

## RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO NA LINHA DE ASSINANTE

Arlindo G. Granado Filho  
José Manoel D. Mendes  
Paulo T. Hosoe  
Roberto V. Rodrigues  
Yumiko Arakaki  
CPqD/TELEBRÁS

Francisco J. da S. Lopes  
João Luis Coelho  
José Pedro de Freitas  
Norberto A. Ferreira

FTPT/TELEBRÁS

### RESUMO

Neste trabalho apresenta-se uma técnica de recuperação de relógio (RR) a partir do sinal analógico amostrado na taxa de símbolos. O método é aplicado no transceptor de linha de assinante da RDSI, em desenvolvimento na área TR1-Processamento Digital de Sinais no CPqD/TELEBRÁS, baseado no emprego de híbrida com cancelamento de eco (CE) e ADFE (equalizador adaptativo com realimentação da decisão). A RR consiste na combinação de uma formatação adequada do pulso de transmissão e da inserção de um cruzamento de zero na parte pré-cursora do pulso recebido. É desenvolvido um modelo de estados finitos (cadeia de Markov) e a análise do desempenho quanto a convergência e "jitter", são mostrados através de simulação.

### I. INTRODUÇÃO

As técnicas de recuperação de relógio (RR) podem ser classificadas de acordo com o processamento empregado: analógico ou digital. No caso analógico, o sinal recebido é amostrado após o processamento (filtragem, equalização, etc), isto é, a informação do relógio é derivada após uma reconstrução do sinal recebido, ao passo que no digital pode ser obtida através de amostras tomadas à taxa de símbolos.

Alguns métodos básicos analógicos analisados na literatura são: linha espectral, cruzamento de limiar, derivada amostrada, estimativa de máxima verossimilhança, etc [1,2]. As técnicas como método de linha espectral são frequentemente usadas em repetidores PCM devido à simplicidade de implementação.

Neste trabalho, abordar-se-á uma técnica de RR com processamento digital, onde a informação de erro de fase é derivada das amostras tomadas à taxa de símbolos. Esta solução é bastante atrativa para aplicação em linhas de assinante onde pretende-se a implementação de transceptores inteiramente digitais, visando a integração em circuitos dedicados. Como o transceptor é baseado no emprego da híbrida com cancelamento de eco (CE) e ADFE (equalizador adaptativo com realimentação da decisão), é interessante realizar a remoção do eco e da IIS (interferência intersimbólica) apenas no instante em que se amostra para decisão, visto que a amostragem em qualquer outro instante ou é redundante ou não traz

informação para decisão. Além disso, para cada fase, dentro da janela de um símbolo que se pretende amostrar, seria necessário um CE e um ADFE. Isto tornaria a implementação em circuito integrado bastante complexa, pois levaria a circuitos demasiadamente grandes. Este seria o inconveniente de se trabalhar com um sistema fracional. Por esta razão a taxa de amostragem deve ser tão baixa quanto possível, para limitar a complexidade [3].

### II. RECUPERAÇÃO DE RELÓGIO NA TAXA DE SÍMBOLOS

O esquema de RR que será tratado é o proposto por Mueller e Muller [1]. A informação de erro de fase é obtida através da combinação linear das amostras da resposta impulsiva do canal

$$f(\tau) = \sum_{i} \mu_i h_i \quad (1)$$

onde:

$f(\tau)$  = função erro de fase

$\tau$  = fase de amostragem

$h_i$  =  $h(\tau + iT)$

$\mu_i$  = ctes adimensionais

$T$  = período de amostragem

Desta combinação linear pode-se derivar uma infinidade de funções erro de fase. Para esta implementação escolheu-se uma particular

$$f(\tau) = \mu_{-1} h_{-1} = h(\tau - T), \mu_{-1} = 1 \quad (2)$$

Este esquema ajusta um ponto da parte pré-cursora  $h_{-1}$ , como apresentado na fig.1, igual a zero.

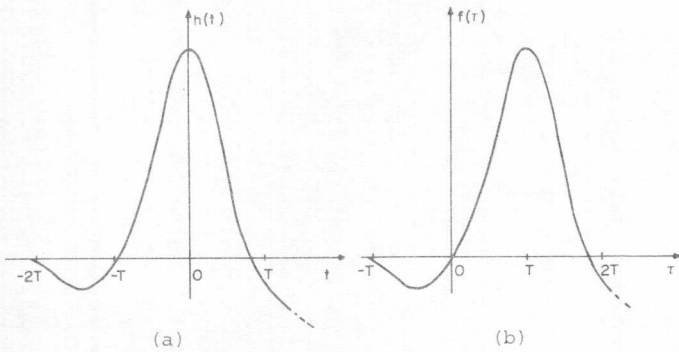


Fig.1 - a) Resposta impulsiva do canal com cruzamento de zero na IIS pré-cursora. b) função erro de fase.

