

TRANSMISSÃO DIGITAL EM LINHAS DE ASSINANTE COM
CANCELAMENTO DE ECO E EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA

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

CPqD - TELEBRÁS

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

FTPT - TELEBRÁS

RESUMO

O sistema de transmissão digital bidirecional a dois fios, do Acesso Básico (160kbit/s) da Rede Digital de Serviços Integrados (RDSI), torna-se complexo se considerarmos como meio físico de transmissão as linhas de assinante existentes, de característica passa-baixas. Devido a sua elevada largura de faixa em relação a de voz, o casamento de impedância da linha de transmissão com a estrutura de balanceamento da híbrida fica bastante comprometida, resultando no vazamento do sinal de transmissão para recepção, denominado eco. Uma solução para a minimização desse sinal de eco é apresentada, a técnica de cancelamento de eco com algoritmo do gradiente estocástico. São apresentados ainda um modelamento e simulação dos filtros adaptativos de equalização e cancelamento de eco e suas respectivas análises de desempenho.

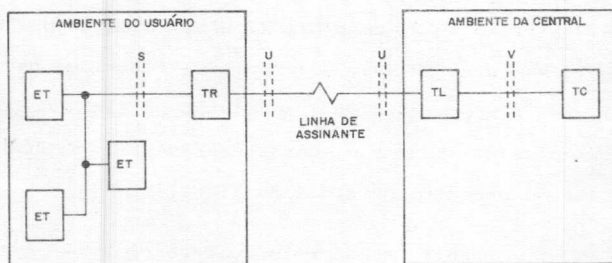
I. INTRODUÇÃO

Este trabalho foi realizado dentro de um programa de atividades de Pesquisa e Desenvolvimento em RDSI da área de Processamento Digital de Sinais do CPqD - TELEBRÁS.

O CCITT, nas recentes recomendações contidas nas séries I, estabeleceu os princípios do Acesso Básico de um usuário à RDSI [3].

O Acesso Básico prevê dois canais de 64 kbit/s (canais B) para serviços de voz e dados, e um canal de 16 kbit/s (canal D) destinado, prioritariamente, à sinalização entre o usuário e a rede.

Na Fig. I.1 mostra-se a configuração de referência do Acesso Básico, com a localização das principais interfaces [3].



TR = Terminal de Rede
TL = Terminal de Linha
ET = Equipamento Terminal
S,U,V = Interfaces

Fig. I.1 - Configuração de referência do Acesso Básico

A interface U realiza a transmissão digital entre o Terminal de Rede (TR) no ambiente do usuário e o Terminal de Linha (TL) da central local. A taxa de transmissão é de 160 kbit/s, sendo 144 kbit/s para os canais 2B+D e 16 kbit/s para sincronização, monitoração da qualidade da transmissão, localização de falhas e para os procedimentos de ativação e desativação [4].

II. CARACTERIZAÇÃO DO MEIO DE TRANSMISSÃO

O meio de transmissão entre uma central e um assinante é o par de fios telefônicos denominado Linha de Assinante (LA) [6,8]. As LA's apresentam as seguintes características [6]:

1) Em geral, ao longo do comprimento de uma LA, pode haver alguma mudança de bitola nos fios condutores do par. As bitolas comumente empregadas nas LA's são 19, 22, 24 e 26 AWG.

2) As LA's podem apresentar derivações que estão terminadas em circuito aberto.

3) As LA's são encontradas numa ampla faixa de comprimentos e em variadas configurações de bitolas e derivações.

Na Fig. II.1 mostra-se o módulo da função de transferência de uma LA em função do comprimento (zero, 125m e 1250m) de sua derivação. A LA é de bitola 26 AWG, tem 1000m de comprimento e é terminada com resistor de 135 ohms em cada extremidade. Na Fig. II.2 mostra-se a im

pedância de entrada destas linhas.

