

ESTUDO COMPARATIVO DE DUAS TÉCNICAS DE CANCELAMENTO DE ECO PARA
TRANSMISSÃO DE DADOS "FULL-DUPLEX" A DOIS FIOS NA BANDA DE VOZ

Walter P. Carpes Jr., Rui Seara e José Carlos M. Bermudez

Laboratório de Instrumentação Eletrônica - LINSE
Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Catarina
C.P. 476 - 88.049 - Florianópolis - SC

RESUMO: Este trabalho apresenta um estudo comparativo das duas técnicas mais utilizadas para o cancelamento de ecos em transmissão de dados "full duplex" a dois fios por rede discada. Na comparação são considerados a dificuldade de implementação, o volume de cálculos e outros aspectos teóricos. São apresentados resultados de simulações para avaliação das propriedades de convergência das implementações estudadas.

ABSTRACT: This work presents a comparative study between the two most employed techniques for echo cancellation in two wires full duplex data transmissions over the public switched network. Difficulty of implementation, amount of calculations and some other theoretical aspects are considered in the comparison. Simulation results are presented to evaluate the convergence properties of the implementations studied.

1. INTRODUÇÃO

Na comunicação de dados através de rede discada (dois fios), a transmissão "full-duplex" torna-se altamente atrativa por simplificar os protocolos de comunicação associados à transmissão "half-duplex", possibilitando assim um aumento substancial na velocidade de transmissão.

O problema básico a ser resolvido na transmissão "full-duplex" a dois fios é a implementação de um sistema eficiente de separação de canais. Isto porque, neste tipo de transmissão, os dados transmitidos e os recebidos estão simultaneamente disponíveis na linha.

Em um sistema de comunicações ideal, a separação de canais seria normalmente realizada pela inclusão de híbridas perfeitas (perfeito casamento entre as impedâncias da híbrida e da linha) nas conversões de 4 para 2 fios ao longo da linha de transmissão [3]. Na prática, entretanto, a rede discada está conectada a várias redes locais, cada uma com sua impedância característica própria. Desta forma, os descasamentos entre as impedâncias das redes locais e as terminações utilizadas para as híbridas provocam o acoplamento entre as duas direções de transmissão no circuito a 4 fios. Este acoplamento faz com que uma importante parcela do sinal transmitido seja refletida para o receptor nas conversões de 4 para 2 fios ao longo da linha. Isto constitui o eco. Como a inserção da híbrida causa atenuações típicas de apenas 10 dB aos sinais indesejáveis, tais sinais de eco devem ser considerados presentes na linha para o projeto do sistema de comunicações.

Na transmissão através da rede telefônica discada pública, o fluxo de dados é codificado e modula uma portadora. A transmissão é, portanto, feita na banda de voz (banda passante) e as taxas de transmissão são relativamente baixas (no máximo até 19,2 Kbps) devido à estreita banda do canal telefônico [1]. Em baixas velocidades (por ex. 2400 bps) utiliza-se, normalmente, técnica de separação de canais por multiplexação em frequência (FDM), onde os sinais transmitido (Tx) e recebido (Rx) ocupam diferentes bandas de frequências. Desta forma, o sinal de eco no receptor é eliminado através de uma simples filtragem. Para taxas de transmissão iguais ou superiores à 4800 bps, não há mais banda passante disponível para FDM e a transmissão deve ser feita com os dois canais (Tx e Rx) ocupando a mesma banda de frequências. Nestes casos, a separação de canais deve ser feita utilizando técnicas de cancelamento de ecos.

A Fig.1 ilustra o princípio de funcionamento do cancelador de ecos. Esta figura representa um modem num dos extremos de uma conexão por linha discada, onde x_k é o sinal transmitido localmente, y_k o sinal distante, r_k o sinal de eco referente a x_k e \hat{r}_k a aproximação do sinal r_k gerada pelo cancelador de ecos. A função do cancelador de ecos é, portanto, estimar a resposta do canal de eco (de algum ponto do transmissor à entrada do receptor), gerando assim uma "réplica" do sinal de eco que, idealmente, deveria ser idêntica ao sinal indesejável que transpassa a híbrida. Desta forma, o eco pode ser cancelado por subtração [2],[4].

