_1(\rho, t)$ com um atraso de no máximo 2 quadros, estando pois afastada a limitação imposta pelos atrasos na ação do supressor. Na Fig. IV.7 é ilustrada a reação de $\phi_1(\rho, t)$ às alterações de limiar. A aplicação do supressor a esses sistemas é pois imediata, desde que as memórias elásticas das unidades de justificação e dejustificação tenham capacidade suficiente para comportar uma excursão adicional de fase da ordem de 1 dígito.

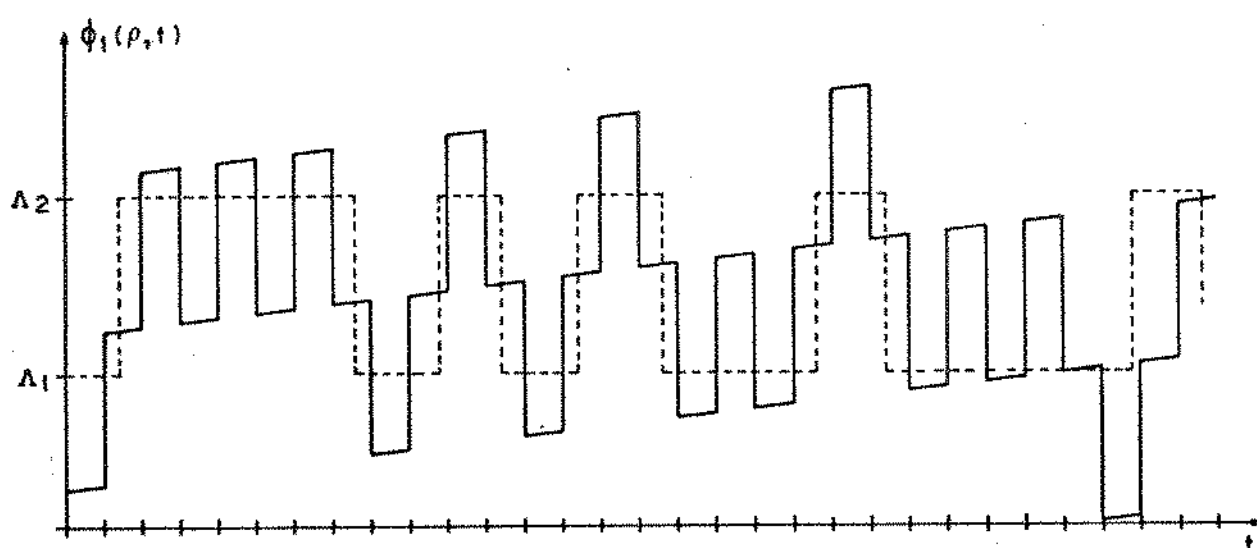


Fig. IV.7 - Resposta do tremor de justificação à variação de limiar

IV.5 - MODELAMENTO DO SUPRESSOR

A atuação do supressor na unidade de justificação de um dado tributário corresponde a um sistema realimentado, não-linear e discreto, donde a dificuldade de um tratamento analítico. A seguir é apresentado um modelo matemático simplificado do supressor. Embora esse modelo não conduza a uma solução analítica explícita, ele permite ilustrar o mecanismo básico de atuação do supressor e justificar vários resultados observados na prática.

O modelamento do supressor será baseado num multiplex digital utilizando justificação positiva e considerando-se, para facilidade de apresentação, que o comparador de fase da unidade de justificação é implementado com a combinação de todas as fases, de modo que a única variação da posição efetiva de comparação de fase é a causada pela ação do supressor.

Na Fig. IV.8a foram traçadas, para um dado valor de ρ , as ondas $\phi_1(\rho, t)$ associadas aos lineares estáticos Λ_1 e Λ_2 , sem se considerar a atuação do supressor. Na Fig. IV.8b foi traçada a diferença entre essas ondas e que será designada por $\Delta\phi_1(\rho, t)$. Para $\Delta\text{limiar} < 1$ dígito, essa onda é constituída por um trem de pulsos de amplitude unitária (1 dígito) e largura de um quadro. O espaçamento entre esses pulsos é função da taxa de justificação e do valor de $\Delta\text{limiar} = \Lambda_2 - \Lambda_1$. Como o nível contínuo das ondas $\phi_1(\rho, t)$ associadas aos limiares Λ_1 e Λ_2 deve diferir de Δlimiar , o valor médio de $\Delta\phi_1(\rho, t)$, calculado a longo prazo, deve se igualar a Δlimiar :

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Delta\phi_1(\rho, t) dt = \Delta\text{limiar} = \Lambda_2 - \Lambda_1 \quad (\text{IV.1})$$

Para um dado valor de $\rho = p/q + \epsilon$ (e portanto uma dada amplitude de $g(t)$) e um dado valor de Δlimiar , pode-se verificar que os pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ apresentam dois padrões alternados de ocorrência, com diferentes densidades médias, sendo que essas densidades médias são sempre múltiplas de $1/q$. É essa variação de padrão de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ que responde pela defasagem τ entre os conteúdos de baixa frequência associados aos limiares estáticos Λ_1 e Λ_2 . Sejam $g(t)$ e $\Delta\text{limiar} + g(t - \tau)$ esses conteúdos de baixa frequência associados a Λ_1 e Λ_2

respectivamente, sem considerar o efeito da filtragem do medidor de tremor do supressor.

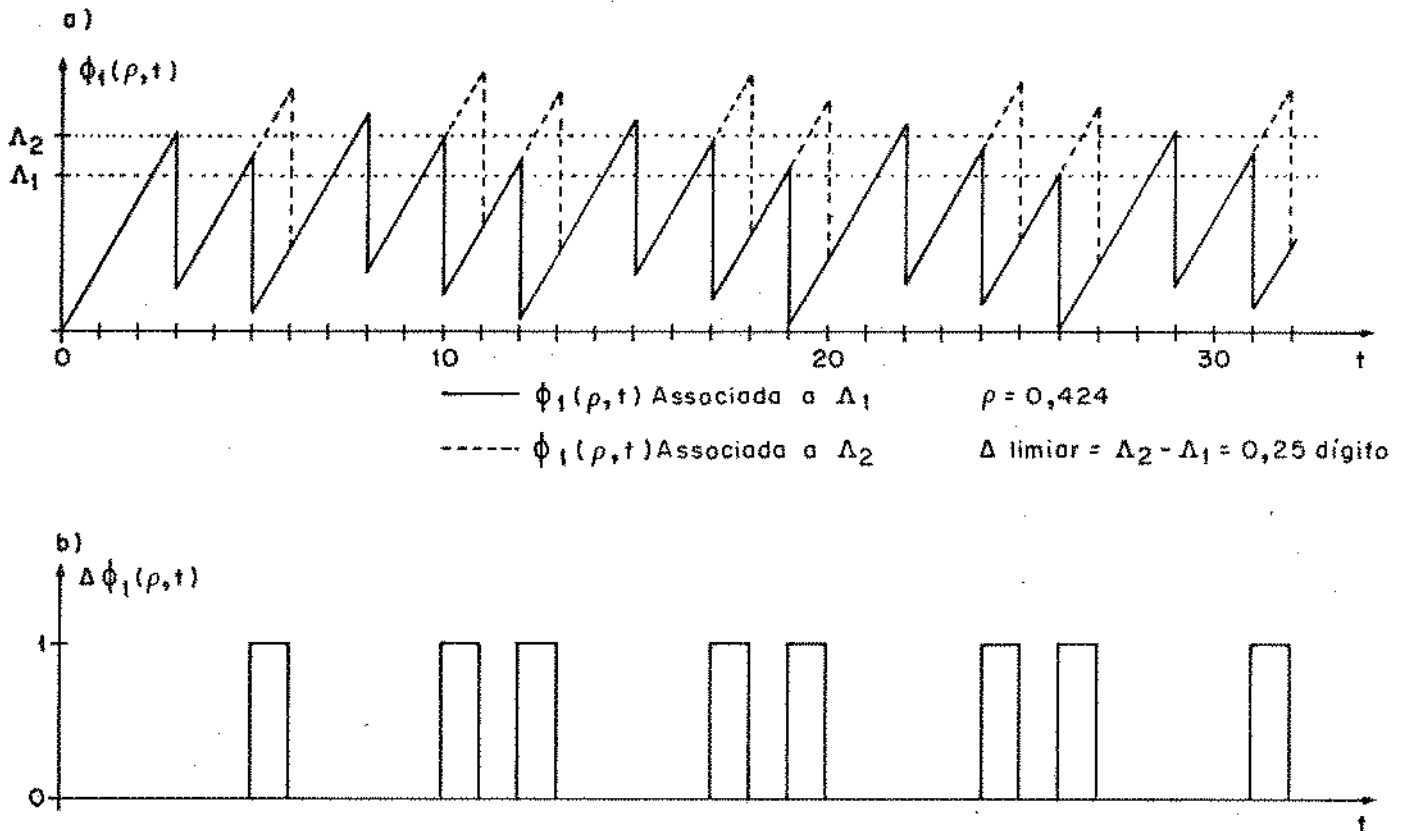


Fig. IV.8 - Efeito da variação estática de limiar

Na Fig. IV.9 são ilustradas essas envoltórias de baixa frequência e a onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$ correspondente para o caso de $\rho=3/7+\epsilon$ e $\Delta\text{limiar}=0,21$ dígito. Note-se que, devido à defasagem τ , pode-se distinguir no gráfico das baixas frequências duas seções distintas, isentas de descontinuidades. O padrão dos pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ difere em cada uma dessas seções, sendo que seu valor médio a cada seção é que responde pela diferença entre as ondas $g(t)$ e $\Delta\text{limiar} + g(t-\tau)$. Seja agora $h(t)$ a resposta impulsiva do filtro do medidor. As saídas desse filtro, correspondentes aos limiares estáticos Λ_1 e Λ_2 , são dadas respectivamente por $g(t)*h(t)$ e $\Delta\text{limiar} + g(t-\tau)*h(t)$ e podem ser interrelacionados através de:

$$\{g(t) + \Delta\phi_1(\rho, t)\} * h(t) = \Delta\text{limiar} + g(t-\tau) * h(t) \quad (\text{IV.2})$$