O diagrama de blocos da fig.2 mostra o princípio de RR empregado no transceptor da interface U [3].

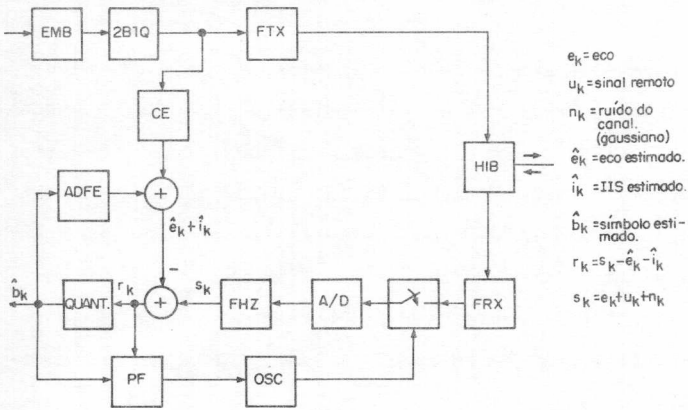


Fig.2 - Transceptor da interface U

### III. CARACTERÍSTICAS DO CANAL DE TRANSMISSÃO

É empregado um filtro de transmissão (FTX) do tipo passa-baixas, implementado digitalmente, e atende basicamente duas necessidades: reduz o ruído de diafonia, devido à minimização do conteúdo espectral acima de 80 KHz, o que é importante quando se deseja transmitir sobre longas distâncias sem o emprego de repetidores, e permite uma formatação do pulso de maneira bastante regular na sua borda de subida, quando transmitido por canais passa-baixas. Ele imprime ao pulso transmitido um formato trapezoidal, como mostrado na fig.3.

O filtro de recepção (FRX) é passa-baixas e tem a função de rejeitar o ruído, visto que o espectro do sinal concentra-se abaixo de 80 KHz. Não tem função de equalização.

Na fig.4 são mostrados vários pulsos obtidos na

saída do filtro FRX em casos de linhas com e sem derivações e com uma variedade de comprimentos. Pode-se verificar [3] que o pulso sofre praticamente nenhuma modificação em sua borda de subida, qualquer que seja a linha simulada. Tal efeito é devido, principalmente, ao tipo do FTX escolhido. As variações sofridas pela forma do pulso em sua parte pós-cursora não são preocupantes, pois são bem resolvidas com o emprego do ADFE [10].

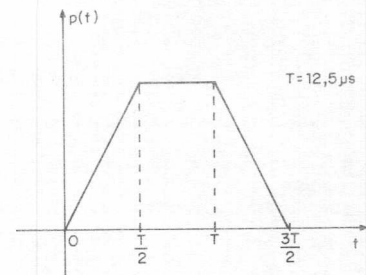


Fig.3 - Pulso trapezoidal

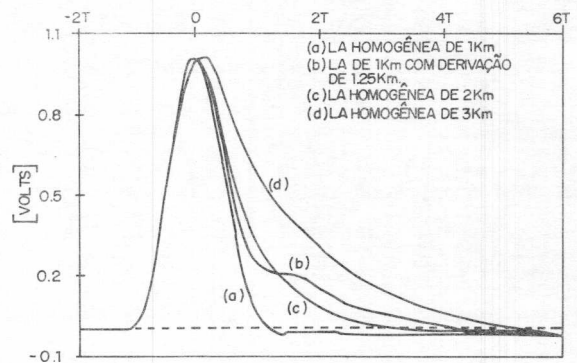


Fig.4 - Pulsos de recepção

O algoritmo de RR requer a definição de uma função erro de fase, cuja minimização leva o sistema à fase ótima de amostragem. Graças à propriedade observada acima, é possível processar o sinal na recepção, de forma a inserir um cruzamento de zero na parte pré-cursora do pulso recebido e definir o pulso em torno deste ponto como a função erro de fase.

O processamento adequado que se encontrou [4] é a filtragem digital por um filtro (FBZ) de resposta impulsiva

$$h_R(n) = -\frac{1}{8}\delta(n) + \delta(n-1) \quad (3)$$

Processando-se os pulsos (a,b) da fig.4 por este filtro tem-se suas formas modificadas para as da fig.5.