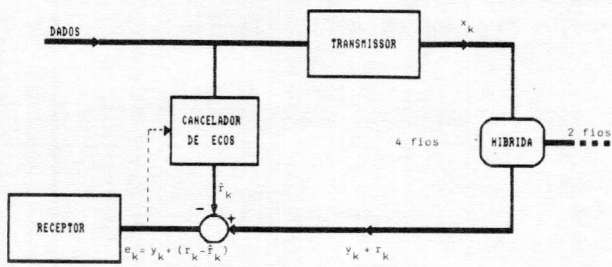


FIG.1 - Princípio de cancelamento de eco

Este cancelamento é geralmente implementado utilizando filtros transversais (FIR) adaptáveis [1]. Os coeficientes do filtro são adaptados de forma a minimizar o valor médio quadrático (potência) do eco residual e_k . Um dos algoritmos mais utilizados para a adaptação é o LMS ("least-mean-square"), devido à sua simplicidade e facilidade de computação, principalmente quando o vetor de entrada (dados transmitidos x_k) e o sinal desejado (eco residual e_k) estão disponíveis em cada iteração [7].

Tradicionalmente, o cancelamento de eco tem sido feito por uma filtragem adaptável dos dados transmitidos, seguida de uma modulação [5]. Mais recentemente, uma nova técnica de implementação foi apresentada [4],[6] visando reduzir o volume de cálculo necessário. Por esta técnica, o processo de modulação é realizado implicitamente pelo filtro adaptável, que opera na banda de passagem.

É interessante a comparação entre estas duas técnicas apresentadas a fim de avaliar as potencialidades de cada uma.

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento destes dois métodos, bem como uma comparação em termos de volume de cálculo, convergência, implementação, etc.

2. APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS

Antes de apresentar cada um dos métodos, é importante destacar algumas características de implementação comuns a ambos. Primeiramente, a forma de modulação é do tipo "Modulação de Amplitude em Quadratura" (QAM), na qual os dados a transmitir são codificados em símbolos complexos os quais modularão uma portadora em amplitude e fase. Além disso, os canceladores terão como entrada os próprios símbolos complexos, em vez de amostras do sinal transmitido. Desta forma, os coeficientes dos filtros de cancelamento devem ser números complexos [1].

2.1. CANCELAMENTO COM FILTRAGEM NA BANDA BÁSICA

O princípio de cancelamento está ilustrado na Fig.2.

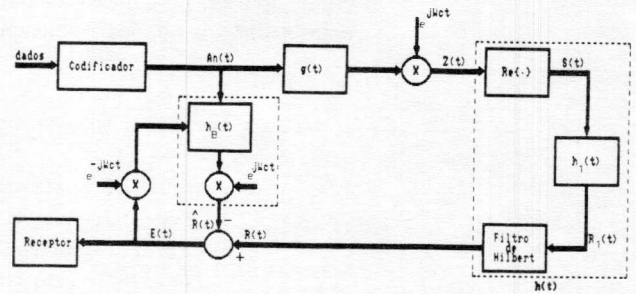


FIG.2 - Cancelamento de eco com filtragem na banda básica

- Definições:
- A_n = seqüência discreta de símbolos complexos na saída do codificador QAM tal que $A_n(t) = \sum_n A_n \delta(t - nT)$;
 - $g(t)$ = resposta ao impulso do conformador de pulsos;
 - ω_c = freqüência da portadora em rad/s;
 - $h_1(t)$ = resposta ao impulso do canal de eco;
 - $h(t) = h_1(t) + j\tilde{h}_1(t)$, onde $\tilde{h}_1(t)$ é a transformada de Hilbert de $h_1(t)$;
 - $S(t)$ = sinal transmitido;
 - $Z(t) = S(t) + j\tilde{S}(t)$, sinal QAM analítico;
 - $R_1(t)$ = sinal de eco;
 - $R(t) = R_1(t) + j\tilde{R}_1(t)$, sinal analítico de eco;
 - $h_B(t)$ = resposta ao impulso do filtro transversal;
 - $\hat{R}(t)$ = sinal analítico de eco estimado;
 - $E(t)$ = sinal analítico de erro;
 - T = intervalo entre símbolos.

Inicialmente, os dados a transmitir são codificados, resultando em uma seqüência de símbolos complexos os quais, após terem seu espectro limitado pelo filtro conformador $g(t)$, são modulados de forma a deslocar seu espectro para a banda de passagem do canal de transmissão. Obtém-se, então, o sinal QAM analítico $Z(t)$ cuja parte real é transmitida.

$$Z(t) = \sum_n A_n g(t - nT) e^{j\omega_c t} = [A_n(t) * g(t)] e^{j\omega_c t} \quad (1)$$

Este sinal, após passar pelo canal de eco, dá origem ao sinal

$$R(t) = Z(t) * h(t) \quad (2)$$

que deve ser idealmente anulado pelo sinal $R(t)$ obtido na saída do cancelador de ecos.