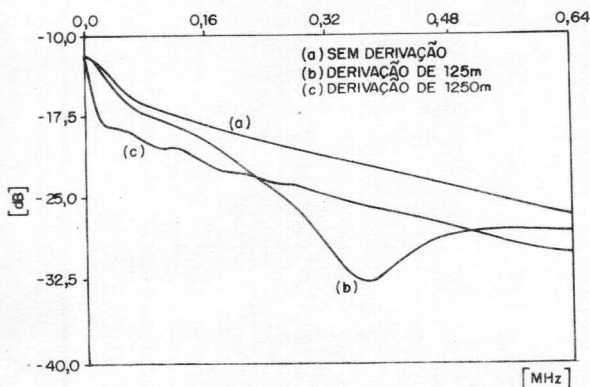


Fig. II.1 - Módulo da função de transferência de LA's

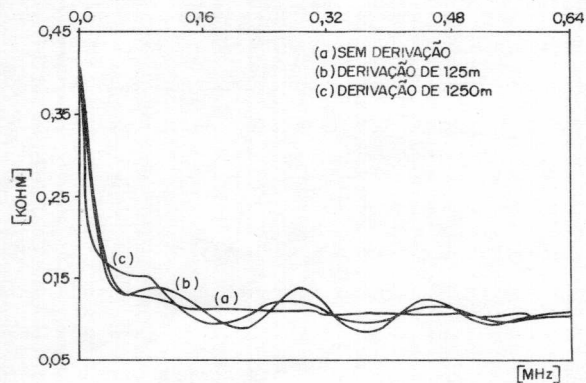


Fig. II.2 - Impedância de entrada de LA's

Na Fig. II.3 mostra-se a resposta de várias configurações de LA 26 AWG (1, 2 e 3 km sem derivação e 1 km com derivação de 1,25 km).

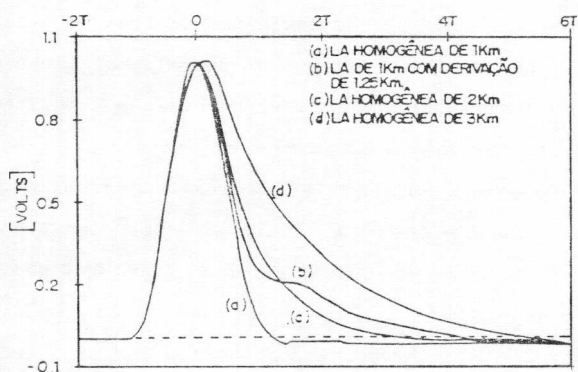


Fig. II.3 - Resposta temporal de LA's

O pulso de excitação tem um formato trapezoidal e ocupa 1,5 períodos (T) da frequência de transmissão de símbolos (80 kHz) [12]. São utilizados um transformador de acoplamento com indutância de 100 mH e uma carga de 135 ohms em cada terminal. Na recepção há um filtro de Butterworth de 3ª ordem e frequência de corte em 60 KHz. Todos os pulsos estão normalizados. Os resultados foram

obtidos com o emprego do programa SLA - Simulador de Linha de Assinante [8].

Nota-se, desta figura, que, independentemente da configuração da LA, a parte pré-cursora do pulso normalizado é praticamente invariante, sendo esta uma característica importante para a técnica de recuperação de relógio [12].

III. TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL A DOIS FIOS

Para realizar a transmissão bidirecional através das LA's, adota-se a técnica de híbrida com cancelamento de eco [6,8]. Com esta técnica, os sinais nas duas direções são transmitidos simultaneamente e a separação é realizada em cada terminal por uma híbrida e um cancelador de eco (CE). O CE tem a função de estimar e cancelar a interferência (eco) do sinal local sobre o sinal remoto recebido, que resulta tanto do baixo desempenho da híbrida em realizar a total separação dos sinais, quanto das eventuais reflexões do sinal local ao longo da linha [5,6,8]. A principal causa destas reflexões são as descontinuidades (mudança de bitola e derivação) das LA's. O desempenho da híbrida é comprometido pela dificuldade de se realizar um perfeito casamento de impedâncias entre sua estrutura de balanceamento e a linha [5,8], dado que a variação da impedância da LA é significativa na faixa de frequências necessária para o sistema (80 kHz), e também que esta impedância, do ponto de vista de projeto, é desconhecida a priori.