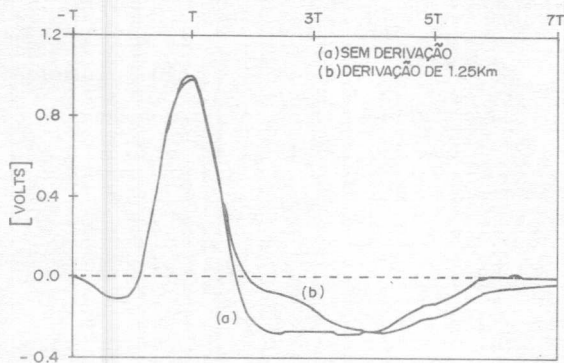


Fig.5 - Pulso com cruzamento de zero

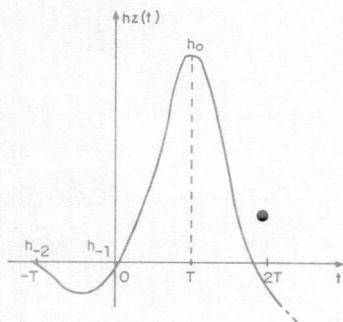


Fig.6 - Amostras de pulso

O pulso resultante passa por um máximo T segundos após o cruzamento de zero. Portanto, uma vez localizado o ponto de cruzamento de zero, está definida a fase ótima de amostragem. Este método permite também o controle da IIS pré-cursora, visto que uma vez amarrado nesta fase seu valor é desprezível. Na fig.6 é mostrada a resposta impulsiva  $hz(t)$  na saída do filtro FHZ, onde  $h_0$  é o valor do pulso no instante de decisão e  $h_{-1}$  e  $h_{-2}$  acarretam em IIS pré-cursora.

#### IV. DEFINIÇÃO DO ERRO DE FASE

O bloco processador de fase (PF) da fig.2 deve executar sucessivas correções na frequência (OSC) visando encontrar uma fase de amostragem que minimize a função erro de fase. No caso ideal, quando não há erro de fase de amostragem, deseja-se ter:

$$h_k = hz[(k+1)T], \quad k = -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (4)$$

sendo  $h_0$  o valor do pulso principal para decisão.

No entanto, a fase de amostragem pode encontrar-se deslocada de  $\tau$  segundos em relação ao valor ótimo, o que leva a:

$$h_k = hz[(k+1)T + \tau], \quad -\frac{T}{2} < \tau < \frac{T}{2} \quad (5)$$

Quando  $\tau=0$  (ideal), tem-se  $h_{-1}=0$ , ao passo que  $h_{-2} = \frac{1}{64}h_0$ , ou seja, a IIS pré-cursora é desprezível. Um valor  $\tau \neq 0$  aumenta a IIS e corresponde a um erro de fase de amostragem.

No k-ésimo instante de amostragem tem-se (vide fig.2):

$$u_k = \sum_{i=-2}^{\infty} h_i b_{k-i} = \underbrace{h_{-2}b_{k+2} + h_{-1}b_{k+1}}_{\text{IIS pré-cursora}} + \underbrace{h_0 b_k}_{u_0} + \underbrace{\sum_{i=1}^{\infty} h_i b_{k-i}}_{\text{IIS pós-cursora}} \quad (6)$$

e o estimador de erro de fase calculado no bloco PF é dado por:

$$\epsilon_k = \hat{b}_k (r_{k-1} - \hat{u}_{0k-1}) \quad (7)$$

A variável  $\hat{u}_{0k}$  é a estimativa do sinal remoto útil, empregado para decisão, dada por:

$$\hat{u}_{0k} = \hat{b}_k \hat{h}_{0k} \quad (8)$$

e é calculada imediatamente após a decisão quando é conhecido o valor de  $\hat{b}_k$ . A geração do coeficiente  $\hat{h}_{0k}$  é realizada via algoritmo do gradiente

$$\hat{h}_{0k+1} = \hat{h}_{0k} + \beta \hat{b}_k \text{erro}_k, \quad \text{erro}_k = r_k - \hat{u}_{0k} \quad (9)$$

$\beta = \text{constante de ganho}$

Com isto

$$\epsilon_k = \hat{b}_k [b_{k+1}h_{-2} + b_k h_{-1} + (u_{0k-1} - \hat{u}_{0k-1}) + (i_{k-1} - \hat{i}_{k-1}) + (e_{k-1} - \hat{e}_{k-1}) + \eta_{k-1}] \quad (10)$$

onde  $i_{k-1}$  e  $\hat{i}_{k-1}$  denotam a IIS pós-cursora e sua estimativa e  $e_{k-1}$  e  $\hat{e}_{k-1}$  denotam o eco e sua estimativa, respectivamente.

