

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CANCELADOR DE ECO PARA TRANSMISSÃO DE VOZ VIA  
SATÉLITE - PROPOSTA DE UMA NOVA IMPLEMENTAÇÃO

Este exemplar corresponde à e [ ] da tese  
defendida por CARLOS JOSÉ DE CAMPOS  
MATOS [ ] pela Comissão  
Julgadora em 06.12.91.

*João M. T. Romano*  
Orientador

CARLOS JOSÉ DE CAMPOS MATOS

Orientador:

Prof. Dr. JOÃO MARCOS T. ROMANO

Tese apresentada à Faculdade de  
Engenharia Elétrica da Universidade  
Estadual de Campinas - UNICAMP -  
como parte dos requisitos exigidos  
para obtenção do título de MESTRE  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

NOVEMBRO DE 1991

Com saudade e amor

dedico este trabalho a meu pai,

José Gaspar de Matos

## AGRADECIMENTOS

No curso deste trabalho, surgiram vários obstáculos que para serem vencidos, pude contar com o amor, carinho e compreensão de pessoas que me são muito caras.

A elas, o meu amor e o reconhecimento de que sozinho a vida não teria o colorido que tem.

Carlos José de Campos Matos

# CANCELADOR DE ECO PARA TRANSMISSÃO DE VOZ VIA SATÉLITE - PROPOSTA DE UMA NOVA IMPLEMENTAÇÃO

## ÍNDICE

### CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO .....	1
------------------	---

### CAPÍTULO 2

O PROBLEMA DO ECO EM TELECOMUNICAÇÕES E ALTERNATIVAS PARA ELIMINÁ-LO	
2.1. INTRODUÇÃO .....	3
2.2. O ECO NA TRANSMISSÃO DE VOZ .....	4
2.3. TRATAMENTO DO ECO EM LIGAÇÕES TELEFÔNICAS .....	7
2.3.1. Supressor de Eco .....	8
2.3.2. Cancelador de Eco .....	9
2.4. ALGORITMOS COMPLEMENTARES PARA O CANCELAMENTO DO ECO	
2.4.1. Algoritmo para Detecção de Sinal do Assinante Próximo .....	13
2.4.2. Supressor de Eco Residual .....	14
2.4.3. Conversão $\mu$ -LAW/Linear e Linear/ $\mu$ -LAW .....	15
2.5. O ECO NA TRANSMISSÃO POR CANAL DE DADOS .....	15
2.6. SUMÁRIO .....	17

## CAPÍTULO 3

### ESTUDO COMPARATIVO DE DOIS ALGORITMOS PARA CANCELAMENTO DE ECO

3.1. INTRODUÇÃO .....	18
3.2. A ESTRUTURA FIR .....	19
3.3. O ALGORITMO DO GRADIENTE .....	21
3.4. ALGORITMO PARA CANCELAMENTO DO ECO EM TRANSMISSÕES DE VOZ ...	24
3.5. ALGORITMO DE ADAPTAÇÃO PROPOSTO .....	27
3.6. COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS .....	29
3.7. SUMÁRIO .....	33

## CAPÍTULO 4

### DETERMINAÇÃO DO CAMINHO DE EXTENSÃO

4.1. INTRODUÇÃO .....	48
4.2. CONDICIONAMENTOS E OBJETIVOS DA SOLUÇÃO .....	48
4.3. PESQUISA DE POSSÍVEIS SOLUÇÕES DO PROBLEMA .....	50
4.4. O ALGORITMO "LOCALIZA ATRASO" .....	54
4.5. SUMÁRIO .....	62

## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS FINAIS E CONCLUSÃO

5.1. INTRODUÇÃO .....	69
5.2. AVALIAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO .....	69
5.3. CONCLUSÃO .....	71
REFERÊNCIAS .....	83

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

Os canceladores de eco são dispositivos largamente empregados em ligações telefônicas via satélite. A necessidade desses dispositivos nasce da conversão da transmissão em duas vias para uma via, e vice-versa, através de híbridas em um ponto qualquer do enlace terrestre. O ponto onde ocorre a conversão é imprevisível, já que um canal de voz do satélite que está ligado a um dado cancelador atende a diferentes usuários em ligações sucessivas. O cancelador tem portanto o papel de se ajustar às diferentes condições impostas a cada nova ligação.

O objetivo inicial deste trabalho limitava-se ao estudo de canceladores de eco para voz, visando adquirir conhecimentos sobre a aplicação de filtros digitais adaptativos nesses dispositivos. Entretanto, durante o estudo de vários documentos técnicos sobre o assunto, visualizou-se uma alternativa à configuração clássica empregada nos canceladores, quando implementados com lógica digital. Um primeiro estudo desta alternativa foi então desenvolvido e tornou-se a principal contribuição deste trabalho.

Basicamente, propõe-se um método para se encontrar o tempo de atraso que sofre o sinal ao trafegar pelo canal, entre as entradas do cancelador e a híbrida. Conforme é detalhado no segundo capítulo, em um cancelador de eco para a voz, a maior parte dos coeficientes de seu filtro adaptativo tem a finalidade de cobrir este tempo de atraso. Neste capítulo é feita uma descrição das origens e soluções para o problema do eco em função das distâncias envolvidas na transmissão.

Encontrando-se um método de determinação do atraso sofrido pelo sinal (que em suma determina a que distância está a híbrida do cancelador), as vantagens alcançadas com a redução do número de coeficientes do filtro adaptativo são imediatas. O capítulo três aborda uma destas vantagens, consequência imediata da redução do número de coeficientes do filtro. É demonstrado que um filtro adaptativo com apenas o número de coeficientes necessários à identificação da híbrida tem maior capacidade de perseguir variações do sinal. Também neste capítulo, se realizam comparações entre dois algoritmos para cancelamento de eco em sinais de

voz: um publicado em um documento técnico da Texas Instruments e outro, proposto neste trabalho, que explora o menor número de coeficientes do filtro.