Deseja-se que este sistema de transmissão tenha o máximo alcance possível, para cobrir a maior parte das LA's existentes, sem uso de repetidores regenerativos. O alcance máximo deve ser conseguido para uma taxa de erros menor que 10^{-7} . Para isto, um parâmetro importante de projeto é o código de linha. O código adotado é o 2B1Q [1]. No 2B1Q, um dibit (2 bits) é mapeado num símbolo quaternário ($\pm 1, \pm 3$) conforme mostra-se na Tab. III.1, reduzindo a taxa de transmissão na linha de 160 kbit/s para 80 kbaud/s e, conseqüentemente, reduzindo a faixa do espectro do sinal na linha.

Dibit	Símbolo Quaternário
1 0	+3
1 1	+1
0 1	-1
0 0	-3

Tabela III.1 - Codificação 2B1Q

Outros códigos de linha que têm sido considerados para a Interface U são o AMI, os códigos bifásicos (WAL1, WAL2, etc.), o 4B3T e os códigos de resposta parcial, principalmente o duobinário modificado [1,6]. O 2B1Q apresenta o melhor desempenho em termos de alcance do sistema e impõe uma complexidade ao transceptor que é intermediária àquela dos outros códigos, mas que se justifica pelo seu excelente desempenho [1].

IV. ESTRUTURA DO RECEPTOR

Na Fig. IV.1 mostra-se o diagrama de blocos do transceptor proposto para a interface U [7]. Todos os processamentos de sinais, exceto nos filtros TX e RX e no "driver", são realizados com técnicas digitais. Isto visa atender as restrições de custo e consumo de potência através da integração dos circuitos em um único CI dedicado.

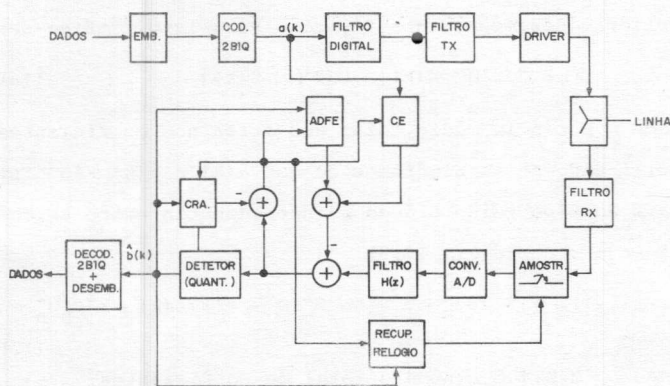


Fig.IV.1 - Estrutura do transceptor para a Interface U

A parte essencial do receptor constitui-se dos filtros adaptativos de CE e equalização e do sistema de recuperação de relógio. Aqui considera-se apenas o CE e o equalizador. O sistema de recuperação de relógio é apresentado em outro artigo [12].

A equalização do sinal remoto no receptor é processada por um Equalizador Adaptativo com Decisão Realimentada (ADFE). Tendo-se em vista a existência de derivações na rede, o ADFE tem um desempenho superior ao de um equalizador linear que, para compensá-las amplifica ruído em demasia, em razão dos pontos de mínimo que ocorrem na resposta de amplitude das LA's neste caso (Fig. II.1).

Os pulsos recebidos do terminal remoto apresentam uma cauda pré-cursora que contribui com uma interferência intersimbólica (IIS) que o ADFE não pode cancelar [6]. Esta cauda tem a duração de aproximadamente um

período de símbolo e tem um formato aproximadamente invariante com a configuração de linha (Fig. II.3). A IIS pré-cursora é cancelada com a estratégia de recuperação de relógio discutida em [12], que utiliza o filtro $H(z)$ (Fig. IV.1) para inserir um cruzamento de zero um período de símbolo antes do instante ótimo de amostragem.

O filtro $H(z)$ também realiza uma filtragem passa-altas. Isto reduz o comprimento da cauda pós-cursora dos pulsos tanto de eco como recebido do terminal remoto e, conseqüentemente, a complexidade do CE e do ADFE. O efeito da filtragem $H(z)$ é mostrado na Fig. IV.2. No caso b, com emprego de $H(z)$, após 11 janelas de tempo a cauda é praticamente nula. Com relação ao CE, é necessário um cancelamento da ordem de 60 dB para garantir uma relação sinal/eco de 20 dB mesmo no pior caso (eco com atenuação de 10 dB e sinal recebido com 45 dB de atenuação).