No método apresentado em [5], o cancelador de ecos consiste num filtro transversal adaptável operando na banda básica seguido de um modulador. A adaptação dos coeficientes do filtro é baseada em um critério de minimização da potência do sinal de erro desmodulado. Portanto, empregando esta técnica, a filtragem é totalmente realizada na banda básica (sem

modulação). O cancelamento do eco, no entanto, é realizado na banda passante. No somador, o sinal analítico

$$\hat{R}(t) = [A_n(t) * h_B(t)] e^{j\omega_c t} \quad (3)$$

deverá anular o sinal analítico de eco, que pelas equações (1) e (2) vale

$$R(t) = \{ [A_n(t) * g(t)] e^{j\omega_c t} \} * h(t) \quad (4)$$

ou ainda

$$R(t) = \{ A_n(t) * [g(t) * h(t) e^{-j\omega_c t}] \} e^{j\omega_c t} \quad (5)$$

Após a convergência do algoritmo de adaptação, tem-se idealmente que $\hat{R}(t) = R(t)$ e por comparação das equações (3) e (5) conclui-se que a resposta ao impulso do filtro será dada por

$$h_B(t) = g(t) * h(t) e^{-j\omega_c t} \quad (6)$$

Um estudo cuidadoso desta expressão revela que o processamento realizado corresponde a uma filtragem do tipo passa baixas, uma vez que a resposta do canal para frequências próximas de $\omega = \omega_c$ é transladada para $\omega = 0$.

Convém observar que na maioria das realizações práticas, o sistema será implementado na forma digital em sua quase totalidade. Assim, o filtro adaptável será um filtro digital com coeficientes complexos C_k , modificados a cada iteração de acordo com a equação de recorrência do algoritmo LMS [5]:

$$C_{k+1} = C_k + \beta E(kT_S) b_k^* e^{-j\omega_c kT_S} \quad (7)$$

onde C_k é o vetor de dimensão N dos coeficientes do filtro na k-ésima iteração, T_S é o período de amostragem, β é o fator de convergência, $b_k = [\dots, 0, A_{n+1}, 0, 0, 0, A_n, 0, 0, 0, A_{n-1}, 0, 0, \dots]$ e b_k^* é o complexo conjugado do vetor b_k de N componentes.

2.2. CANCELAMENTO COM FILTRAGEM NA BANDA PASSANTE

Reescrevendo a Equação (1) como

$$Z(t) = A_n(t) e^{j\omega_c t} * g(t) e^{j\omega_c t} \quad (8)$$

e lembrando que $A_n(t)$ é nulo para $t \neq nT$, $Z(t)$ pode ser reescrito como

$$Z(t) = A_n(t) e^{j\omega_c nT} * g(t) e^{j\omega_c t} \quad (9)$$

Aplicando este resultado na Equação (2) tem-se

$$R(t) = A_n(t) e^{j\omega_c nT} * [g(t) e^{j\omega_c t} * h(t)] \quad (10)$$

Esta expressão sugere a implementação da Fig.3 para o cancelador, proposta em [4] e [6].

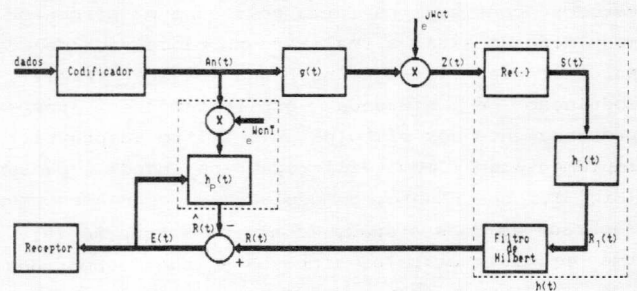


FIG.3 - Cancelamento de eco com filtragem na banda passante

Nesta implementação, os símbolos sofrem uma rotação antes de serem processados pelo filtro adaptável. Na saída do filtro obtém-se então

$$\hat{R}(t) = A_n(t) e^{j\omega_c nT} * h_p(t) \quad (11)$$

Comparando-se as equações (10) e (11) verifica-se que, para um perfeito cancelamento do sinal de eco, a resposta ao impulso do filtro adaptável deve convergir para

$$h_p(t) = g(t) e^{j\omega_c t} * h(t) \quad (12)$$

Utilizando as propriedades da convolução pode-se reescrever a Equação (12) na seguinte forma:

$$h_p(t) = [g(t) * h(t) e^{-j\omega_c t}] e^{j\omega_c t} = h_B(t) e^{j\omega_c t} \quad (13)$$

Conseqüentemente, a resposta em frequência do filtro adaptável corresponderá ao espectro de frequências de $h_B(t)$ transladado de ω_c rad/s. Assim, neste caso, o processamento realizado será uma filtragem do tipo passa faixa com resposta em frequência centrada em $\omega = \omega_c$.