Um esforço considerável foi empregado para encontrar um método que localizasse o tempo de atraso sofrido pelo sinal entre cancelador e híbrida. Não foi encontrado na literatura nenhum procedimento já estabelecido para fazê-lo com as restrições impostas pela aplicação. A mais importante das restrições é que o método pudesse ser empregado em tempo real, uma vez que a cada nova ligação necessitaria ser utilizado novamente. O capítulo quatro expõe o desenvolvimento do método empregado na localização do tempo de atraso e as restrições com as quais se trabalhou.

Para finalizar, o capítulo cinco mostra os resultados alcançados com a nova implementação, ressaltando a necessidade de um maior estudo sobre o método que determina o atraso do sinal. As atenuações encontradas para o eco em sinais de prova com espectro plano estão dentro das determinações da recomendação do CCITT, apesar do tempo máximo de convergência nem sempre ser respeitado. Entretanto este método abre caminho para uma nova solução do problema do eco nas transmissões do sinal de voz.

## CAPÍTULO 2

### O PROBLEMA DO ECO EM TELECOMUNICAÇÕES E ALTERNATIVAS PARA ELIMINÁ-LO

#### 2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será descrito como o eco surge na comunicação de voz via satélite e dois métodos para evitar seu efeito. O primeiro dos métodos, conhecido como supressor de eco, foi aplicado inicialmente nas comunicações e se caracteriza pela sua simplicidade de operação e implementação. Entretanto, para determinados tipos de enlace os supressores de eco não operam satisfatoriamente, como é descrito adiante, diminuindo assim a qualidade da comunicação. O segundo método, conhecido como cancelador de eco, faz uso de técnicas de processamento digital de sinais que podem ser implementadas neste tipo de aplicação graças à eficiência dos circuitos integrados VLSI (Very Large Scale Integration). Apesar de mais complexos quando comparados aos supressores de eco, os canceladores de eco apresentam uma performance muito superior.

Inicialmente, será definido o que é o fenômeno do eco.

Denomina-se eco ao efeito em que uma fonte geradora de sinal recebe de volta o sinal que emitiu, com ou sem distorção. O intervalo de tempo entre a emissão do sinal e seu retorno pode assumir qualquer valor, podendo inclusive ser nulo. Este intervalo de tempo é conhecido como "tempo de propagação do eco", ou simplesmente "tempo de propagação".

O eco, que em algumas aplicações pode formar efeitos interessantes, é geralmente indesejável e mesmo intolerável em redes de comunicações, sejam elas de voz ou de dados. O prejuízo que o eco pode causar no estabelecimento de uma comunicação cresce à medida que aumenta o tempo de propagação do eco no meio.

Este capítulo estudará as causas do eco em canais de comunicação de voz e de dados, além de apresentar os dois dispositivos já mencionados para diminuir seu efeito. Nos capítulos seguintes, será dada ênfase à eliminação do eco em transmissões de voz a grandes distâncias pela rede telefônica.

## 2.2. O ECO NA TRANSMISSÃO DE VOZ

O eco é um fenômeno existente em qualquer ligação telefônica. Quando a ligação se estabelece a dois fios, ou seja, quando apenas um par de fios liga um assinante ao outro, sua causa é a reflexão do sinal transmitido por descasamento de impedâncias na linha. A figura 2.1 ilustra este fenômeno.



FIG. 2.1 - Sinal emitido pelo assinante 1 e refletido quando, ao chegar ao assinante 2, encontra uma impedância descasada.

No entanto, o efeito deste eco não prejudica a comunicação, uma vez que o tempo de propagação do sinal é suficientemente pequeno para que o ser humano não perceba o seu efeito.

Para ligações telefônicas a distâncias maiores que 56 km são necessários canais separados para cada direção da transmissão [1]. Neste caso, a fonte do eco está relacionada à topologia empregada no estabelecimento da comunicação. A figura 2.2 ilustra como se estabelece uma ligação, por exemplo, via satélite.

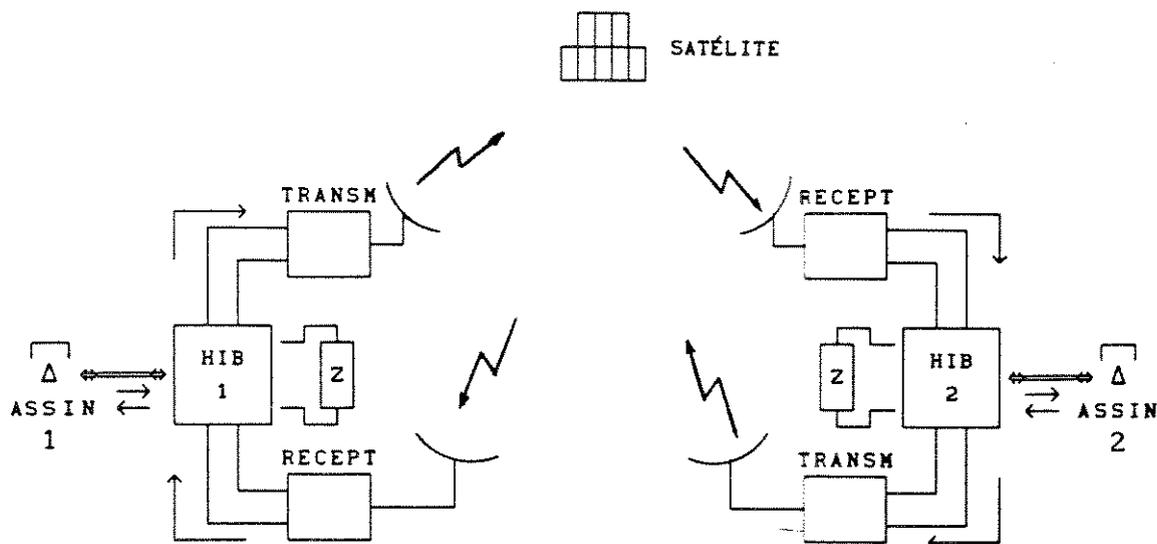


FIG. 2.2 - Diagrama simplificado de uma transmissão telefônica via satélite onde se percebe que, após a híbrida, os caminhos dos sinais emitidos pelos assinantes 1 e 2 são separados.