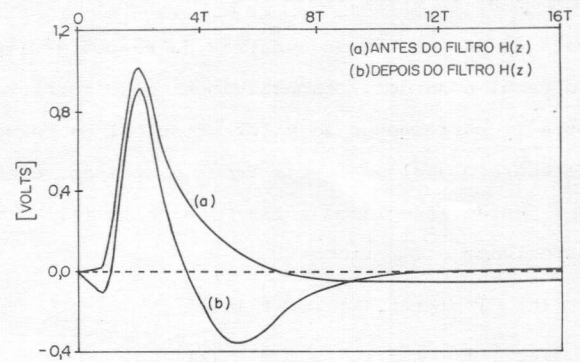


Fig.IV.2 - Efeito do filtro $H(z)$ sobre o pulso recebido

Emprega-se no receptor da Fig. IV.1 um Controlador de Referência Adaptativo (CRA). Sua função é estimar o valor da resposta impulsiva do canal no instante de amostragem. A estimativa produzida é utilizada como limiar de decisão no detetor 2B1Q. O sinal gerado na saída do CRA é subtraído do sinal de entrada do detetor e o resultado utilizado na adaptação do CE, do ADFE e do próprio CRA.

O ADFE e o CE são lineares e realizados com uma estrutura de filtro transversal. Os coeficientes destes filtros são adaptados conjuntamente pelo algoritmo do gradiente estocástico [2,6,9] com a mesma constante de ganho. Como o ADFE é um estimador das amostras pós-cursora da resposta impulsiva do canal, pode-se considerar, para efeito de modelamento, o ADFE e o CRA como um único filtro.

Sejam $e(k)$, $s(k)$ e $n(k)$ amostras do eco, do sinal

remoto recebido e do ruído de canal, respectivamente, na saída do filtro $H(z)$ no k -ésimo instante de amostragem. Para $s(k)$ tem-se:

$$s(k) = u_0(k) + i(k)$$

onde $u_0(k)$ é a amostra do sinal remoto útil (símbolo que se deseja detetar) e $i(k)$ é a IIS.

Sejam $\hat{s}(k)$ e $\hat{e}(k)$ estimativa de $s(k)$ e $e(k)$, respectivamente, sendo $\hat{s}(k) = \hat{u}_0(k) + \hat{i}(k)$, onde $\hat{u}_0(k)$ é gerado pelo CRA e $\hat{i}(k)$ pelo ADFE.

Após a remoção das réplicas $\hat{e}(k)$ e $\hat{s}(k)$, tem-se o erro de cancelamento:

$$c(k) = [e(k) - \hat{e}(k)] + [i(k) - \hat{i}(k)] + [u_0(k) - \hat{u}_0(k)] + \dots + n(k) \quad (1)$$

Sejam

$$F = [f_0 \ f_1 \ \dots \ f_M]' \quad (2)$$

$$G = [g_0 \ g_1 \ \dots \ g_{N-1}]' \quad (3)$$

os vetores que contêm as amostras da resposta impulsiva do canal e do eco, respectivamente. No vetor F , a amostra f_0 corresponde ao valor principal do pulso, a que se deseja fazer a decisão, e os demais f_i estão associados à IIS. O símbolo $[\cdot]'$ indica transposição. Sejam também

$$\hat{F}(k) = [\hat{f}_0(k) \ \hat{f}_1(k) \ \dots \ \hat{f}_M(k)]' \quad (4)$$

$$\hat{G}(k) = [\hat{g}_0(k) \ \hat{g}_1(k) \ \dots \ \hat{g}_{N-1}(k)]' \quad (5)$$

os vetores dos coeficientes estimados no ADFE e no CE na k -ésima iteração e

$$B(k) = [b(k) \ b(k-1) \ \dots \ b(k-M)]' \quad (6)$$

$$A(k) = [a(k) \ a(k-1) \ \dots \ a(k-N+1)]' \quad (7)$$

sendo $B(k)$ o vetor com os símbolos quaternários transmitidos pelo terminal remoto e decididos no receptor local, e $A(k)$ o vetor dos símbolos transmitidos localmente. Utilizando-se a hipótese de decisão sempre correta, pode-se então escrever