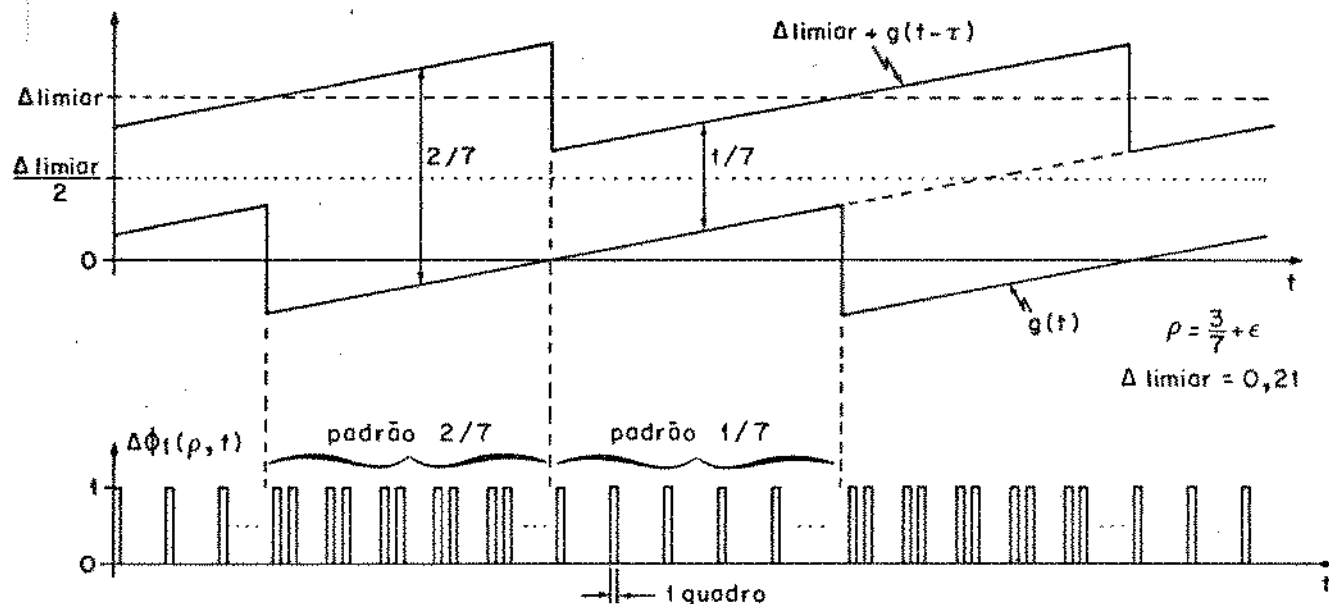


Fig. IV.9 - Relacionamento entre o tremor de baixa frequência associado aos limiares Λ_1 e Λ_2 e a onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$

A atuação do supressor causa uma variação controlada do limiar de comparação de fase entre Λ_1 e Λ_2 , sendo que esse controle é exercido pela realimentação da medida do erro residual de tremor $e(t)$. A permanência do limiar em Λ_1 durante um certo período de tempo contribui com um segmento da onda $g(t)$. A permanência do limiar em Λ_2 , por sua vez, contribui com um segmento de $g(t)$ mais alguns pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$. Os tempos de permanência em cada limiar são controlados de modo a se ter à saída do medidor o sinal $\frac{\Delta\text{limiar}}{2} + e(t)$. A ação do supressor pode pois ser descrita como correspondente à geração de uma onda $s(t)$, com amplitude pulsada entre 0 e 1, tal que

$$\{g(t) + s(t) \Delta\phi_1(\rho, t)\} * h(t) = \frac{\Delta\text{limiar}}{2} + e(t) \quad (\text{IV.5})$$

Quanto à onda $s(t)$, embora ele esteja relacionada à saída invertida do comparador de tensão do supressor, elas não são necessariamente idênticas entre si devido a uma série de condições de contorno e ao fato de que a onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$ corresponde a uma variação estática, e não dinâmica, de limiar. Seja $v(t)$ a saída do comparador de tensão, e seja $\bar{v}(t)$ essa saída invertida. Como a saída $v(t)$ é uma resposta ao erro residual de tremor $e(t)$, pode-se escrever

$$v(t) = \frac{1 + \text{sgn}(e(t))}{2}$$

$$\bar{v}(t) = \frac{1 - \text{sgn}(e(t))}{2} \quad (\text{IV.4})$$

onde $\text{sgn}(x)$ é a função "sinal de x " : $\text{sign}(x) = 1$ para $x > 0$ e $\text{sign}(x) = -1$ para $x < 0$. No instante em que $e(t)$ se torna negativo, $\bar{v}(t)$ transiciona de 0 para 1. Se essa transição ocorrer na posição central de um dos pulsos da onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$, esse pulso não deve ser considerado por $s(t)$ na eq. IV.3, uma vez que a variação de limiar só tem efeito no instante de comparação de fase (vide Fig. IV.2). No instante em que $e(t)$ se torna positivo, $\bar{v}(t)$ transiciona de 1 para 0. Se essa transição ocorrer na posição central de um dos pulsos da onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$, esse pulso deve ser considerado integralmente, e não parcialmente, por $s(t)$ na eq. IV.3, pelo mesmo motivo de que a variação de limiar só tem efeito no instante de comparação de fase. Além dessas, há outras restrições adicionais no caso de se ter dois ou mais pulsos consecutivos em $\phi_1(\rho, t)$. Se, entretanto, todas as transições de $\bar{v}(t)$ ocorrerem em instantes onde houver ausência de pulsos na onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$, as ondas $s(t)$ e $\bar{v}(t)$ podem ser consideradas idênticas entre si. Como a proporção média de pulsos da onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$ é diretamente proporcional a Δlimiar (vide eq. IV.1), a probabilidade das transições de $\bar{v}(t)$ ocorrerem em regiões de pulsos da onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$ se torna reduzida para baixos valores de Δlimiar , e nesse caso pode-se considerar, pelo menos em primeira aproximação, $s(t) \approx \bar{v}(t)$. Com essa aproximação, a eq. IV.3 resulta:

$$\left\{ g(t) + \frac{1 - \text{sgn}(e(t))}{2} \Delta\phi_1(\rho, t) \right\} * h(t) = \frac{\Delta\text{limiar}}{2} + e(t) \quad (\text{IV.5})$$

A eq. IV.5 é uma equação não-linear e pode ser resolvida por métodos numéricos desde que se determine a priori a função $\Delta\phi_1(\rho, t)$ para cada valor de ρ e de Δlimiar . O seu maior mérito, en tretanto, não é a obtenção de $e(t)$, mas sim a representação compacta do mecanismo de atuação do supressor. Esse mecanismo consiste em, através de uma monitoração do erro residual de tremor $e(t)$, adicionar controladamente a $g(t)$ alguns pulsos da onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$ de modo que a baixa frequência resultante tenda a zero.

Retornando à eq. IV.3, que é mais genérica, apesar de não explicitar $s(t)$ em função de $e(t)$, os pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ considerados por $s(t)$ tem uma dupla função, responder por um nível contínuo de $\Delta\text{limiar}/2$ e neutralizar a baixa frequência $g(t)$. Ao se aumentar o valor de Δlimiar , a densidade de pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ aumenta e $s(t)$ deve considerar em média uma quantidade maior desses pulsos, sendo que os pulsos adicionais são coletados de modo a preencher apenas a variação de nível contínuo correspondente ao aumento do valor de $\Delta\text{limiar}/2$. Esse fato parece pois justificar a pouca influência do parâmetro Δlimiar no valor do tremor de saída, desde que Δlimiar seja maior que o valor pico a pico de $g(t)$.

Como o combate à baixa frequência é feito sempre através de pulsos unitários, e esses pulsos ocorrem em posições discretas, a neutralização de $g(t)$ não é perfeita. Além do mais, no caso de $g(t)$ apresentar uma amplitude pequena, os pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ apresentam um peso muito elevado para a sua neutralização. Esses fatos justificam a existência de alguns pequenos picos residuais de tremor nas curvas das Figs. IV.4 e IV.5, após a ação do supressor.

CAPÍTULO V

INFLUÊNCIA DA PRESENÇA DE
TREMOR DE LINHA NOS TRIBUTÁRIOS

Até o presente capítulo, todo o estudo sobre o tremor gerado pelo processo de justificação de pulsos foi feito supondo-se que os tributários eram admitidos ao multiplex digital isentos de qualquer tremor de fase a priori. Numa rede digital, entretanto, esses tributários podem chegar ao multiplex após terem atravessado uma cadeia de repetidores, sendo contaminados pelo tremor gerado por esses repetidores. Existe pois um processo de acumulação de tremor ao longo da rede digital, tremor esse que será designado por tremor de linha, e que causa alterações nos resultados até agora obtidos.