Pela figura 2.2 vê-se que as falas dos assinantes 1 e 2 compartilham a mesma linha física apenas no trecho que vai do telefone até um dispositivo chamado híbrida. Neste dispositivo os sinais são separados para prosseguirem caminho. Isto se faz necessário por dois motivos [1]:

- i) transmissões a longa distância necessitam de amplificação e o amplificador é um dispositivo de um só sentido e
- ii) para diminuir os custos do sistema, diversos sinais a serem transmitidos são, em geral, multiplexados em uma mesma portadora. Isto implica em que os sinais que formam uma conversação sejam separados para serem multiplexados em portadoras distintas (uma para cada sentido da conversação).

A separação dos sinais, necessária pelos motivos acima, é feita através de uma híbrida.

A híbrida é um dispositivo com quatro pares de terminais (braços), cujo princípio de funcionamento consiste em transmitir um sinal aplicado a um braço aos braços adjacentes, impedindo sua passagem ao braço oposto. A figura

2.3 mostra exemplos de implementação de híbridas passivas.

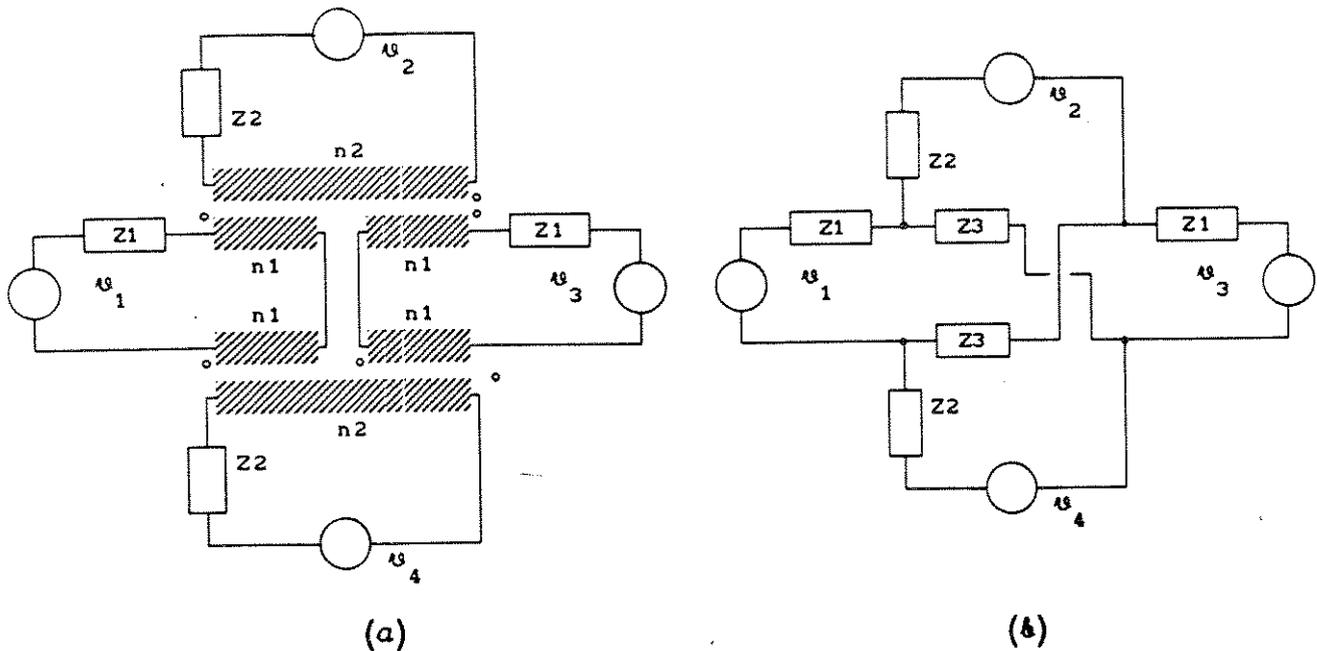


FIG. 2.3 - Exemplos de híbridas: a) híbrida com transformador  
b) híbrida resistiva.

Procedendo-se à análise de ambos os circuitos mostrados na figura 2.3, considere-se  $Z_1 = Z_2$  em "a" e  $Z_1 = Z_2 = Z_3$  em "b", mantenha-se a fonte  $v_1$  e iguale-se a zero as outras fontes. Desta forma o sinal gerado por  $v_1$  será transmitido às cargas  $Z_2$ , porém nada será transmitido para a carga  $Z_1$  oposta, desde que as cargas estejam perfeitamente casadas. Entretanto, é impossível na prática um perfeito casamento das cargas, motivando o fraco desempenho da híbrida em evitar o eco, como será visto adiante.

Em um circuito de transmissão, a fonte  $v_1$  seria o par de linhas vindo do assinante,  $v_2$  e  $v_4$  seriam a entrada do Transmissor e a saída do Receptor respectivamente, enquanto que  $v_3$  não existiria, sendo a carga ligada neste braço chamada de impedância de balanço.