$$c(k) = n(k) - B'(k) \cdot [\hat{F}(k) - F] - A'(k) \cdot [\hat{G}(k) - G] \quad (8)$$

onde se define

$$X(k) = \hat{F}(k) - F \quad (9)$$

$$Y(k) = \hat{G}(k) - G \quad (10)$$

como os vetores erro dos coeficientes do ADFE e do CE, respectivamente. Assim,

$$c(k) = n(k) - B'(k) X(k) - A'(k) Y(k) \quad (11)$$

O algoritmo do gradiente estocástico leva às seguintes equações para a adaptação dos coeficientes:

$$\hat{F}(k+1) = \hat{F}(k) + \beta c(k) B(k) \quad (12)$$

$$\hat{G}(k+1) = \hat{G}(k) + \beta c(k) A(k) \quad (13)$$

onde β é a constante de ganho.

Manipulando-se as equações (8) a (13), resulta:

$$X(k+1) = X(k) + \beta c(k) B(k) \quad (14)$$

$$Y(k+1) = Y(k) + \beta c(k) A(k) \quad (15)$$

A aplicação do algoritmo do gradiente leva à minimização do erro quadrático médio de $c(k)$, ou seja, os erros do ADFE e CE são minimizados conjuntamente, e com isto ocorre uma interação entre ambos. O acoplamento entre os dois é regido pelas equações (14) e (15). Deseja-se, pois, encontrar a expressão que dê a evolução do erro ao longo do tempo, à partir da qual pode-se avaliar o desempenho dos filtros. Para isto, define-se:

$$\epsilon(k) = E\{X'(k) X(k)\} + E\{Y'(k) Y(k)\} \quad (16)$$

como a potência média total dos erros nos coeficientes. Utilizando-se as hipóteses de que $a(k)$ e $b(k)$ são sinais do tipo ruído branco e independentes entre si, chega-se à recorrência [6,9]:

$$\epsilon(k+1) = \{1 - 2\beta\sigma_D^2 + \beta^2\sigma_D^4 L + \beta^2(D^4 - \sigma_D^4)\} \epsilon(k) + \beta^2\sigma_D^2\sigma_n^2 \quad (17)$$

onde $L = M+N+1$ é o número total de coeficientes;

σ_D^2 é a variância dos símbolos quaternários;

$\frac{\sigma_D^4}{D^4}$ é o momento de quarta ordem dos símbolos quaternários;

σ_n^2 é a variância de $n(k)$.

A solução associada à recorrência de $\epsilon(k)$ expressa por (17) é [6,9]:

$$\epsilon(k) = \epsilon_\infty + \rho^k (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) \quad (18)$$

onde ϵ_0 é o erro quadrático médio inicial e

$$\rho = 1 - 2\beta\sigma_D^2 + \beta^2[\sigma_D^4 L + (D^4 - \sigma_D^4)] \quad (19)$$

Após a convergência, tem-se para $\epsilon(k)$:

$$\epsilon_\infty = \frac{\beta\sigma_D^2 L \sigma_n^2}{2\sigma_D^2 - \beta[\sigma_D^4 L + (D^4 - \sigma_D^4)]} \quad (20)$$

A convergência é exponencial segundo a taxa:

$$V_c = 10 \cdot \log \{1 - 2\beta\sigma_D^2 + \beta^2[\sigma_D^4 L + (D^4 - \sigma_D^4)]\} \text{ dB/iter.} \quad (21)$$

se

$$0 < \beta < \frac{2 \sigma_D^2}{\sigma_D^4 L + (D^4 - \sigma_D^4)}$$

A velocidade de convergência é maximizada quando se emprega o ganho ótimo (que minimiza ρ), dado por:

$$\beta_{ot} = \frac{\sigma_D^2}{\sigma_D^4 L + (D^4 - \sigma_D^4)} \quad (22)$$

Neste caso a taxa de convergência e a potência do erro residual ficam:

$$V_c(\beta_{ot}) = 10 \cdot \log \left\{ 1 - \frac{\sigma_D^4}{\sigma_D^4 L + (D^4 - \sigma_D^4)} \right\} \text{ dB/iteração} \quad (23)$$

$$\approx 4,343/L \text{ dB/iteração} \quad (24)$$

$$\varepsilon_{\infty}(\beta_{ot}) \approx \frac{\sigma_n^2}{\sigma_D^2} \quad (25)$$

Por outro lado, a potência média total dos erros em regime é tanto menor quanto menor for β . Portanto, deve haver um compromisso na escolha de β , levando a erros toleráveis em regime, com uma velocidade aceitável.