Fazendo-se as seguintes hipóteses para a operação em regime:

- a decisão de  $\hat{b}_k$  se faz sem erro ( $\hat{b}_k = b_k$ );
- ocorre cancelamento total do eco, da IIS pós-cursora e de  $u_{0k}$ . Obtém-se para o erro de fase:

$$\epsilon_k = b_k (b_{k+1}h_{-2} + b_k h_{-1} + \eta_{k-1}) \quad (11)$$

Supondo ainda que  $\overline{b_k b_n} = 0$  para  $k \neq n$  ( $b_k$  é ruído branco), o que é facilmente obtido com o emprego de embaralhadores na sequência binária antes do codificador 2B1Q, conclui-se que em média o estimador é igual à amostra pré-cursora  $h_{-1}$  da resposta impulsiva do canal

$$\bar{\epsilon}_k = \sigma_b^2 h_{-1} \quad (12)$$

O efeito da variância na medida do estimador sobre o erro de fase será discutido na seção VI.

A título de exemplo, considere a situação em que  $\tau_k > 0$ . Neste caso  $h_{-1} > 0$ , o que implica em  $\epsilon_k > 0$ , e a fase deve ser corrigida da seguinte forma:

$$\tau_{k+1} = \tau_k - \Delta \phi \text{sign}(\epsilon_k), \quad \Delta \phi = \text{degrau de fase} \quad (13)$$

A mesma equação (13) se aplica para  $h_{-1} < 0$ , o que implica em  $\epsilon_k < 0$ .

É importante observar que, em regime, devido ao ADFE, há um cancelamento da cauda de  $h_z(t)$ , a resposta impulsiva total do canal. Além disso, como o circuito PF executa também uma remoção de  $u_0$ , a resposta impulsiva, para efeitos da função erro de fase se resume à indicada na fig.7.

### V. ETAPAS DE CONVERGÊNCIA

Para acelerar a convergência, o processo de RR é dividido em 2 etapas:

1 - durante I iterações o erro de fase é acumulado num somador e a frequência mantida em  $1/T$  Hz. Na  $I_{\text{ésima}}$  iteração é tomada a decisão de adiantar ou atrasar a fase. O degrau de fase empregado é um valor grande, da ordem de  $T/32$ . Este procedimento se repete até que se detete a proximidade da fase ótima.

2 - a cada iteração é feita uma correção de fase. O degrau de fase é pequeno, da ordem de  $T/10000$ . Nesta etapa a largura de uma janela de símbolos para a base de tempo do receptor será  $T+\Delta\theta$  ou  $T-\Delta\theta$ , mas nunca igual a  $T$ , de forma que apenas em média, a largura da janela será o valor nominal especificado de  $T$  segundos. Como  $\Delta\theta$  é muito pequeno, a variância resultante na frequência do sinal de relógio recuperado (jitter) é tolerável.

### VI. MODELO DE ESTADOS FINITOS

Nesta seção procura-se mostrar que o processo da adaptação pode ser representado por uma sequência de estados finitos, caracterizando-o como uma cadeia de Markov. O modelo desenvolvido permite uma análise do desempenho em regime, e é válido apenas para a etapa 2. Os resultados são similares aos apresentados em [5].

Define-se o erro de fase no relógio no  $k$ -ésimo instante de amostragem como:

$$\theta_k = \frac{\tau_k}{T} \quad (14)$$

Considerando-se que o período de um símbolo é dividido em  $M$  possíveis fases, com  $M$  par

$$\Delta\theta = \frac{T}{M} \quad (15)$$

$$\theta_{k+1} = \left[ \tau_k - \text{sign}(\epsilon_k) \frac{T}{M} \right] \frac{1}{T} \quad (16)$$

$$\theta_{k+1} = \theta_k - \frac{1}{M} \text{sign}(\epsilon_k) \quad (17)$$

onde:

$$-\frac{1}{2} < \theta_k < \frac{1}{2} \quad (18)$$

$\theta_k$  pode assumir  $M$  valores discretos igualmente espaçados,  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$  tais que  $-1/2 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_M < 1/2$ . Com o sinal  $2B1\Omega$  filtrado pelo canal e ruído gaussiano na recepção, a sequência de erro de fase obedece ao diagrama de transição de estados da fig.8