A parcela de  $v_1$  que chega a  $v_4$  não tem efeito já que deste lado da híbrida os amplificadores estão em sentido oposto.

A fala que chega do assinante 2 à parte inferior da híbrida 1, tomando-se ainda a figura 2.2 como referência, não deveria alcançar o braço oposto. Para que isto ocorra, é necessário que a impedância  $Z$  esteja perfeitamente casa-

da com a impedância da linha telefônica. No entanto, esta última irá variar de assinante para assinante em função das distâncias e dos circuitos encontrados para cada um e do número de telefones conectados em uma linha. Além disso, a impedância varia também no tempo para um mesmo assinante, devido principalmente aos movimentos da cápsula transmissora do telefone.

O descasamento entre a impedância de balanço  $Z$  e a linha provoca a passagem de parte do sinal proveniente da saída do receptor para a entrada do transmissor. Portanto, uma amostra filtrada do sinal que chega à híbrida será retransmitida para a fonte que o gerou, provocando o eco. Existem ainda outras fontes de eco, como os descasamentos de impedância em algum ponto da linha, mas pode-se considerar como a principal o descasamento de impedâncias na híbrida [1]. Alguns trabalhos dão como atenuação típica de uma híbrida 11 dB [2] [3], outros 6 dB [4]. A atenuação que o sinal do eco deve sofrer para que seja aceitável, varia com o tempo de propagação. O CCITT regulamentou esta dependência segundo avaliações subjetivas quanto ao nível de prejuízo causado pelo eco em uma conversação [2].

Quando além da híbrida nenhum dispositivo adicional é utilizado para se evitar o eco, atenuadores são colocados na linha com atenuação em função do tempo de propagação, até se atingirem os valores regulamentados pelo CCITT. Assim, o sinal é atenuado quando transmitido, sendo que o eco produzido é novamente atenuado no retorno. Em outras palavras, o assinante ouvirá o eco de sua voz atenuado duas vezes se comparado com quando não há atenuação imposta na linha. No entanto, esta prática prejudica a comunicação, uma vez que também atenua o sinal que se deseja transmitir, sendo absolutamente imprópria para transmissões a distâncias maiores que 6.000 Km [1].

### 2.3. TRATAMENTO DO ECO EM LIGAÇÕES TELEFÔNICAS

Como foi visto no item anterior, o simples aumento da atenuação do circuito de comunicação, com a finalidade de minimizar o efeito do eco, causa perdas no próprio sinal que se quer transmitir com conseqüente piora na relação sinal-ruído. No entanto, analisando-se uma conversação telefônica típica, percebemos que na grande maioria das vezes apenas um dos assinantes está falando, enquanto o outro apenas escuta. Os momentos em que há fala simultânea (double-

talk) são, em geral, pouco frequentes e curtos. A partir desta constatação desenvolveu-se um dispositivo, chamado supressor de eco, que explora esta característica. A seguir, descreve-se o princípio de funcionamento de um supressor de eco.

### 2.3.1. Supressor de Eco

O diagrama simplificado de uma ligação telefônica utilizando supressores de eco pode ser visto na figura 2.4.

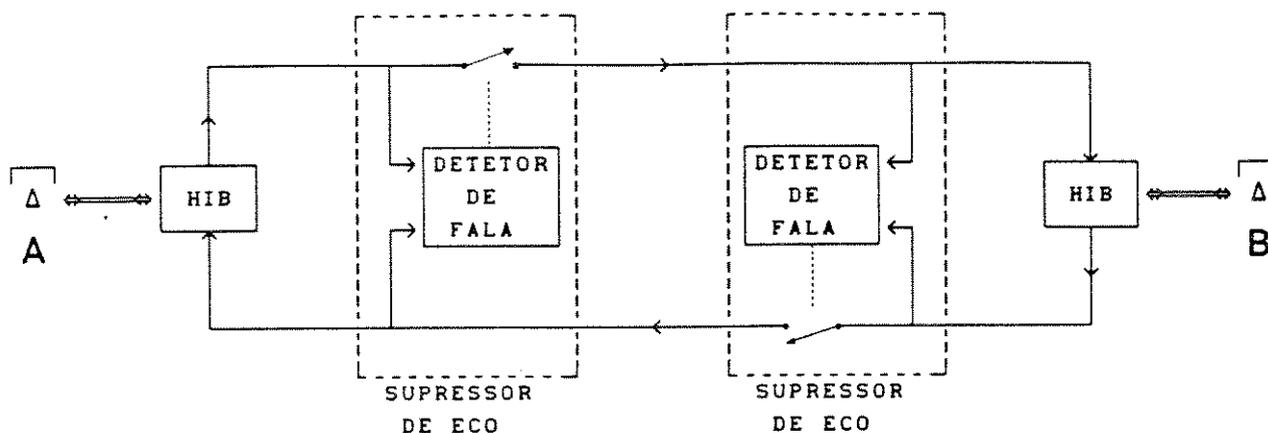


FIG. 2.4 - Ligação telefônica utilizando supressores de eco.

O princípio de funcionamento do supressor de eco consiste em aumentar consideravelmente a atenuação na transmissão do sinal que sai da híbrida, quando há sinal recebido pelo outro extremo e não há sinal proveniente do assinante próximo. Em outras palavras, considere-se que A está falando e B calado; então, o supressor de eco do lado B promoverá uma atenuação maior que 50 dB para os sinais que saem desta híbrida em direção a A. Se no entanto B emitir sinal, o que pode ser detetado pelo aumento de potência do sinal na saída da híbrida sem um aumento correspondente na entrada, a atenuação se reduz a 0 dB. O mesmo princípio de funcionamento se aplica ao supressor de eco do lado A.