Devido à utilização de memórias elásticas e de um circuito PLL, o multiplex digital atua como um ponto de atenuação do tremor de linha mas gera internamente o seu próprio tremor. Esse tremor é porém influenciado pela presença do tremor de linha nos tributários. A seguir serão discutidas as alterações decorrentes dessa perturbação. Essas alterações serão ilustradas através das medidas do valor pico a pico do tremor de saída versus o efetuadas no multiplex de 8 Mbits/s, com e sem a utilização do supressor. No caso de utilização do supressor, as medidas serão efetuadas utilizando-se $k=18$ ($\Delta\text{limiar}=0,55$ dígito). Embora esse valor seja relativamente elevado e bem acima do mínimo necessário, ele foi utilizado por motivo de facilidade de implementação do supressor, uma vez que a onda JCM correspondente a esse valor de k já estava disponível no sistema multiplex.

Num sistema de justificação de pulsos, a ocorrência das justificações é decidida em função da comparação de fase entre o relógio do tributário e a onda OCLJ (vide Fig.III.1). Se o tributário, e portanto o seu sinal de relógio, estiverem contaminados por tremor de linha, a presença desse tremor vai influenciar a ocorrência das justificações. Para todos os efeitos, os circuitos da unidade de justificação enxergam a presença do tremor de linha como uma variação da frequência instantânea do tributário e absorvem essa variação de frequência alterando as posições das justificações.

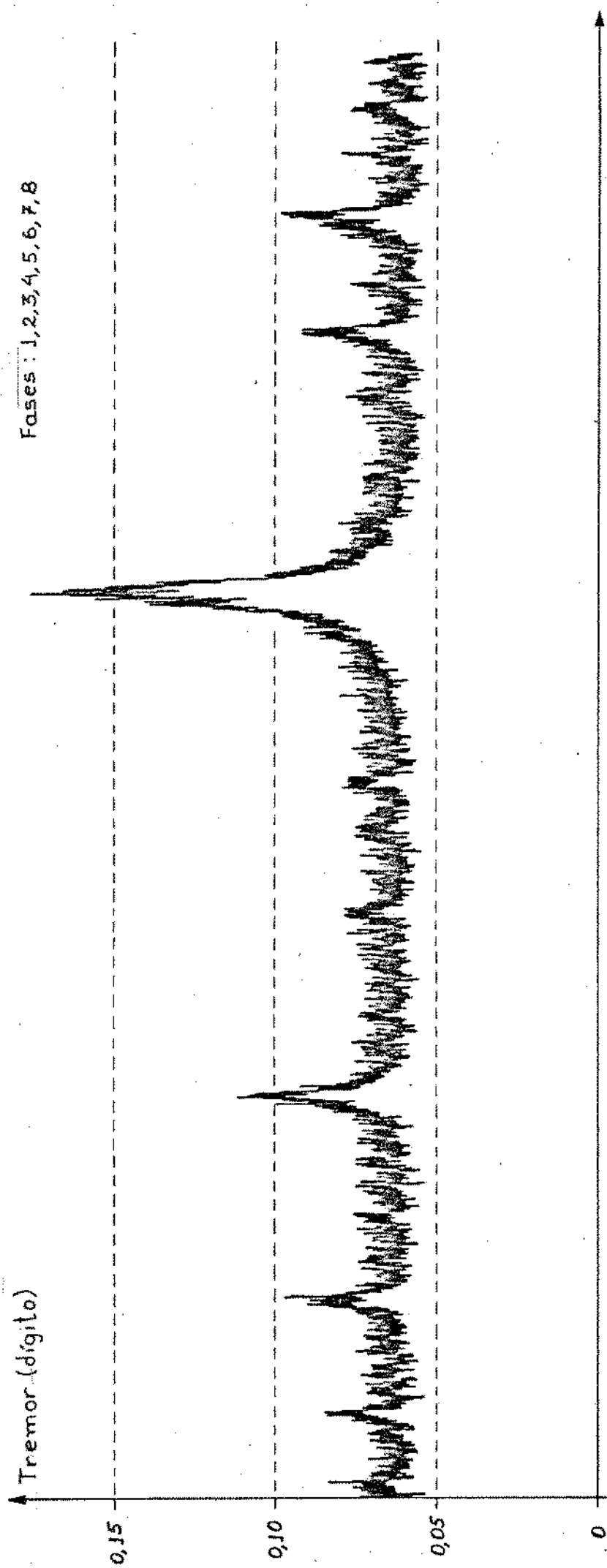
Considere-se inicialmente a existência, num dado tributário, de um tremor senoidal de frequência inferior à faixa de passagem do PLL. A existência desse tremor causa uma alteração na envoltória de baixa frequência de $\phi_1(p,t)$ e, embora não seja aplicá

vel o princípio de superposição, pode-se verificar que o tremor de saída tem seu valor pico a pico acrescido do valor pico a pico do tremor de entrada. No caso de utilização do supressor, como a sua atuação é efetuada tomando por referência o relógio do tributário, ele força a baixa frequência gerada pelas justificações a acompanhar a baixa frequência do tremor de entrada. Como essa baixa frequência está dentro da faixa de passagem do PLL, o tremor de saída acompanha o tremor de entrada. Esses efeitos encontram-se ilustrados na Fig.V.1 para o caso de um tremor externo de frequência 10 Hz e valor pico a pico correspondente a 5% de dígito.

Considere-se agora que o tremor senoidal ocorra a uma frequência relativamente elevada em relação à frequência de corte do PLL. Nesse caso as perturbações na ocorrência das justificações são de alta frequência e, dependendo do relacionamento entre essa frequência e o valor da taxa de justificação, pode-se ter a atenuação de alguns picos do tremor de saída, formação de novos picos, etc. No caso de utilização do supressor, a referência no combate à baixa frequência consiste basicamente no tremor do tributário submetido à filtragem RC de seu medidor. Como esse tremor foi suposto de alta frequência, ele é altamente atenuado pelo filtro do medidor, essa referência resulta praticamente constante e o tremor de saída se aproxima do mesmo nível apresentado quando da ausência de tremor no tributário. Esses efeitos encontram-se ilustrados na Fig.V.2 para o caso de um tremor externo de frequência 1 KHz e valor pico a pico igual a 5% de dígito.

O tremor de linha gerado pelos repetidores é, entretanto, essencialmente aleatório e o seu espectro se estende por uma faixa de frequências relativamente larga. No caso da linha de 2 Mbits/s, o tremor gerado através de cada repetidor apresenta um valor eficaz da ordem de 10^{-3} (0,27% de dígito) e uma faixa em torno de 12 KHz. Cada repetidor, entretanto, além de fornecer a sua própria contribuição de tremor, processa o tremor já existente à sua entrada segundo uma filtragem linear passa-baixas. Existe pois um processo de acumulação do tremor ao longo da linha digital e de concentração de seu conteúdo espectral nas baixas frequências {5}. Para uma cadeia longa de repetidores, o valor eficaz do tremor de linha passa a se acumular proporcionalmente a \sqrt{n} , onde n é a quantidade de repetidores, e a sua faixa vai se tornando cada vez mais estreita. Apesar desse efeito de compressão, entretanto, essa fai

Fases : 1,2,3,4,5,6,7,8



Supressor : k=18

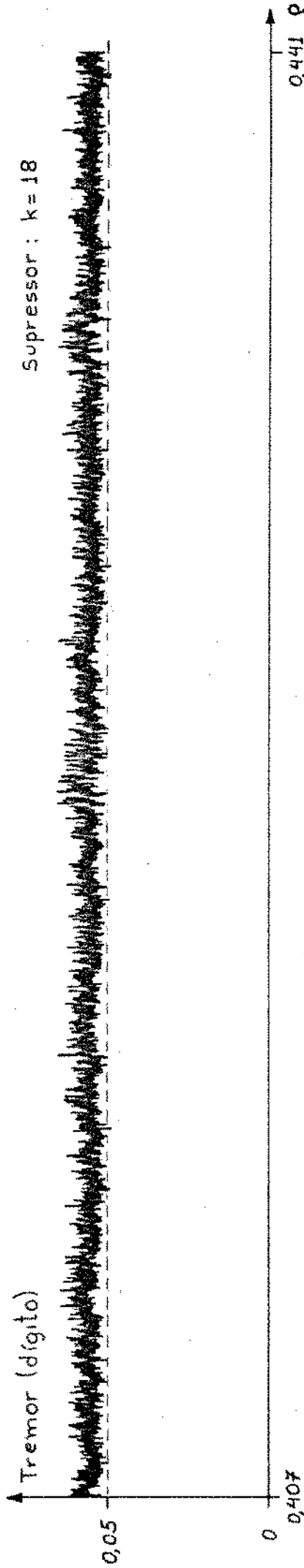
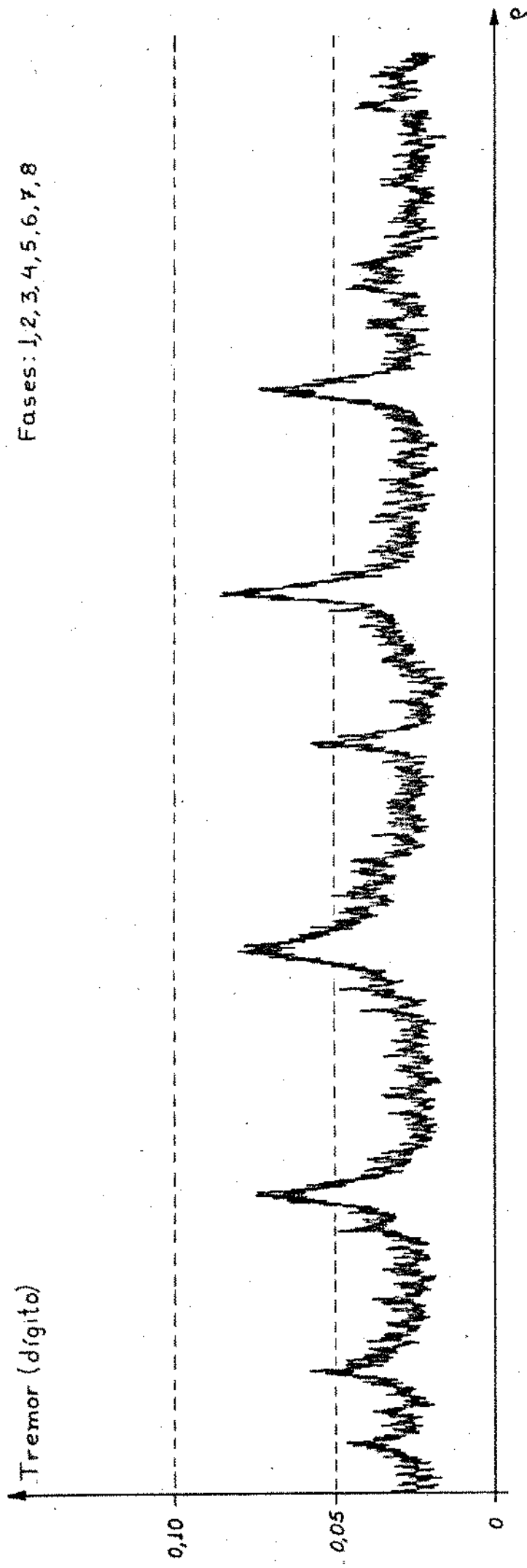