Quadrando-se a expressão (11) e tirando a média, tem-se:

$$E\{c^2(k)\} = \sigma_D^2 \varepsilon(k) + \sigma_n^2 \quad (26)$$

que é a potência do ruído total sobre o sinal útil a ser detectado. Quando a convergência é atingida (com β_{ot}):

$$E\{c^2(k)\} \Big|_{\text{regime}} \approx 2 \cdot \sigma_n^2 \quad (27)$$

Os resultados mostram que o ADFE e CE podem ser modelados como um único filtro, com $L = N+M+1$ coeficientes, compensando uma resposta impulsiva dada pelo vetor $\dot{H} = [F; G]$.

A hipótese de decisão correta (utilizada na análise anterior) nem sempre é verificada. Durante a fase inicial da adaptação dos casos em que o eco é suficientemente grande para mascarar o sinal recebido, ocorrem muitos erros de decisão [2]. Este caso é de difícil análise e os resultados anteriores só começam a ser válidos quando o detetor passa a acertar as decisões. Na convergência do receptor, neste caso, identificam-se três fases [2]:

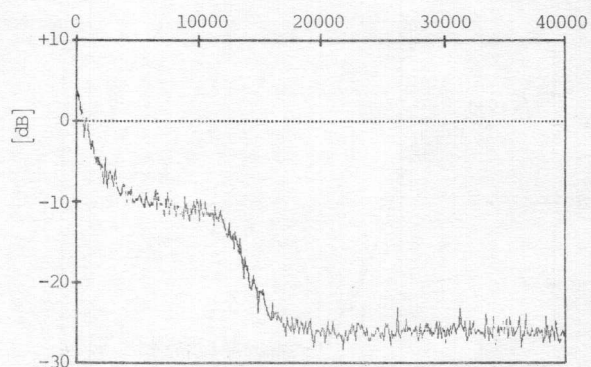
Fase 1: o eco é muito grande e $\hat{b}(k) = a(k)$ com

grande probabilidade. Nesta fase o ADFE funciona como um segundo CE.

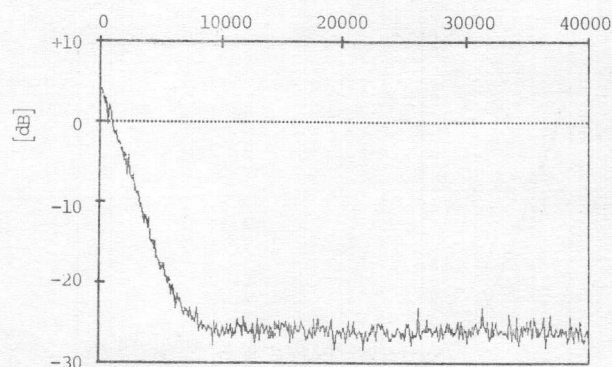
Fase 2: a potência do erro diminui bastante, mas $\hat{b}(k)$ não guarda relação com $b(k)$ nem com $a(k)$. O ADFE não se adapta corretamente e seu comportamento é bastante complicado. No entanto, o CE funciona e a potência do eco residual decresce.

Fase 3: Nesta fase, $\hat{b}(k) = b(k)$ com alta probabilidade e a convergência é como apresentada pelos resultados anteriores.

Na Fig. IV.3 mostra-se as curvas de convergência do erro total em relação à amostra útil do sinal remoto. Estas curvas foram obtidas por simulação. Numa, a decisão é sempre correta; na outra, a decisão ocorre segundo o processo natural do sistema. Percebe-se que na última a convergência é mais lenta. Nas Figs. IV.4 e IV.5 mostra-se para os mesmos casos as curvas de convergência do CE e do ADFE. As simulações realizadas têm demonstrado não ser necessário iniciar a adaptação empregando sequências de treinamento, pois em geral o sistema sempre converge, mesmo realizando livremente as decisões.