Adicionalmente, se os dois assinantes estão falando simultaneamente ou se nenhum dos dois está falando em um dado momento, os supressores de eco não oferecerão atenuação ao sinal. Este procedimento se justifica pelo fato de que na prática observa-se que, quando há fala simultânea, o prejuízo causado pelo eco fica reduzido.

Os supressores de eco apresentam, entretanto, um efeito indesejável. Devido ao tempo requerido para se detectar que há sinal do assinante próximo e ao tempo de chaveamento para a redução da atenuação imposta pelo supressor, percebe-se um efeito de retalhamento (chopper) dos primeiros sons da fala do assinante próximo. Em particular, quando o assinante distante está falando e repentinamente é objetado pelo assinante próximo, o primeiro poderá não receber a mensagem completa [1],[3]. Na realidade, foi levantado um percentual de 20% de probabilidade de um assinante interromper a fala do outro [1]. Quando atrasos maiores que 600 ms são encontrados, caso das transmissões via satélite, a conversação com supressores de eco é altamente prejudicada [1].

Uma explicação mais detalhada do supressor de eco, assim como sua classificação segundo o tempo de propagação, pode ser encontrada em [1] e [2].

Com a intenção de tornar mais fluente a comunicação entre os assinantes, vêm sendo utilizados dispositivos chamados canceladores de eco. Estes dispositivos, embora muito mais complexos que os supressores de eco, eliminam os efeitos negativos causados por estes últimos e se adaptam às diferentes distâncias e atenuações do circuito de comunicação. O princípio de funcionamento dos canceladores de eco para sinais de voz é exposto no próximo item.

### 2.3.2. Cancelador de Eco

Os canceladores de eco aplicam técnicas conhecidas de processamento digital de sinais. No entanto, sua implementação em tempo real só foi possível depois do surgimento de circuitos integrados VLSI de alta velocidade de processamento. Isto porque as técnicas empregadas exigem a realização de centenas de operações aritméticas (em geral com pelo menos 16 bits), entre o tempo de duas amostras do sinal de entrada. No caso do sinal de voz transmitido por canal telefônico este tempo corresponde a 125 micro segundos (amostragem de 8 kHz).

O princípio de funcionamento do cancelador de eco é, de fato, simples. Consiste em subtrair, do sinal enviado ao assinante distante, o sinal relativo ao eco. A figura 2.5 ilustra este conceito.

Pode-se observar pela figura 2.5 que o cancelador de eco faz uso de um filtro digital adaptativo. Conforme será resumidamente apresentado no capítulo

3, os filtros digitais adaptativos ajustam seus parâmetros em função da diferença ("e" na figura 2.5) entre o sinal referência ( $y_r$ ) e o resultante da filtragem ( $y$ ), de maneira a minorá-la em algum sentido. No caso dos canceladores de eco para voz, esta adaptação se dará sempre que não houver sinal do assinante próximo ( $u = 0$ ), por motivos explicados mais adiante.

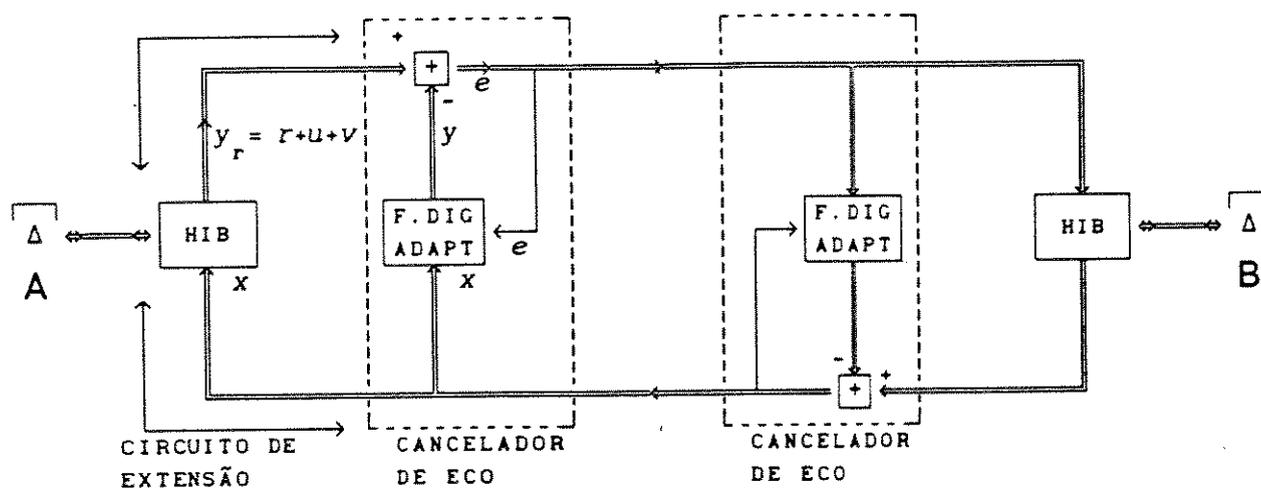


FIG. 2.5 - Ligação telefônica utilizando cancelador de eco.

Para explicar o princípio de funcionamento do cancelador de eco, consideremos o lado relativo ao assinante A do diagrama ilustrado na figura 2.5. Os sinais representados nesta figura são:

- $x$  → sinal que chega à híbrida proveniente do assinante distante;
- $r$  → sinal que atravessa a híbrida devido ao descasamento entre a linha e a impedância de balanço (eco);
- $u$  → sinal gerado pelo assinante próximo, neste caso, assinante A;
- $v$  → ruído gerado no par telefônico, em geral modelado como sendo branco e gaussiano;
- $y$  → sinal na saída do filtro adaptativo (eco sintetizado) que deverá ser a melhor estimativa possível de  $r$ ;
- $y_r$  → sinal que chega ao cancelador de eco, dado pelo eco adicionado de ruído e de sinal do assinante próximo;

$e \Rightarrow$  sinal na saída do cancelador de eco;

Pela simples análise da figura 2.5 percebe-se que se a função de transferência do filtro adaptativo for igual à do caminho do eco, então "y" será igual a "r" e o eco desaparecerá por completo no braço superior da ligação, restando apenas o sinal emitido pelo assinante próximo ( $u$ ) e o ruído ( $v$ ). Observa-se também que o eco que um assinante perceberia de sua própria voz, é eliminado no outro extremo da ligação.