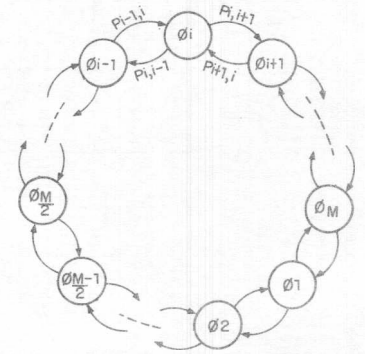
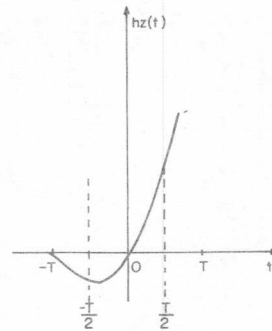


Fig.7- Pulso no cruzamento de zero Fig.8- Diagrama de transição de estados

onde:  $P_{ij}$  denota a probabilidade do erro de fase passar de  $\theta_i$  para  $\theta_j$  numa dada iteração. O diagrama representa uma cadeia de Markov.

$$P_{ij} = P[\theta_{k+1} = \theta_j / \theta_k = \theta_i] \quad (19)$$

Importante observar que  $P_{ij} \neq 0$  apenas para  $j=i+1$ ,  $i=2,3,\dots,M-1$  e  $j=1$  quando  $i=M$  e  $j=M$  quando  $i=1$ . Nos demais casos  $P_{ij}=0$ .

Pode-se definir uma matriz de probabilidade de transição  $P$

$$P = \begin{bmatrix} 0 & P_{21} & 0 & 0 & \dots & P_{M,1} \\ P_{12} & 0 & P_{32} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_{23} & 0 & P_{43} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P_{M,M-1} \\ P_{1,M} & 0 & 0 & 0 & P_{M-1,M} & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Seja  $q_i(k) = P[\theta_k = \theta_i]$  a probabilidade do erro de fase ser igual a  $\theta_i$  na iteração  $k$ . A distribuição de probabilidade do erro de fase na  $k$ -ésima iteração será dada pelo vetor

$$\vec{q}(k) = \langle q_1(k), q_2(k), \dots, q_M(k) \rangle^T \quad (21)$$

e evolui ao longo do tempo segundo a recorrência:

$$\vec{q}(k+1) = P\vec{q}(k) \quad (22)$$

Para se conhecer  $\vec{q}(k)$  num instante qualquer é necessário calcular a matriz de transição.

O modelo de cadeia de Markov será empregado para avaliar o desempenho em regime (média e potência do erro

de fase). O desempenho durante o transitório não será considerado devido à complexidade da análise, pois deve-se lembrar que o CE e o ADFE estão se adaptando simultaneamente ao relógio e nesta fase não vale a hipótese de que  $\hat{b}_k = b_k$ , bem como a de que a cauda de  $h_z(t)$  é cancelada.

No limite, quando  $k$  tender a infinito,  $\vec{q}(k)$  tenderá a uma distribuição única

$$\vec{g} = \lim_{k \rightarrow \infty} \vec{q}(k) = \langle g_1, g_2 \dots g_M \rangle^T \quad (23)$$

independentemente da distribuição inicial  $\vec{q}(0)$  usada para iniciar a recursão [6]. A solução em regime é encontrada resolvendo o sistema

$$\vec{g} = P\vec{g} \quad (24)$$

e  $\vec{g}$  corresponde ao auto-vetor do auto-valor um da transformação  $P$ .

$$[P-I]\vec{g} = 0 \quad (25)$$

Como o sistema é homogêneo e uma dada linha pode ser escrita como combinação linear das demais, é necessário mais uma equação para resolvê-lo. Esta equação é dada pela condição de que  $\sum_{i=1}^M g_i = 1$  uma vez que  $\vec{g}$  é um vetor de probabilidades. Com isto, a média do erro de fase em regime será dada por:

$$\bar{\theta} = \sum_{i=1}^M \theta_i g_i \quad (26)$$

e a variância:

$$\sigma_{\theta}^2 = \sum_{i=1}^M \theta_i^2 g_i - \bar{\theta}^2 \quad (27)$$

O que se fez então foi determinar a matriz de transição em função da resposta impulsiva e do ruído de canal, suposto gaussiano. Com o auxílio do computador, os elementos da matriz foram calculados e  $\vec{g}$  obtido pela solução do sistema dado por (25). O procedimento foi realizado considerando-se uma variedade de linhas e de relação sinal-ruído. A distribuição do erro de fase, bem como sua média e variância, foram determinadas em cada caso. Os resultados são apresentados mais adiante.