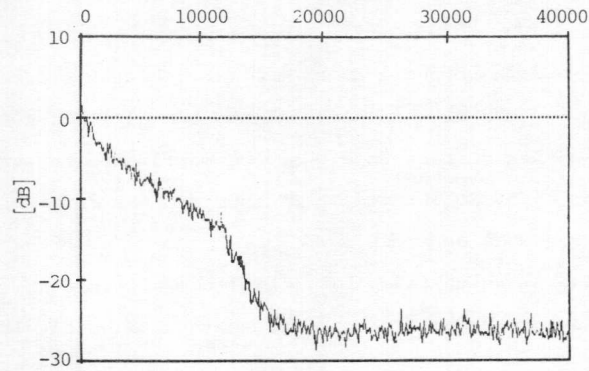


(a) decisão livre

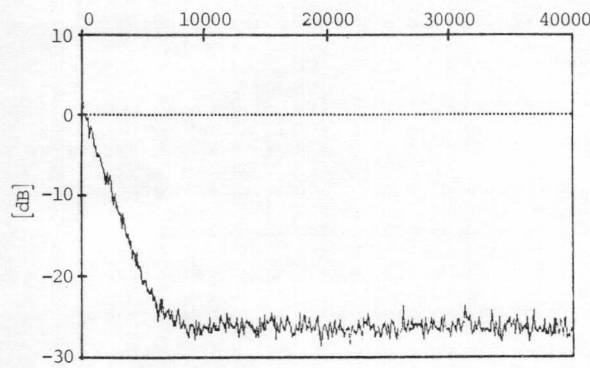


(b) decisão sempre correta

Fig. IV.3 - Convergência de erro total (dB x nº de iter.)

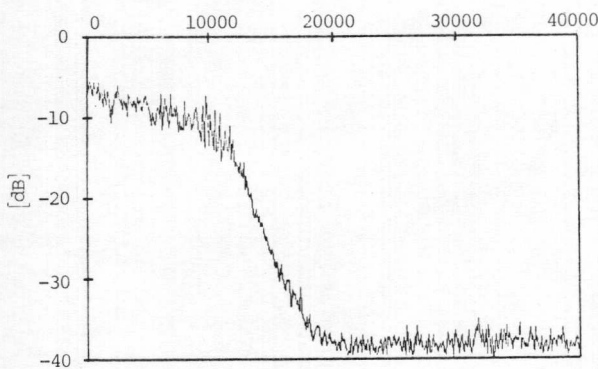


(a) decisão livre

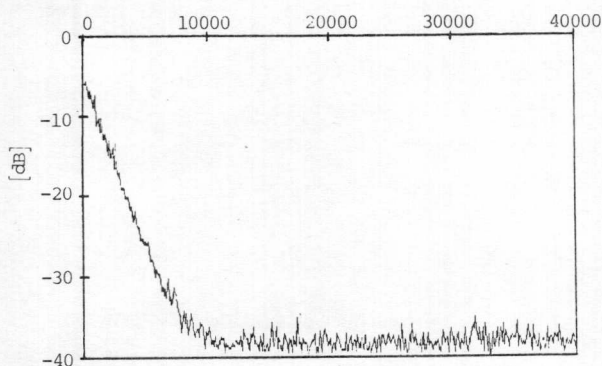


(b) decisão sempre correta

Fig.IV.4 - Convergência do erro do CE (dB x nº de iter.)



(a) decisão livre



(b) decisão sempre correta

Fig.IV.5 - Convergência do erro do ADFE (dB x nº de iter.)

V . ASPECTOS DE IMPLEMENTAÇÃO

Pretende-se implementar todo o sistema de transmissão e recepção na interface U num único circuito integrado, o que coloca certas restrições à implementação. A primeira delas é a conveniência de se implementar cada um dos blocos de forma digital, sempre que possível. As maiores dificuldades advêm da necessidade de realizar um conversor A/D, na recepção, e um D/A, na transmissão, ambos com alta linearidade, dado que o cancelador de eco e o ADFE compensam apenas resposta de sistemas lineares.