Deve-se ressaltar que "r" não é apenas o sinal "x" atrasado no tempo. Se assim fosse, o filtro adaptativo se resumiria a um circuito de atraso. No entanto, devido à híbrida apresentar uma resposta não plana para o eco, o sinal "r" corresponde a uma filtragem do sinal "x".

A híbrida pode tipicamente ser modelada por um filtro passa-tudo com fase não linear, segundo trabalho da Bell Telephone Laboratories apontado por Fan e Jenkins [4]. No entanto, o descasamento entre a híbrida e a linha, e portanto também sua função de transferência, varia de ligação para ligação, como também dentro de uma mesma ligação (variação no tempo). A variação da função de transferência no tempo em uma mesma ligação é lenta, provocada por fatores ambientais e predominantemente pelos movimentos no captador do telefone. Este fato obriga à permanente adaptação do filtro digital adaptativo às características do canal.

A híbrida em si, apresenta na média uma resposta ao impulso com duração na ordem de 4 ms. Entretanto, o caminho percorrido pelo sinal entre as entradas do cancelador de eco pode conter distâncias equivalentes a atrasos planos na ordem de 10 ms, devido ao posicionamento do cancelador com relação à híbrida [1],[5],[6]. A parcela do canal entre o cancelador e a híbrida próxima é conhecida como "circuito de extensão" (tail circuit em inglês [5],[6]) e representa o caminho do eco. Observe-se que o circuito de extensão não inclui o caminho até o satélite, pois se localiza entre o cancelador e a híbrida próxima.

O problema básico do cancelamento de eco resume-se, portanto, a encontrar a função de transferência que melhor represente o sistema composto pelo circuito de extensão, híbrida e cargas associadas. Este é um problema típico de identificação de sistemas, e pode ser resolvido com eficiência e precisão a par-

tir de técnicas de processamento digital de sinais. Para tal, é necessário que o filtro adaptativo empregado seja de ordem suficiente para a identificação do sistema completo, o que implica em dizer, no caso de utilização de filtros FIR, que o número de coeficientes do filtro seja maior ou igual à resposta ao impulso significativa do sistema.

Nos canceladores de eco estudados ([1],[5] e [6]), foram utilizados 128 coeficientes. Como a híbrida tem uma resposta ao impulso típica de 4 ms, ela precisaria apenas de 32 coeficientes para ser identificada (amostragem de 8 kHz). Os restantes 96 coeficientes utilizados nestas implementações são para acomodar circuitos de extensão de até 12 ms. Isto corresponde a uma distância percorrida pelo sinal de voz de até 3.600 Km (ida e volta).

É justamente explorando esta característica do caminho do sinal de eco, que este trabalho propõe uma nova implementação para os canceladores de eco. Basicamente, a idéia é localizar o tempo de atraso entre híbrida e cancelador, atrasando-se o sinal "x" deste tempo dentro do cancelador para que depois seja processado pelo filtro. Procedendo-se desta forma, pode-se reduzir o número de coeficientes do filtro digital adaptativo, que compõe o cancelador de eco, ao estritamente necessário para identificar somente a híbrida. Conseqüentemente, o número de coeficientes do filtro adaptativo fica reduzido em 4 vezes.

Esta redução na ordem do filtro pode ser aproveitada no aprimoramento do algoritmo de adaptação e/ou no cancelamento de eco de mais de um canal por microprocessador. Neste trabalho, aproveita-se a redução do número de coeficientes para obter com precisão o valor da potência do sinal dentro do filtro. Este valor será usado no cálculo do passo de adaptação, o que influencia de modo determinante a velocidade de convergência do algoritmo e o poder de rastreamento do sinal, como será mostrado no próximo capítulo. Os capítulos 3 e 4 descrevem os algoritmos usados na adaptação dos coeficientes do filtro e na localização do atraso entre híbrida e cancelador respectivamente.

Além do algoritmo de adaptação dos coeficientes, outros algoritmos são usados nos canceladores de eco a fim de suprir outras funções. Estes algoritmos e suas motivações são apresentadas a seguir.

## 2.4. ALGORITMOS COMPLEMENTARES PARA O CANCELAMENTO DO ECO

### 2.4.1. Algoritmo para detecção de sinal do assinante próximo

O processo de adaptação dos coeficientes leva em conta o erro instantâneo "e" resultante do cancelamento em um dado instante (capítulo 3). Como somente o sinal "x" passa pelo filtro adaptativo, o ruído "v" introduzido ao longo do caminho de extensão não será eliminado na saída do cancelador. Com a convergência dos parâmetros do filtro para uma aproximação da resposta ao impulso do sistema, a potência do erro deverá cair para valores próximos à potência do ruído "v". É de se esperar que a potência de "v" seja muito menor que a de "x" para uma boa relação sinal ruído na comunicação. No entanto, quando o assinante próximo falar ("u"), haverá um acréscimo da potência do sinal "e" uma vez que "u" também não será eliminado na saída do cancelador, condição necessária para que haja conversação. Assim o sinal "u", cuja potência é comparável com a de "x", causará grandes variações aleatórias nos coeficientes do filtro em torno de seus valores ótimos, se estes forem adaptados durante a sua existência.