Fig.V.1 - Tremor de saída - tributário contaminado por tremor senoidal de frequência 10 Hz e valor pico a pico 0,05 dígito

0,407

-076-

Fases: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8



Supressor: $k=18$

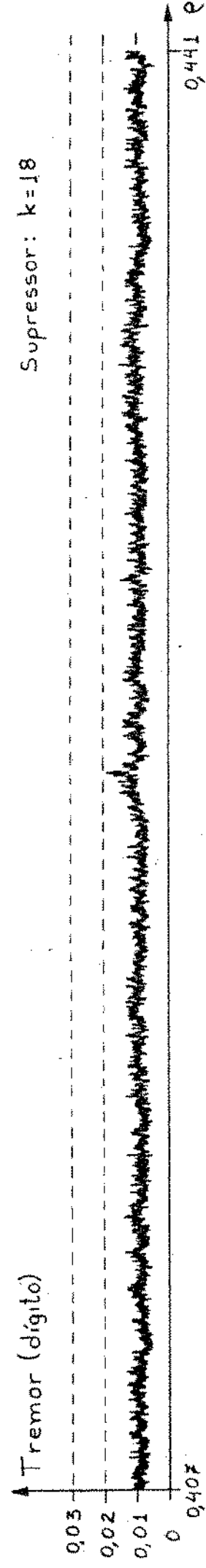


Fig.V.2 - Tremor de saída - tributário contaminado por tremor senoidal de frequência 1 KHz e valor pico a pico 0,05 dígito

xa ainda é normalmente muito maior que a faixa de passagem do PLL utilizado na unidade de dejustificação do multiplex digital.

A influência da presença de tremor de linha nos tributários antes de sua multiplexagem foi analisada por Duttweiler {6}. Essa influência consiste essencialmente em fazer com que o tremor de saída passe a apresentar uma distribuição de amplitude mais uniforme em relação à taxa de justificação ρ , ou seja, ocorre uma atenuação dos picos e um preenchimento parcial dos vales das curvas de tremor versus ρ . Esse "efeito de erosão" é tanto mais acentuado quanto maior for o valor eficaz do tremor de linha e se encontra ilustrado nas Figs.V.3 a V.5. As medidas apresentadas nesas figuras foram obtidas para um tremor de linha gaussiano de faixa (-3dB) 2 KHz, valor eficaz σ e valor pico a pico limitado em $\pm 3\sigma$. Quanto aos valores de σ utilizados nesses testes ($\sigma = 0,7\%$ e $\sigma = 2\%$ de dígito), deve ser ressaltado que um valor eficaz de 2% corresponde a um tremor de linha bastante elevado e passível de ocorrer apenas em linhas muito longas ($n \approx 50$ repetidores).

Ainda com respeito às Figs. V.3 a V.5 deve ser notado que, no caso de utilização do supressor, o tremor de saída apresenta um acréscimo bastante pequeno em relação à situação de ausência de tremor nos tributários. Esse acréscimo é devido basicamente ao conteúdo espectral do tremor de linha de frequência inferior à faixa de passagem do PLL. Comparando-se as curvas de tremor antes e após a utilização do supressor é possível se verificar também que, apesar do efeito de erosão atenuar os picos de tremor em torno dos valores críticos de ρ , ainda assim a utilização do supressor se mostra bastante vantajosa.

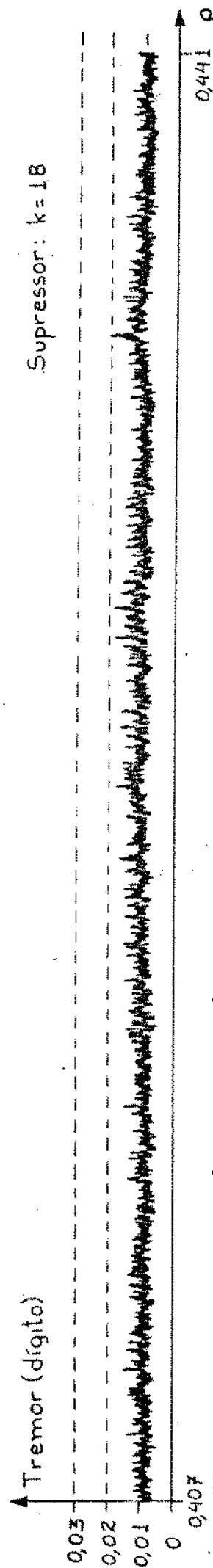
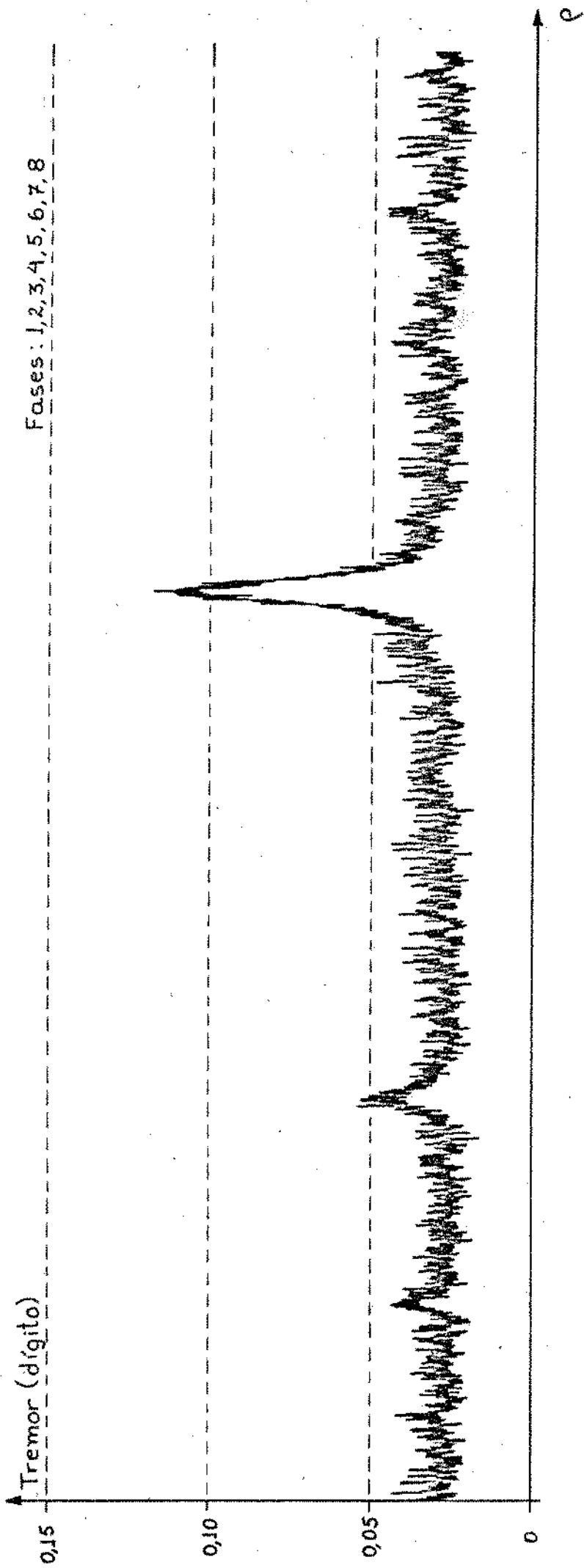


Fig.V.3 - Tremor de saída - tributário contaminado por tremor gaussiano de faixa 2 KHz, valor eficaz $\sigma=0,007$ dígito e limitado em $\pm 3\sigma$