#### VI.a. CÁLCULO DA MATRIZ DE TRANSIÇÃO

O cálculo é feito levando em conta a codificação 2B1Q [3]

$$P_{i,i+1} = P[\epsilon_k < 0 / \theta_k = \theta_i] = P[\text{sign}(\epsilon_k) = -1 / \theta_k = \theta_i] \quad (28)$$

$$P_{i,i-1} = 1 - P_{i,i+1} \quad (29)$$

$$P_{i,i+1} = P[\hat{b}_k (b_{k+1} h_{-2}^i + b_k h_{-1}^i + n_{k-1}) < 0 / \theta_k = \theta_i] \quad (30)$$

onde:

$n_{k-1}$  = ruído gaussiano de desvio padrão  $\sigma$

$h_{-1}^i, h_{-2}^i$  = valor da resposta impulsiva tomada na parte pré-cursora com fase  $\theta_i$ .

Seja,  $s_1 = +3, s_2 = +1, s_3 = -1, s_4 = -3$ , então:

$$P_{i,i+1} = \sum_{j=1}^2 P[\hat{b}_k = s_j, b_{k+1} h_{-2}^{s_j} + b_k h_{-1}^{s_j} + n_{k-1} < 0 / \theta_k = \theta_i] + \sum_{j=3}^4 P[\hat{b}_k = s_j, b_{k+1} h_{-2}^{s_j} + b_k h_{-1}^{s_j} + n_{k-1} > 0 / \theta_k = \theta_i] \quad (31)$$

Após algumas manipulações, obtém-se:

$$P_{i,i+1} = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^2 Q\left(\frac{s_j h_{-1}^{s_j} + s_1 h_{-2}^{s_j}}{\sigma}\right) \quad (32)$$

onde

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (33)$$

$$P_{i,i+1} = 1 - P_{i,i-1} \quad (34)$$

#### VII. RESULTADOS

Definindo  $SR = h_0 / \sigma$  como a relação sinal-ruído quando o símbolo transmitido é "1" (relação sinal-ruído de pior caso), obteve-se os seguintes resultados com  $\Delta\theta = 10^{-4}$ .

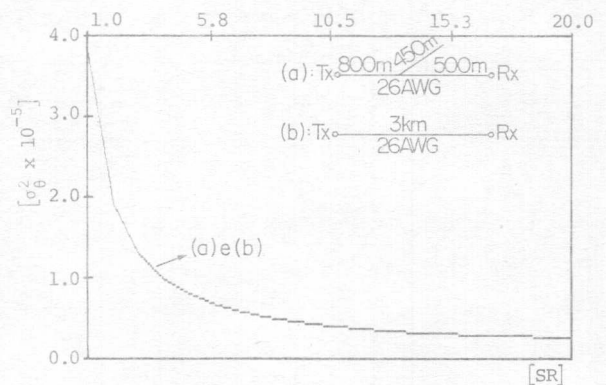


Fig.9 Potência do "jitter"

Observa-se que as curvas de potência do erro da fig.9 apresentam pouca diferença de um caso para o outro. Este comportamento era esperado, uma vez que na parte pré-cursora os pulsos recebidos têm praticamente a mesma forma.

Na fig.10 é mostrado a distribuição de  $\theta_k$ . A medida que a relação sinal-ruído aumenta, a distribuição tende a se acumular em torno da origem, e a potência do erro diminui. Quanto maior for a relação sinal-ruído,

do, melhor é o desempenho do estimador, o que justifica o comportamento observado.

Os valores obtidos para o erro de fase são bastante pequenos e toleráveis para aplicação em RDSI.