Na realidade, conforme será apresentado no capítulo 3, na versão determinística do algoritmo utilizado, nem o sinal "u" nem o sinal "v" produziram efeitos sobre a adaptação dos coeficientes, uma vez que são descorrelacionados com "x". Isto porque a adaptação se daria sobre médias calculadas em um ensemble de infinitos sinais. No entanto, como os algoritmos devem trabalhar em tempo real, são utilizados os valores instantâneos dos sinais (ou as médias temporais sobre poucos instantes de tempo), o que provoca, nos resultados, oscilações em torno dos pontos ótimos proporcionais às amplitudes dos sinais envolvidos.

Por estas razões, o cancelador de eco deve permanecer com seus parâmetros "congelados" (ou seja, sem serem adaptados) enquanto houver sinal do assinante próximo. Esta condição é detetada através do aumento do nível de potência do sinal "y<sub>r</sub>" sem o correspondente aumento no sinal "x".

Um algoritmo de decisão da presença de sinal do assinante próximo é apresentado em [5]. As potências dos sinais "x" e "y<sub>r</sub>" são aproximadas pelas equações a seguir:

$$x_{(n+1)} = (1 - \alpha) x_{(n)} + \alpha |x_{(n)}| \quad (2.4.1)$$

$$y_{r(n+1)} = (1 - \alpha) y_{r(n)} + \alpha |y_{r(n)}| \quad (2.4.2)$$

onde  $\alpha = 2^{-5}$ . O sinal do assinante próximo é acusado quando

$$y_r(n) \geq \frac{1}{2} \max(x(n), x(n-1), \dots, x(n-N)) \quad (2.4.3)$$

A constante 1/2 considera uma atenuação do sinal pela híbrida de pelo menos 6 dB.

O retorno à adaptação dos coeficientes só acontecerá depois de decorrido um tempo de guarda a partir do instante em que não mais prevalecer a condição imposta pela equação 2.4.3 [8]. Este atraso garante que o decréscimo da potência de "u" não é momentâneo.

#### 2.4.2. Supressor de eco residual

Mesmo que se aumentasse indefinidamente o número de coeficientes do filtro e a precisão das operações, o eco não seria completamente cancelado. Não linearidades no caminho de extensão, o sinal do assinante próximo e o ruído gerado pelo algoritmo quando permanece adaptando os coeficientes de forma aleatória ao redor do valor ótimo, são os motivos para a não eliminação completa do eco. Para superar esta dificuldade, utiliza-se um artifício em muito parecido com o supressor de eco, chamado de supressor de eco residual. Determina-se um nível, variável com a potência de "x", abaixo do qual o sinal "e" é forçado a zero. Quando há detecção de sinal do assinante próximo, o supressor de eco residual é desligado. O algoritmo usado em [5] é o seguinte:

$$L_x(n+1) = (1 - \rho) L_x(n) + \rho |x(n)| \quad (2.4.4)$$

$$L_e(n+1) = (1 - \rho) L_e(n) + \rho |e(n)| \quad (2.4.5)$$

$$e(n) = 0 \text{ se } L_e(n)/L_x(n) < 2^{-4} \quad (2.4.6)$$

onde  $L_e(n)$  e  $L_x(n)$  são estimativas das potências dos sinais "e" e "x" respectivamente e  $\rho = 2^{-7}$ .

### 2.4.3. Conversão $\mu$ -LAW/Linear e Linear/ $\mu$ -LAW

Os filtros digitais adaptativos forçam a utilização de conversores A/D e D/A, quando o sinal é analógico, ou de conversores de  $\mu$ -LAW para Linear e Linear para  $\mu$ -LAW quando o sinal é digital e codificado em  $\mu$ -LAW. Neste último caso é necessário um algoritmo de conversão para efetuar as transformações. A conversão de  $\mu$ -LAW para linear se faz através da busca em uma tabela que contém os 128 módulos de valores da codificação a 8 bits relacionados ao valor correspondente linear com o número de bits utilizado na implementação. A conversão de linear para  $\mu$ -LAW é realizada por uma rotina de compressão [7].

### 2.5. O ECO NA TRANSMISSÃO POR CANAL DE DADOS

O problema do eco também está presente na transmissão "full duplex" de dados. Entretanto, possui características próprias.

Neste trabalho, serão apenas abordados aspectos qualitativos do eco na transmissão de dados, uma vez que ele se dedica a explorar canceladores de eco para sinais de voz.

A figura 2.6 ilustra a origem do eco na transmissão "full duplex" de dados.



FIG. 2.6 - Diagrama simplificado para transmissão de dados.

Embora o eco tenha ainda sua origem no descasamento da híbrida, a topologia deste circuito é oposta à anterior. Aqui, a conexão entre dois assinan-

tes é realizada por um par de fios, enquanto que nos extremos (onde estão os equipamentos que querem se comunicar) há a necessidade de se separar os caminhos dos sinais para o transmissor e receptor. Com efeito, os sinais emitidos pelo transmissor de A, chegam ao receptor de A através da híbrida que lhe é associada e, portanto, o caminho do eco (linha tracejada na figura) apresenta uma menor atenuação. Sendo assim cabe somente à híbrida o papel de atenuar convenientemente o eco. No entanto, as limitações encontradas aqui pela híbrida são as mesmas anteriores, uma vez que o par de fios para transmissão também costumam ser os da rede telefônica pública.