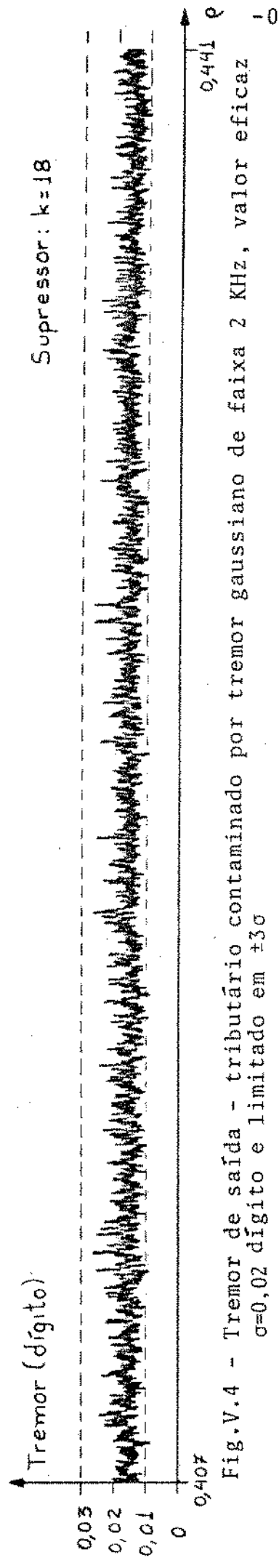
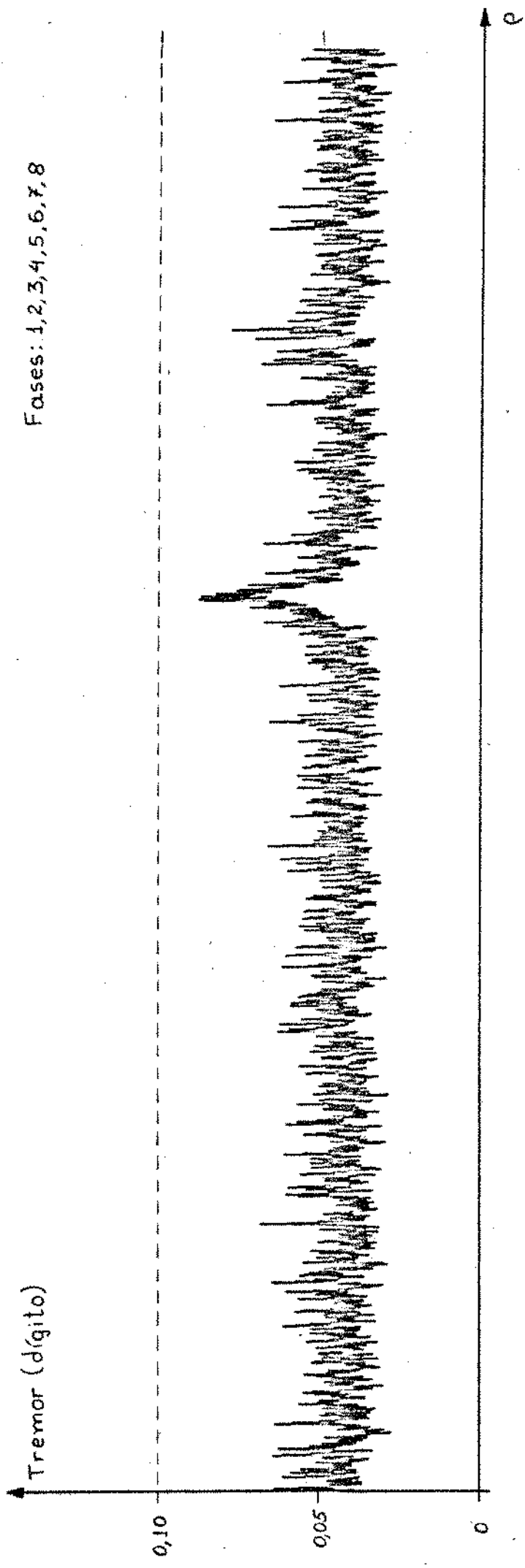


Fig.V.4 - Tremor de saída - tributário contaminado por tremor gaussiano de faixa 2 KHz, valor eficaz $\sigma=0,02$ dígito e limitado em $\pm 3\sigma$

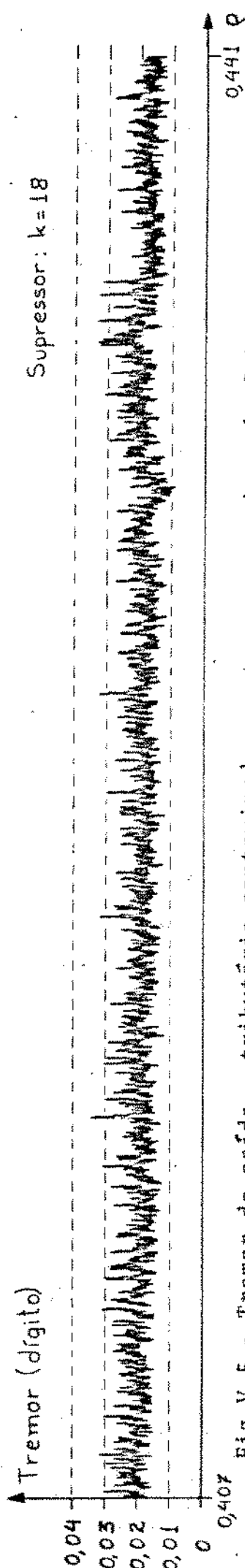
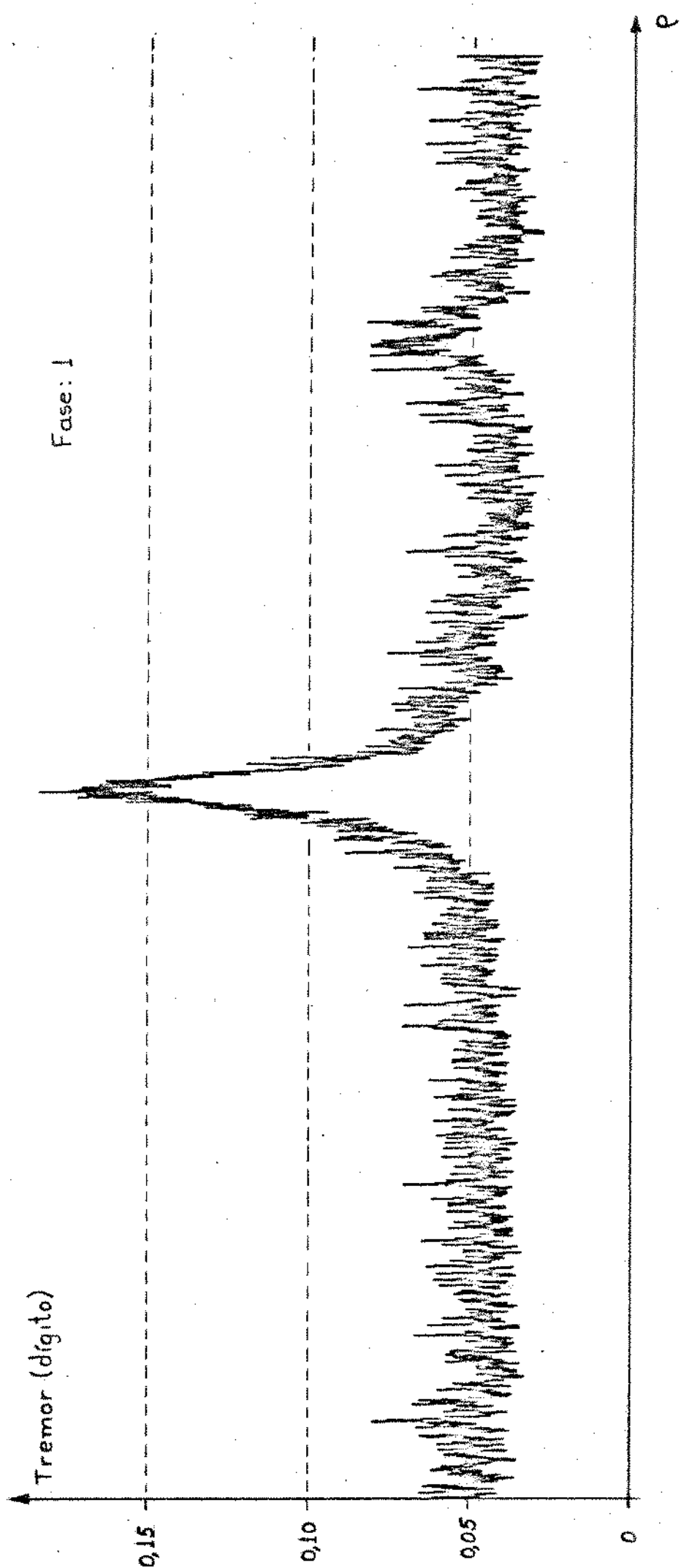


Fig.V.5 - Tremor de saída - tributário contaminado por tremor gaussiano de faixa 2 KHz, valor eficaz $\sigma=0,02$ dígito e limitado em $\pm 3\sigma$

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

No presente trabalho se procurou conceituar o processo de justificação de pulsos, utilizado na multiplexagem de sinais digitais plesíocronos, e a geração da onda de tremor $\phi(\rho, t)$ associada a esse processamento. Essa onda foi dividida em duas componentes, o tremor de justificação, $\phi_1(\rho, t)$, e o tremor sistemático, $\phi_2(t)$. A onda de tremor sistemático é de alta frequência e função apenas do formato de quadro utilizado, sendo altamente atenuada pelo circuito PLL da unidade de dejustificação. Já o tremor de justificação pode apresentar um conteúdo de baixíssima frequência que consegue atravessar a faixa de passagem do PLL e permanece agregado ao tributário após a demultiplexagem.