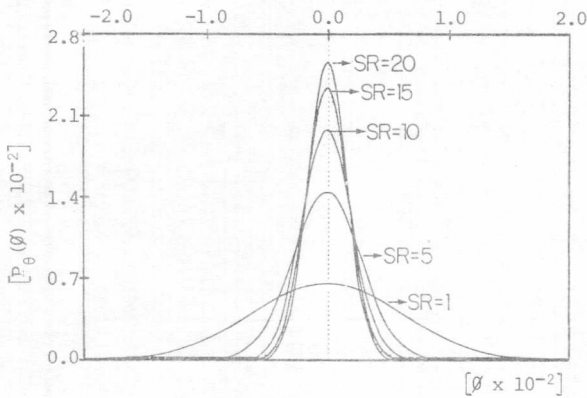


Fig.10 Distribuição do erro de fase no caso (a)

### VIII. CONVERGÊNCIA DO SISTEMA

Quando o sistema inicia uma comunicação, ele passa pela fase de ativação, onde os coeficientes do CE e do ADFE partem de valores aleatórios e são sucessivamente adaptados [3] até atingirem um valor ótimo, em regime, que minimize o eco e a IIS residuais na recepção.

Se a amostragem do sinal na recepção se der sempre com uma fase fixa, as respostas impulsivas, as quais o CE e o ADFE procuram reproduzir, são invariantes com o tempo, e a convergência destes filtros se dá como discutido em [3,7]. No entanto, a busca da fase ótima de amostragem deve se dar juntamente com a adaptação dos filtros. Uma modificação da fase de amostragem na entrada provoca alterações nas respostas impulsivas do eco (35) e do canal (36).

$$h_{e_k}^T = h_e(kT + \tau_k) \quad (35)$$

$$h_{c_k}^T = h_c(kT + \tau_k) \quad (36)$$

Se o sistema já havia convergido, uma modificação na fase provoca uma deconvergência [8]. Na etapa 2, o valor do degrau de fase empregado é muito pequeno, o que torna este efeito desprezível. No entanto, na etapa 1, o degrau é relativamente grande e a deconvergência é considerável. É necessário, portanto, que entre duas correções sucessivas de fase (I iterações, vide item V.), haja tempo do sistema reconvergir. Para acelerar a convergência nesta etapa, é interessante em-

pregar um valor elevado de ganho ( $\beta$ ) na malha de controle do CE e do ADFE. O valor ótimo [3] é dado por:

$$\beta_{0T} = \frac{0.2}{M+L} \quad (37)$$

onde:

M = número de coeficientes do CE

L = número de coeficientes do ADFE.

E a taxa de convergência para  $\beta_{0T}$  [3]:

$$C = \frac{4.343}{M+L} \quad \text{dB/iteração} \quad (38)$$

Quando a fase de amostragem se aproxima da fase ótima, passa-se à etapa 2 (vide V). Neste caso, como é empregado um degrau de fase pequeno, a correção pode ser feita a cada iteração, pois praticamente não haverá deconvergência. Nesta etapa o valor de  $\beta$  é reduzido, a fim de se obter em regime um erro de cancelamento menor do que aquele obtido com  $\beta_{0T}$ .

Foi feito um programa de simulação, denominado SITRU (Simulador do Transceptor da Interface U), o qual simula no domínio do tempo, amostra por amostra, a evolução do processo de adaptação conjunta do CE, ADFE e relógio, e fornece como saída o erro de cancelamento (CE,ADFE) e de fase (jitter) ao longo do tempo. Alguns resultados são mostrados nas Figs. 11 e 12.

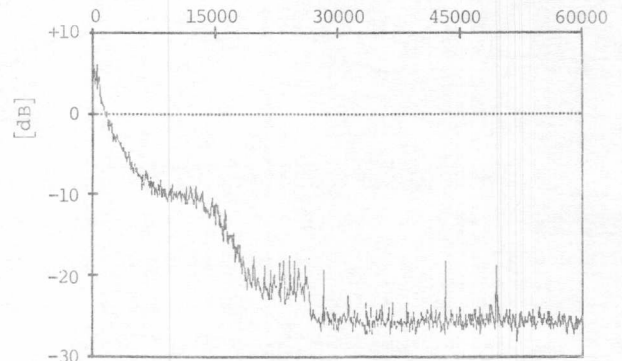


Fig.11 Potência do erro de cancelamento em relação a  $u_0 \times n\phi$  de iterações

Na simulação foi empregado  $M=N=40$ ,  $\beta=10^{-4}$ ,  $SR=5$ . A linha simulada corresponde ao caso (a) da fig.9. Na etapa 1 fez-se  $\Delta\theta=1/32$  na etapa 2  $\Delta\theta=10^{-4}$ , e parte-se do pior caso de erro de fase inicial. O caso apresentado é ilustrativo, não sendo empregado  $\beta_{0T}$ . Quando os degraus de fase são grandes, a convergência é lenta, porém estável. Na segunda etapa, a variação de fase é mínima, sendo praticamente fixa a fase de amostragem,

e o sistema converge quase que exponencialmente. Vê-se que a partir de 30.000 iterações o sistema estabilizou, correspondendo a cerca de 370 ms. A medida da potência do erro de fase forneceu  $\sigma_{\theta}^2 = 1.7 \cdot 10^{-5}$  em regime.