O conversor A/D deve ter 12 bits de resolução a fim de que o ruído de quantização não seja significativo frente aos piores casos de amplitude do sinal na recepção. A não linearidade deve ser menor que 72 dB em relação à excursão total do sinal no A/D, o que corresponde a um erro de linearidade menor que 1/2 LSB.

Tal rigidez na especificação dificilmente é atingida, de forma simples e reproduzível na produção seriada, com conversores do tipo aproximação sucessiva. A melhor solução é obtida empregando-se a técnica PDM (Pulse Density Modulation) [10,11]. O D/A pode ser implementado segundo a mesma tecnologia. É possível, contudo, relaxar nestas especificações, simplificando a implementação da parte analógica. Esta solução exige um aumento de complexidade do CE, com adição de novos coeficientes que permitam a compensação de não linearidades [10,11].

A problemática da não linearidade ainda não foi abordada em detalhes pelos autores, sendo parte dos próximos objetivos de estudo.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo abordou-se algumas questões relativas ao desenvolvimento de um sistema de transmissão digital para interface U do Acesso Básico RDSI. Entre elas abordou-se a convergência conjunta dos filtros adaptativos do receptor.

Os tempos obtidos para convergência são suficientemente pequenos para permitir atender as especificações do CCITT quanto a tempos de ativação e desativação. O processo de busca de uma fase ótima de amostragem durante a recuperação de relógio, ocorrendo juntamente com a adaptação do CE e do ADFE, provoca efeitos não abordados neste trabalho. No entanto, em [12] esta ques

tão é considerada e mostra-se que é possível garantir a convergência dentro de padrões satisfatórios de tempo e de erro de regime.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P.F.ADAMS, "A Comparison of Line Codes for the Network Side of the NT1", T1D1.3, Doc. nº T1D1-3/85-236, Nov. 1985.
- [2] T.A.C.M.CLAASEN and N.A.M.VERHOECKX, "Convergence Slow-Down of Joint Adaptive Filters: Interaction of Decision Feedback Equalizer (DFE) and Echo Canceller (EC)", 1'Aquila Workshop on Digital Signal Processing, 1'Aquila, Italy, Sep. 1983.
- [3] P.J.DAVIDSON, "Review of the CCITT Recommendations for Integrated Services Digital Network (ISDN)", Br. Telecom. Technol. J., Vol. 3, nº 4, pp. 46-52, Oct. 1985.
- [4] E.ELOR, "Functional Performance, Network Requirements and Economical Aspects of the U-Interface in Deutsch Bundespost Network", ISSLS 86, pp.239-243, Sep. 1986.
- [5] J.P.de FREITAS e I.S.BONATTI, "Híbridas Telefônicas: análise", RT-33, FEE/UNICAMP, Out. 1986.
- [6] A.G.GRANADO FILHO; E.ALVES e Y.ARAKAKI, "Estudo preliminar de Técnicas de Transmissão Digital na Linha de Assinante", RT-PDS-07/87, PDS-TR1-CPqD-TELEBRÁS, Maio 1987.
- [7] A.G.GRANADO FILHO, "Proposta de uma Arquitetura para a Unidade Aritmética da Interface U", Relatório Interno, PDS-TR1-CPqD-TELEBRÁS, Março 1988.
- [8] J.P.de FREITAS et al., "Modelamento de um Canal Bidirecional de Transmissão Digital na Linha de Assinante", 5ª SBT, pp. 337-341, Set. 1987.
- [9] K.H.MUELLER, "Combining Echo Cancellation and Decision Feedback Equalization", BSTJ, Vol. 58, nº 2, pp. 491-500, Feb. 1979.
- [10] J.C.CANDY, "A Use of Double Integration in Sigma Delta Modulation", IEEE Trans. on Com., Vol. COM-33, nº 3, pp. 249-258, March 1985.
- [11] R.KOCH et al., "A 12-bit Sigma-Delta Analog-to-Digital Converter with a 15-MHz Clock Rate", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-21, nº 6, pp. 1003-1010, Dec. 1986.
- [12] A.G.GRANADO FILHO et al., "Recuperação de Relógio na Linha de Assinante", 6ª SBT, Paraíba, Set.1988.