O espectro em frequência do tremor de justificação $\phi_1(\rho, t)$ foi calculado a partir do trabalho de Chow {3}. No nosso desenvolvimento, entretanto, foi levado em conta adicionalmente a fase da transformada de Fourier de $\phi_1(\rho, t)$, o que permitiu o cálculo da forma de onda e da amplitude associada ao conteúdo de baixa frequência de $\phi_1(\rho, t)$. Essa baixa frequência se torna bastante significativa para valores de ρ próximos a um racional p/q , $\rho = p/q + \epsilon$, $\epsilon \rightarrow 0$, q pequeno, quando então assume uma característica tipo dente de serra de frequência normalizada $q\epsilon$ e valor pico a pico igual a $1/q$ dígito.

No cálculo do espectro de $\phi_1(\rho, t)$ a comparação de fase para a decisão sobre as justificações foi suposta ocorrendo numa posição relativa fixa do quadro t_0 . Embora essa condição possa ser obtida na prática, há uma série de configurações possíveis do comparador de fase, de implementação mais simples, em que essa condição deixa de ser verdadeira. Nesse caso, a posição de comparação de fase pode variar a cada quadro segundo $t_0 - r_i T_B$ e, dependendo do padrão seguido por essas variações, pode-se ter uma amplificação ou atenuação do tremor de baixa frequência. Esse fato foi analisado e se tentou conceituar os mecanismos de amplificação e de atenuação de tremor possíveis de ocorrer. No caso de amplificação do tremor de baixa frequência, foram estabelecidas as condições propícias para tal e um limite máximo de amplificação. No caso da atenuação da baixa frequência, simplesmente se procurou constatar alguns mecanismos que poderiam causar tal atenuação. Da constatação de um desses mecanismos que se produzia circunstancialmente, devido a um relacionamento muito específico entre o padrão seguido pelas justificações e o padrão de variação da posição de comparação

de fase, surgiu a idéia do supressor de tremor.

Ao se variar a posição de comparação de fase tem-se um efeito equivalente à variação do limiar de comparação de fase. A variação desse limiar causa um deslocamento de nível contínuo da onda $\phi(\rho, t)$. O supressor foi implementado como um sistema realimentado que causa uma variação controlada do limiar de comparação de fase entre dois valores distintos, Λ_1 e Λ_2 . A realimentação é efetuada através de uma medida efetuada localmente, na própria unidade de justificação, da baixa frequência que está sendo gerada pelo processo de justificação. Em função dessa medida o limiar de comparação de fase é chaveado entre seus dois valores possíveis, Λ_1 e Λ_2 , e a realimentação controla o tempo de permanência em cada limiar de modo a forçar a baixa frequência resultante a zero. Trata-se pois de um sistema de implementação bastante simples e eficaz bastante compensadora, que atua apenas na unidade de justificação de cada tributário, impedindo a geração da baixa frequência em $\phi(\rho, t)$. Os parâmetros principais do supressor são a filtragem de seu medidor de tremor e o valor da diferença entre os dois limiares de comparação de fase, $\Delta\text{limiar} = \Lambda_2 - \Lambda_1$. A filtragem do medidor deveria corresponder idealmente a um integrador. Por facilidade de implementação e ajuste do supressor essa integração foi aproximada por uma filtragem passa baixas RC de frequência de corte suficientemente reduzida. O valor de Δlimiar por sua vez deve ser maior que o máximo valor pico a pico que o tremor de baixa frequência pode apresentar na faixa de operação do sistema, antes da utilização do supressor. Esse parâmetro também não é crítico e pode ser utilizado um valor de Δlimiar ligeiramente maior que o necessário de modo a se ter uma margem de segurança que absorva as variações dos circuitos utilizados.

Como já foi discutido anteriormente, o comparador de fase da unidade de justificação pode ser implementado segundo várias configurações. Dependendo da configuração utilizada a posição de comparação de fase em cada quadro pode ser fixa (t_0) ou variável ($t_0 - r_i T_B$). Em ambos os casos o supressor pode ser utilizado. No segundo caso, entretanto, na escolha do valor de Δlimiar deve ser levado em conta o novo valor máximo que o tremor de baixa frequência pode apresentar em função da configuração utilizada no comparador de fase. Superposto a essa variação de limiar ocorre ainda a variação própria de limiar causada pelos r_i , o que causa um li

geiro acréscimo no tremor residual da saída após a atuação do su
pressor.

O supressor pode ser aplicado tanto a sistemas de justi
ficação positiva quanto a sistemas de justificação negativa. Para $\rho \rightarrow 0$ e $\rho \rightarrow 1$, entretanto, a sua atuação de deteriora rapidamente a ponto de inviabilizar a sua utilização. Essa deterioração de desem
penho é causada pelo aumento dos atrasos decorrentes entre a varia
ção de limiar e a reação correspondente da onda $\phi_1(\rho, t)$. À medida que ρ tende a 0 ou a 1 esses atrasos fazem com que a variação de limiar passe a ocorrer à mesma frequência do tremor que se quer combater, anulando o efeito de supressão. Essa limitação não se a
plica porém aos sistemas de justificação positiva-negativa com du
plo comando. Apesar desses sistemas operarem com ρ próximo a zero, como a condição de justificação zero é traduzida por uma alter
nância entre justificação positiva e negativa, o atraso de reação da onda $\phi_1(\rho, t)$ à variação de limiar é de no máximo dois quadros. O supressor pode pois ser aplicado a esses sistemas desde que se u
tilize um valor de Δlimiar maior que um dígito.

No modelamento do supressor foi definida a onda $\Delta\phi_1(\rho, t)$ que corresponde à diferença entre as ondas $\phi_1(\rho, t)$ associadas aos limiares estáticos Λ_1 e Λ_2 respectivamente. A ação do supressor consiste em combater a baixa frequência às custas da adição de al
guns pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$, adição essa controlada pela monit
oração da baixa frequência. O fato dos pulsos de $\Delta\phi_1(\rho, t)$ ocorrerem em posições discretas responde pelos atrasos de reação do supressor e torna o modelo uma descrição bastante fiel de seu mecanismo de atuação. Esse modelo, entretanto, não permitiu a obtenção de nenhu
ma equação explícita definindo o grau de atenuação da baixa fre
quência em função de ρ e de Δlimiar , daí a necessidade de um tra
balho adicional nessa área.

Embora todo o desenvolvimento até o capítulo IV tenha sido feito supondo que os tributários eram admitidos à multi
plexa gem isentos de qualquer tremor de fase, essa suposição pode não ser verdadeira. Os tributários podem chegar ao multiplex digital após terem atravessado uma cadeia de repetidores e acumulado pois tremor de linha ao longo dessa cadeia. O efeito do tremor de li
nha nos tributários foi analisado por Duttweiler [6] e pode ser resumido num efeito de erosão, diminuindo os picos e preenchendo os vales das curvas de tremor versus ρ . No capítulo V foram apre

sentadas algumas medidas ilustrando esses resultados e mostrando que mesmo no caso da presença de tremor de linha a utilização do supressor ainda é bastante vantajosa. Quanto ao supressor deve ser ressaltado também que ele combate apenas a baixa frequência gerada internamente no multiplex digital. Ele se mostra inativo no combate às baixas frequências presentes no tributário antes da multiplexagem, uma vez que a sua atuação é referenciada no relógio desse próprio tributário.

Apesar do supressor ter sido testado apenas no multiplex digital de 8 Mbits/s, ele pode ser aplicado a qualquer dos sistemas digitais de alta hierarquia: 34 Mbits/s, 140 Mbits/s, etc. É nesses sistemas, aliás, que a sua utilização se mostra mais interessante. A baixa frequência gerada pelas justificações não parece comprometer a regeneração do sinal digital e nem a sua taxa de erro, uma vez que o circuito de extração de relógio dos repetidores acompanha essa baixa frequência. Ela pode entretanto ser particularmente problemática no caso de transmissão de sinais de faixa larga codificados sob forma digital (videofone, vídeo, sinais FDM transmultiplexados, etc). Nesse caso o tremor do sinal digital se reflete em tremor nas amostras do sinal reconstituídas após a decodificação do sinal digital, tremor esse que causa distorção não linear no sinal analógico [7 , 8]. Como a codificação desses sinais exige a utilização de taxas de bits relativamente elevadas, é nos multiplex digitais que se concentrarão esses sinais que a utilização do supressor se mostra imperativa. Devido entretanto à sua simplicidade e baixo custo, a utilização do supressor poderia ser generalizada com vantagens a todos sistemas de justificação de pulsos, inclusive os de hierarquia não muito elevada, objetivando uma minimização de tremor ao longo da rede digital.