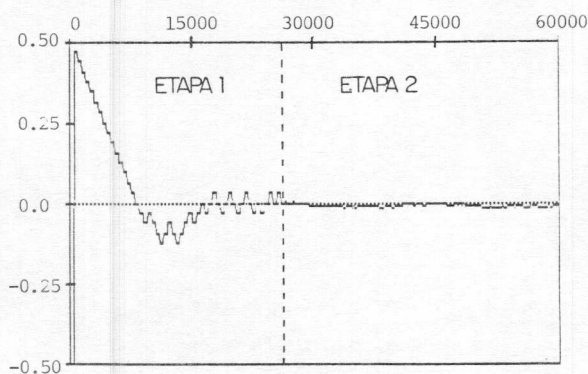


Fig.12 Erro de fase X nº de iterações

Uma solução alternativa, encontrada na literatura [8,9], para resolver o problema da deconvergência resultante da variação de fase, consiste em aplicar interpolação. A partir dos coeficientes do CE que compensam  $h_k$  faz-se a interpolação [8] de um polinômio de grau  $n$  (em geral  $n = 2$  para simplificar a implementação), para obter-se os novos coeficientes que compensam  $h_{k+1}$ . Obtém-se boa precisão quando  $[t_{k+1} - t_k]$  é um número pequeno, da ordem de alguns centésimos do período de símbolo. Esta técnica requer uma complexidade maior dos circuitos e não foi considerada.

#### IX. CONCLUSÕES

Neste trabalho discutiu-se uma técnica de RR a partir de um sinal amostrado na taxa de símbolos, abaixo da taxa de Nyquist, o que a torna bastante conveniente para aplicações em linhas de assinante. Mostrou-se que o método pode ser modelado por uma sequência de estados finitos (cadeia de Markov) o que permite a análise do desempenho em regime. Simulações também foram feitas no domínio do tempo, mostrando a convergência a partir de situações de pior caso de ruído e erro de fase inicial. O relógio recuperado através desta técnica apresenta "jitter" bastante pequeno mesmo em condições bastante desfavoráveis de relação sinal/ruído.

#### X. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] K.H.Mueller and M.Muller, "Timing Recovery in Di-

gital Synchronous Data Receiver", IEEE Trans. Comm., Vol.com-24, N.5, pp 516-531, May 1976.

[2] O.Agazzi, C.P.J.Tzeng, D.G.Messersmitt and D.A.Hodges, "Timing Recovery in Digital Subscriber Loops", IEEE Trans. Comm., Vol.com-33, N.6, pp 558-568, June 1985.

[3] A.G.Granado Filho, et al, "Transmissão Digital em Linhas de Assinante com Cancelamento de Eco e Equalização Adaptativa "6ø SBT, Paraíba, set 1988.

[4] K.J.Wouda, S.J.M.Tol, P.Zvidweg and O.Reingruber, "Towards a Single Chip ISDN Transmission Unit", ISSLS 86, Tokyo, pp 250-255.

[5] A.E.Payzin, "Analysis of a Digital Bit Synchronizer", IEEE Trans. Comm., Vol.com-31, N.4, pp 554-560, April 1983.

[6] A.Jennings, "Matrix Computation for Engineers and Scientists". Wiley, 1977.

[7] T.A.C.M.Claasen and N.A.M.Verhoechx, "Convergence Slow-Down of Joint Adaptive Filters: Iteration of Decision Feedback Equalizer (DFE) and Echo Canceller (CE)", l'Aquila Workshop on Digital Signal Processing, l'Aquila, Italy, Sep. 1983.

[8] N.S.Lin, "Partial Response Coding in Digital Subscriber Loops", Ph.D.Thesis, University of California, Berkeley, Sep. 1986.

[9] R.B.P.Carpenter, et al. "Jitter Compensation in Echo Canceller", IASTED Intern. Sump., Paris 1983.

[10] K.H.Mueller, "Combining Echo Cancellation and Decision Feedback Equalization", BSTJ, Vol.58, N.2, pp 491-500, Feb 1979.