As observações acima mostram que utilizando esta implementação tanto a filtragem quanto o cancelamento serão realizados na banda passante. O sinal de erro minimizado será então o próprio sinal na saída do somador, sem a necessidade da desmodulação. Isto deve ficar claro pela observação da Fig.3.

A equação de adaptação dos coeficientes do filtro pelo algoritmo LMS será dada por

$$C_{k+1} = C_k + \beta E(kT_S) b_k^* \quad (14)$$

onde $b_k^* = b_k e^{j\omega_c nT}$ é o vetor que contém os símbolos após a rotação.

3. COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS

Comparando as figuras (2) e (3) e considerando as análises feitas nos itens anteriores, verifica-se que a diferença básica entre os dois métodos consiste na forma pela qual o processo de modulação do sinal é realizado no cancelador de ecos. No caso de filtragem na banda básica (Fig.2), a modulação é efetuada explicitamente após o processamento dos símbolos pelo filtro adaptável. Na implementação com filtragem na banda passante (Fig.3), no entanto, a modulação é convenientemente separada em duas etapas, conforme a Equação (9). Em uma primeira etapa os símbolos A_n são submetidos a uma rotação de fase proporcional ao produto $\omega_c T$. Em seguida, os símbolos resultantes são processados pelo filtro adaptável, cuja resposta ao impulso incorpora uma versão modulada da resposta $g(t)$ do conformador de pulsos, como mostra a Equação (12).

Comparando as equações (7) e (14), referentes à atualização dos coeficientes dos filtros adaptáveis, vê-se claramente que o método com filtragem na banda passante envolve menos computação, uma vez que não há necessidade de desmodulação do sinal de erro. Além disso, na maioria das aplicações práticas, a rotação dos símbolos é de fácil implementação devido a relações existentes entre a frequência da portadora e a taxa de símbolos.

A Tabela 1 apresenta o número de operações reais por iteração para cada um dos métodos, considerando filtros com N coeficientes. Na determinação do número de operações, cada multiplicação complexa foi computada como quatro multiplicações e duas somas. Além disso, apenas a parte real do sinal de erro foi utilizada para a adaptação dos coeficientes. Isto facilita bastante a implementação, embora a velocidade de convergência seja reduzida à metade [5].

TABELA 1 - Número de operações por iteração

	CANCELAMENTO COM FILTRAGEM NA BANDA BÁSICA		CANCELAMENTO COM FILTRAGEM NA BANDA PASSANTE	
	N de (x)	N de (+)	N de (x)	N de (+)
FILTRAGEM	4N	4N	2N	2N
ATUALIZAÇÃO	6N + 1	4N + 1	2N + 1	2N + 1
ROTACAO	-	-	4	2
MODULACAO	2	1	-	-
TOTAL	10N + 3	8N + 1	4N + 5	4N + 3

Pelos resultados apresentados verifica-se que o cancelamento com filtragem na banda passante reduz o número de multiplicações e de adições em cerca de 60% e 50%, respectivamente. Isto representa uma grande diminuição no tempo total de

processamento, permitindo um melhor aproveitamento do processador utilizado. Além disso, o cancelamento com filtragem na banda básica utiliza modulação e desmodulação, o que requer tabelas de funções trigonométricas, tornando o "hardware" mais complexo e aumentando o tempo de processamento. Quanto à rotação dos símbolos, esta se reduz, na maioria dos casos práticos, a uma operação extremamente simples devido às relações existentes entre a frequência da portadora (f_c) e a taxa de símbolos ($1/T$). Por exemplo, para $f_c = 1800$ Hz e $T = 1/2400$ s, a rotação se reduz à multiplicação do símbolo pelo fator $(-j)^n$. Outro fator favorável ao cancelamento com filtragem na banda passante é que a rotação de símbolos é feita a intervalos de T segundos, enquanto que a modulação e a desmodulação mencionados acima devem ser operadas a cada T_s segundos onde $T_s < T$.