APÊNDICE A

DESENVOLVIMENTO DE $F\{\mu(\rho.[t])\}$ PARA ρ RACIONAL

Desenvolvimento de $F\{\mu(\rho.[t])\}$ para ρ racional

$$\rho = \frac{p}{q} \quad , \quad p \text{ e } q \text{ primos entre si}$$

$$\mu(\rho.[t]) = g(t) * \lim_{\tau \rightarrow 0} (\mu(\rho t) \cdot \text{Rep } \delta(t-\tau)) \quad , \quad \tau > 0$$

$$F\{\mu(\rho.[t])\} = F\{g(t)\} \cdot \lim_{\tau \rightarrow 0} (F\{\mu(\rho t)\} * e^{-j2\pi f\tau} \text{Rep } \delta(f)) =$$

$$= \frac{\text{sen}\pi f}{\pi f} e^{-j\pi f} \lim_{\tau \rightarrow 0} \left\{ \left(-\frac{1}{2} \delta(f) + j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi n} \dots \right. \right.$$

$$\left. \dots (\delta(f-n\rho) - \delta(f+n\rho)) \right\} * e^{-j2\pi f\tau} \text{Rep } \delta(f) =$$

$$= \frac{1}{2} \delta(f) + j e^{-j\pi f} \frac{\text{sen}\pi f}{\pi f} \cdot \frac{1}{2\pi} \lim_{\tau \rightarrow 0} C(f)$$

(A.1)

$$C(f) = A(f) * B(f)$$

$$A(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} (\delta(f-n\rho) - \delta(f+n\rho))$$

$$B(f) = e^{-j2\pi f\tau} \text{Rep } \delta(f)$$

As funções $A(f)$ e $B(f)$ estão esquematizadas na FigA.1.a para $\rho=3/5$. Convolvendo-se as raias de $A(f)$ dispostas em $f=k\rho$ com as raias de $B(f)$ dispostas em $f=-k\rho$, $k=\pm 1, \pm 2, \dots$, obtém-se a expressão para $C(0)$:

$$C(0) = \frac{1}{q} e^{j2\pi p\tau} + \frac{1}{2q} e^{j2\pi 2p\tau} + \frac{1}{3q} e^{j2\pi 3p\tau} + \dots$$

$$- \frac{1}{q} e^{-j2\pi p\tau} - \frac{1}{2q} e^{-j2\pi 2p\tau} - \frac{1}{3q} e^{-j2\pi 3p\tau} - \dots$$

$$C(0) = \frac{2j}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}2\pi np\tau}{n}$$

Essa somatória pode ser calculada a partir do desenvolvimento em série de Fourier da função periódica $s(x)$ esquematizada na Fig.A.1.b e resulta:

$$C(0) = \frac{2j}{q} \cdot \pi \left(\frac{1}{2} - \frac{2\pi p\tau}{2\pi} \right) = 2j \frac{\pi}{q} \left(\frac{1}{2} - p\tau \right)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} C(0) = j \frac{\pi}{q} \quad (A.2)$$

Convolvendo-se as raiais de $A(f)$ dispostas em $f = mp + kp$ com as raiais de $B(f)$ dispostas em $f = -kp$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, pode-se chegar a uma expressão genérica para $C(m\rho)$, $m=1, 2, \dots, (q-1)$:

$$C(\rho) = 1 + \frac{1}{q+1} e^{j2\pi p\tau} + \frac{1}{2q+1} e^{j2\pi 2p\tau} + \frac{1}{3q+1} e^{j2\pi 3p\tau} + \dots$$

$$- \frac{1}{q-1} e^{-j2\pi p\tau} - \frac{1}{2q-1} e^{-j2\pi 2p\tau} - \frac{1}{3q-1} e^{-j2\pi 3p\tau} - \dots$$

$$C(2\rho) = \frac{1}{2} + \frac{1}{q+2} e^{j2\pi p\tau} + \frac{1}{2q+2} e^{j2\pi 2p\tau} + \frac{1}{3q+2} e^{j2\pi 3p\tau} + \dots$$

$$- \frac{1}{q-2} e^{-j2\pi p\tau} - \frac{1}{2q-2} e^{-j2\pi 2p\tau} - \frac{1}{3q-2} e^{-j2\pi 3p\tau} - \dots$$

$$\vdots$$

$$C((q-1)\rho) = \frac{1}{q-1} + \frac{1}{2q-1} e^{j2\pi p\tau} + \frac{1}{3q-1} e^{j2\pi 2p\tau} + \frac{1}{4q-1} e^{j2\pi 3p\tau} + \dots$$

$$- \frac{1}{q+1} e^{-j2\pi p\tau} - \frac{1}{2q+1} e^{-j2\pi 2p\tau} - \frac{1}{3q+1} e^{-j2\pi 3p\tau} - \dots$$

Reescrevendo sob forma mais compacta:

$$C(m\rho) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{e^{j2\pi n p\tau}}{nq+m} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-j2\pi n p\tau}}{nq-m} =$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{e^{j2\pi n p\tau}}{nq+m} + \sum_{n=-\infty}^{-1} \frac{e^{j2\pi n p\tau}}{nq+m}$$

$$C(m\rho) = \frac{1}{q} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{j2\pi n p\tau}}{\frac{m}{q} + n}$$

Utilizando-se o resultado da série de Jolley [4]:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{jn\psi}}{a+n} = \pi \cdot \csc(a\pi) \cdot e^{ja(\pi-\psi)} \quad 0 < \psi < 2\pi \quad (\text{A.3})$$

$$C(m\rho) = \frac{\pi}{q} \csc\left(m\frac{\pi}{q}\right) e^{jm(\pi-2\pi\rho\tau)/q}$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} C(m\rho) = \frac{\pi}{q} \csc\left(m\frac{\pi}{q}\right) e^{jm\pi/q}, \quad m=1,2,\dots,(q-1) \quad (\text{A.4})$$

Fazendo-se a convolução das raias de $A(f)$ dispostas em $f=mp+k\rho$ com as raias de $B(f)$ dispostas em $f=-k\rho+\ell$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $\ell=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $m=0,1,2,\dots,(q-1)$, obtêm-se:

$$C(m\rho+\ell) = C(m\rho) e^{-j2\pi\ell\tau}$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} C(m\rho+\ell) = C(m\rho), \quad \ell=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad m=0,1,2,\dots,(q-1) \quad (\text{A.5})$$

As eqs. A.2 e A.3 em conjunto definem os valores $C(0)$, $C(\rho)$, $C(2\rho)$, ..., $C((q-1)\rho)$. Pela eq. A.5, esses valores são suficientes para definir todos os pontos de $C(f)$, conforme se acha exemplificado no diagrama da Fig. A.1.c, desenhado para $\rho=3/5$. Disso resulta:

$$\begin{aligned} \lim_{\tau \rightarrow 0} C(f) = & j \frac{\pi}{q} \text{Rep } \delta(f) + \sum_{n=1}^{q-1} \frac{\pi}{q} \csc\left(n\frac{\pi}{q}\right) \dots \\ & \dots e^{jn\pi/q} \text{Rep } \delta(f-n\rho) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Substituindo-se a expressão acima na eq. A.1, obtêm-se finalmente:

$$\begin{aligned} F\{u(\rho, [t])\} = & \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{q}\right) \delta(f) + j e^{-j\pi f} \frac{\text{sen}\pi f}{\pi f} \cdot \\ & \cdot \frac{1}{2q} \sum_{n=1}^{q-1} e^{jn\pi/q} \csc\left(n\frac{\pi}{q}\right) \text{Rep } \delta(f-n\rho) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

APÊNDICE B

MEDIDOR DE TREMOR DE FASE

Medidor de Tremor de Fase

A medida de tremor de fase é usualmente efetuada através de um circuito PLL que tem a função de gerar localmente um sinal de referência, isento de tremor. Essa referência é comparada com o sinal de entrada e o sinal de erro aplicado ao VCO (oscilador controlado a tensão) contém a informação do tremor. No caso do tremor gerado nos sistemas de justificação de pulsos, como ele pode ocorrer a frequências extremamente baixas, a geração da referência local através de um PLL se torna problemática, pois exige um PLL com faixa bem menor que a frequência do tremor que se pretende medir. Como nos testes do multiplex digital de 8 Mbits/s se tinha acesso simultaneamente aos terminais transmissor e receptor, o próprio relógio de transmissão, isento de tremor, foi utilizado como referência, dispensando assim a utilização de um circuito PLL.

O circuito do medidor de tremor encontra-se ilustrado na Fig.B.1. Na entrada do medidor são admitidos o relógio de referência (frequência A) e o relógio com tremor, provenientes das unidades de justificação e dejustificação de cada tributário. Esses dois relógios são divididos por dois e aplicados a um comparador de fase do tipo OU EXCLUSIVO. Para assegurar que os relógios à entrada do comparador de fase tenham uma defasagem média em torno de 90° , é providenciada uma defasagem alternativa de 0° ou 180° no relógio de referência, logo à entrada do medidor. Não foi empregado um ajuste contínuo de fase uma vez que os circuitos defasadores apresentam problemas de conversão de amplitude para fase, podendo pois gerar intrinsecamente um tremor de fase, afetando assim a precisão das medidas.

A saída do comparador de fase é submetida a um circuito inversor discreto, para a obtenção de uma excursão de tensão bem definida, e a um circuito isolador. O sinal à saída do isolador consiste num trem de pulsos de frequência A (2,048 MHz), modulado em largura pelo tremor de fase. Esse sinal sofre em seguida uma filtragem passa-baixas que deixa passar apenas o sinal modulador (onda de tremor), superposto a um nível contínuo de tensão. Essa filtragem apresenta uma frequência de corte (-3 dB) de 10 KHz e uma atenuação maior que 80 dB na frequência da portadora (2,048 MHz). A faixa de passagem relativamente elevada foi escolhida de modo que o medidor tivesse condições de levar em conta o tremor total de fase à saída do circuito PLL da unidade de dejustificação.

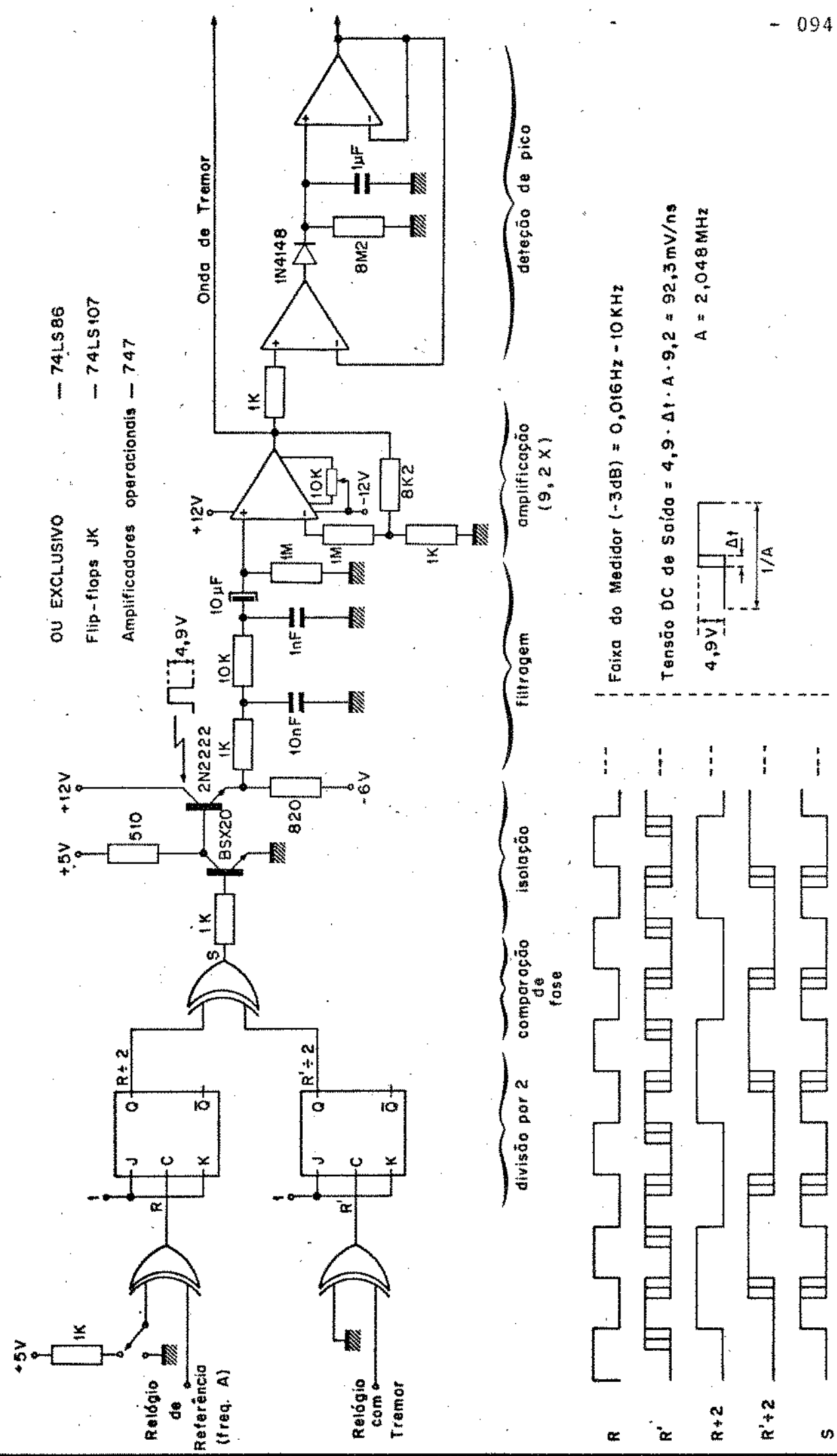


Fig. B-1 Medidor de Tremor de Fase

Esse tremor é constituído pelo tremor de tempo de espera mais uma série de resíduos de frequências mais elevadas que se fazem presentes devido à filtragem não ideal do PLL.

Os pulsos à saída do isolador apresentam uma amplitude de 4,9V. Uma variação na largura desses pulsos de 1 ns produz uma variação de $4,9 \cdot \Delta t / T_A = 4,9 \cdot A \cdot \Delta t = 10 \text{ mV}$ à saída do filtro passa-baixas. Essa variação está entretanto superposta a um nível contínuo de tensão relativamente elevado. A eliminação desse nível contínuo poderia ser feita através de um circuito "level-shifter", mas como o nível contínuo de $\phi_1(\rho, t)$ (vide eq.II.10) e o erro estático de fase do PLL dependem de ρ , este circuito teria que ser ajustado a cada novo valor de ρ . A alternativa adotada foi pois efetuar uma filtragem passa-altas com frequência de corte bastante reduzida (0,016 Hz), impondo-se assim um limite à frequência mínima de tremor que o medidor tem condições de responder.

Após a demodulação e a eliminação do nível contínuo, a onda de tremor é submetida a um amplificador com ganho 9,2, resultando uma tensão de 92 mV/ns de tremor. Essa saída pode ser monitorada com um osciloscópio, permitindo a visualização da onda de tremor e a determinação de seu valor pico a pico com uma boa precisão.

Para permitir a obtenção das curvas de tremor versus ρ através de um traçador de curvas, a saída do amplificador foi aplicada a um circuito detetor de pico. A variação da taxa de justificação ρ para a obtenção dessas curvas foi feita mantendo-se a frequência A fixa em seu valor nominal (2,048 MHz) e variando-se a frequência do relógio mestre do multiplex (4B) entre 8,4473 MHz e 8,4487 MHz (vide eq.I.2). Essa variação foi feita com um sintetizador de frequência através de uma varredura de 1000 passos de 1,4 Hz com duração de 1s/ passo. Essa função dessa velocidade de varredura é que foi dimensionada a constante RC do detetor de pico, permitindo que ele tivesse condições de se acomodar aos novos valores de pico a cada variação de ρ .

As medidas do tremor de saída, obtidas no caso em que um dado tributário é admitido ao multiplex já contaminado por tremor de fase, foram efetuadas com o auxílio de um relógio externo de 2,048 MHz e de um modulador de fase. O relógio externo, isento de tremor, foi utilizado como referência do medidor. Esse mesmo relógio, após ser modulado em fase por um ruído gaussiano, foi utiliza

do como relógio da unidade de justificação do tributário em questão. Esse procedimento permite a medição do tremor total de saída ao invés da diferença entre os tremores de entrada e de saída.

As medidas ponto a ponto, obtidas através da monitoração da onda de tremor com um osciloscópio, são relativamente demoradas mas bastante precisas. Já as medidas obtidas através do traçador de curvas podem apresentar algumas limitações que serão consideradas a seguir:

O fato da variação de frequência do relógio mestre do multiplex ser efetuada de maneira discreta, e não contínua, impõe uma limitação na precisão das medidas, principalmente nos picos menores de tremor. No caso da posição efetiva de comparação de fase ser fixa, para $p=p/q+\epsilon$, o tremor de saída consiste basicamente numa onda dente de serra de amplitude $1/q$ e frequência normalizada $|q\epsilon|$. Os picos menores de tremor ocorrem para valores elevados de q , e nesse caso um pequeno desvio ϵ já é suficiente para colocar o tremor na região de atenuação do PLL. Se na varredura de frequência não for gerado um valor de p suficientemente próximo de p/q , o pico obtido na curva de tremor versus p pode ficar abaixo de seu valor real.

Embora o medidor detete apenas o pico positivo da onda de tremor, as curvas obtidas por seu intermédio foram calibradas em tremor pico a pico, partindo-se da hipótese de que o valor pico a pico é o dobro do valor de pico. Essa hipótese é válida desde que a onda de tremor tenha uma característica temporal do tipo dente de serra, triangular, senoidal, etc. No caso da posição efetiva de comparação de fase ser fixa, os picos de tremor correspondem basicamente a uma onda dente de serra e a hipótese acima é válida. No caso da posição efetiva de comparação de fase ser variável, os efeitos de amplificação e de atenuação podem em alguns casos alterar a forma de onda do tremor de baixa frequência, invalidando a hipótese acima (vide Fig.III.12.c) e fazendo com que as medidas se desviem de seu valor real. Apesar dessa limitação de precisão, entretanto, essas curvas apresentam um valor qualitativo importante, permitindo a detecção dos principais pontos de amplificação ou de atenuação de tremor. Esses pontos podem em seguida ser examinados isoladamente, e de maneira mais acurada, através da monitoração da onda de tremor.

No caso das curvas obtidas com a utilização do supressor de tremor, o tremor residual de saída apresenta uma característica da tipo triangular, com frequência média relativamente elevada (cerca de 1 KHz) e com amplitude variando de maneira mais ou menos aleatória. Uma série de observações desse tremor residual permitiram considerar válida a hipótese de se tomar o valor pico a pico do tremor como sendo o dobro do valor de pico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- {1} - Malavazzi, H.J. e Scarabucci, R.R., Sincronização de Sinais Plesíocronos pelo Método de Justificação Positiva em Sistema MCP-120, Pub.FEC 19/77, UNICAMP, Agosto/77.
- {2} - CCITT, "General Considerations on Second Order Multiplex Equipment", Fifth Plenary Assembly, Rec.G-741, 1972, Vol.III.2, pp. 395-413.
- {3} - Chow, P.E.K., "Jitter Due to Pulse Stuffing Synchronization", IEEE Transactions on Communications, July/73, pp.854-859.
- {4} - Jolley, L.B.W., Summation of Series, New York: Dover Publications, 1961, p.100.
- {5} - Byrne, C.J., Karafin, B.J. and Robinson, D.B., Jr., "Systematic Jitter in a Chain of Digital Regenerators", The Bell System Technical Journal, Vol.42, No.6 (Nov/63), pp. 2679-2714.
- {6} - Duttweiler, D.L., "Waiting Time Jitter", The Bell System Technical Journal, Vol.51, No.1 (Jan/72), pp.165-207.
- {7} - Bylansky, P. and Ingram, D.G.W., Digital Transmission Systems, London: Peter Peregrinus LTD, 1975, pp. 44-47.
- {8} - Kobayashi, Y., "Effects of Jitter on Video Signals in PCM Transmission Systems", Electronics and Communications in Japan, Vol.58-A, No.2, 1975, pp. 1-10.