4. SIMULAÇÕES

Os dois métodos anteriormente descritos foram simulados a fim de avaliar suas características de convergência, onde os seguintes parâmetros foram utilizados:

- Taxa de símbolos ($1/T$) = 2400 Hz;
- Frequência da portadora (f_c) = 1800 Hz;
- Frequência de amostragem ($1/T_s$) = 9600 Hz;
- Resposta ao impulso do filtro conformador, $g(t)$, do tipo $\text{sinc}(\cdot)$ ponderada pela janela de "Hamming" com 32 coeficientes;
- Resposta do canal de eco $h_1(t) = h_0(t - T_a)$ com $T_a = 3,54$ ms e $h_0(t)$ a função cujo espectro é um "raised cosine" com 20 dB de atenuação em 4 KHz;
- Símbolos de entrada tomados no subconjunto de estados utilizado para a seqüência de treinamento para transmissão em 9600 bps dada pela recomendação V.32 do CCITT;
- Valor do fator de convergência (β) ótimo em termos de velocidade de convergência, comum a ambos os métodos [5], [4];
- Filtros transversais adaptáveis com 100 coeficientes.

É importante mencionar que, devido ao fato da frequência de amostragem ser maior que a taxa de símbolos, cada cancelador foi implementado como uma combinação paralela de subcanceladores independentes, cada um operando na taxa de símbolos, a fim de minimizar o número de operações por iteração [5].

A Fig.4 mostra o gráfico do eco residual (normalizado) em função do número de iterações para cada um dos métodos. O resultado apresentado corresponde a uma média de 10 simulações com diferentes seqüências de símbolos de entrada. Pode-se ver facilmente, pela superposição quase perfeita das curvas, que os dois métodos são equivalentes em termos de velocidade de convergência e do valor do eco residual.

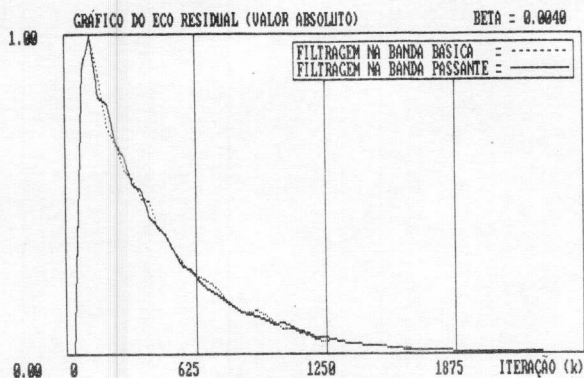


FIG.4 - Características de convergência dos métodos

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma comparação entre duas implementações de canceladores de eco; uma em que a filtragem é realizada na banda básica e outra com filtro adaptável operando na banda passante. Foram considerados na comparação a facilidade de implementação, o volume de cálculo e alguns aspectos teóricos associados. Além disso, foram apresentados resultados de simulações com o objetivo de avaliar as implementações em termos de velocidade de convergência e do valor do eco residual. Foi demonstrado que, para performances equivalentes quanto à convergência, o cancelamento com filtragem na banda passante leva a uma implementação mais simples e requer cerca de metade do número de multiplicações, sendo portanto superior.

NOTA - Este trabalho foi parcialmente financiado pela ELEBRA TELECON S.A. através do contrato nº 017187.

6. REFERÊNCIAS

- [1] - D. G. Messerschmitt, "Echo cancellation in speech and data transmission", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-2, págs. 283-297, março de 1984.
- [2] - K. H. Mueller, "A new digital echo canceller for two-wire full-duplex data transmission", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-24, págs.956-962, setembro de 1976.
- [3] - M. M. Sondhi e D.A. Berkley, "Silencing echoes on the telephone networks", IEEE Proceedings, vol. 68, págs. 948-963, agosto de 1980.
- [4] - J. J. Werner, "An echo-cancellation-based 4800 bit/s full-duplex DDD modem", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-2, págs.722-730, setembro de 1984.
- [5] - S. B. Weinstein, "A passband data-driven echo canceller for full-duplex transmission on two-wire circuits", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-25, págs. 654-666, julho de 1977.
- [6] - L. Guidoux e B. Peuch, "Binary passband echo canceller in a 4800 bit/s two-wire duplex modem", IEEE Journal on Selected Areas on Communications, vol. SAC-2, págs.711-721, setembro de 1984.
- [7] - B. Widrow e S. Stearns, "Adaptive signal processing", Prentice-Hall signal processing series, New-Jersey, 1985.