No caso de transmissão de dados "full duplex", são necessárias atenuações do eco maiores ainda do que na transmissão de voz, uma vez que o prejuízo causado nesta comunicação implica na detecção errônea dos dados por parte do receptor. Estas transmissões podem ocorrer tanto em banda-base como de forma modulada e sofrem atenuações de um extremo ao outro da transmissão que chegam até 40 dB. Ora, como a capacidade de atenuação de uma híbrida é da ordem de 10 dB, poderemos ter o caso em que o eco é mais potente que o sinal desejado. É necessário portanto, circuitos canceladores de eco que provoquem atenuações adicionais no eco de até 50 dB, supondo-se uma relação desejável de pelo menos 20 dB entre sinal e interferência [3].

Fica descartada desde o início a utilização de circuitos supressores de eco, já que se pretende uma comunicação simultânea nas duas direções sem chaveamento, a fim de aumentar a velocidade de transmissão.

Os circuitos canceladores de eco são utilizados na transmissão de dados como mostrado na figura 2.7.

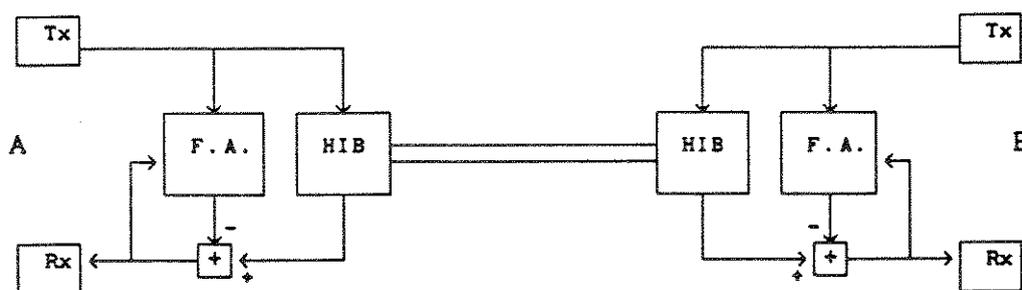


FIG. 2.7 - Circuitos canceladores de eco aplicados à transmissão de dados.

Na transmissão de dados é também mais difícil a adaptação do filtro, uma vez que os sinais de ambos os transmissores estão presentes na linha o tempo todo, com excessão do período de treinamento [3].

## 2.6. SUMÁRIO

Os dispositivos para a redução do eco são indispensáveis no estabelecimento de uma comunicação a longa distância, dado que a degradação da qualidade da conversação é elevada devido ao seu efeito.

Para ligações via satélite, o dispositivo mais eficiente para reduzir o eco é o cancelador de eco. Canceladores de eco são dispositivos baseados em filtros digitais adaptativos que identificam o caminho do eco. Para tanto, os canceladores em geral são implementados com 128, ou mais, coeficientes. Entretanto, apenas 32 coeficientes são necessários para identificar a híbrida.

A redução do número de coeficientes a serem adaptados proporciona um ganho no tempo de computação que pode ser aproveitado em benefício da adaptação dos coeficientes. A diminuição do número de coeficientes depende da determinação do caminho de extensão.

No próximo capítulo são apresentados e comparados um algoritmo típico de adaptação dos coeficientes para o cancelamento de eco e aquele que foi adotado neste trabalho. Apenas os algoritmos para adaptação dos coeficientes são expostos.

O capítulo 4 expõe o algoritmo utilizado na busca iterativa do tempo de atraso do circuito de extensão.

## CAPÍTULO 3

### ESTUDO COMPARATIVO DE DOIS ALGORITMOS PARA CANCELAMENTO DE ECO

#### 3.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi abordado o problema do eco e as alternativas para sua eliminação, dando-se especial ênfase ao cancelador de eco. Como foi visto, o cancelador de eco é implementado por um filtro digital adaptativo que identifica o caminho do eco utilizando um algoritmo para minimizar a potência de um dado sinal de erro.

O presente capítulo começa com uma exposição sucinta sobre estruturas FIR e o algoritmo do gradiente aplicado a essas estruturas, ambos amplamente utilizados na prática em filtros adaptativos. Os canceladores de eco estudados neste trabalho, além dos encontrados na maior parte da literatura, utilizam esta composição para a implementação de seus filtros adaptativos.

Em continuação, são apresentados dois algoritmos utilizados para a adaptação dos coeficientes de um filtro adaptativo para cancelamento de eco. O primeiro foi retirado de uma publicação técnica da TEXAS Instruments sobre canceladores de eco para voz [5]. O segundo é a proposta deste trabalho e explora principalmente a adequação do passo de adaptação à potência do sinal, de forma diferente do primeiro.

Como forma de avaliação do sistema proposto, são realizadas comparações entre os dois algoritmos. As comparações visam avaliar a performance de um frente ao outro e dos dois frente à redução do número de coeficientes, objetivo final deste trabalho.

Conforme foi mencionado no capítulo anterior, os canceladores de eco utilizam, além do algoritmo para adaptação dos seus parâmetros, outros algo-

ritmos necessários ao seu completo funcionamento. Neste trabalho, os demais algoritmos utilizados pelo cancelador, quais sejam, detetor de fala do assinante próximo, supressor de eco residual, conversão  $\mu$ -LAW/linear e linear/ $\mu$ -LAW não serão apresentados, uma vez que a nova implementação proposta não os altera, apesar de continuarem sendo necessários. Apenas os algoritmos envolvidos na adaptação dos coeficientes do filtro serão expostos e comparados.

### 3.2. A ESTRUTURA FIR

Os canceladores de eco para voz que foram estudados durante a realização deste trabalho possuem estruturas FIR (Finite Impulse Response) com algoritmos do gradiente, em geral com variações em torno daquele comumente apresentado na literatura (por exemplo, [5] e [6]). O uso de estruturas FIR decorre do fato de que elas são intrinsecamente estáveis enquanto que algoritmos baseados no gradiente são de fácil entendimento e, principalmente, requerem pequena quantidade de operações quando comparados a outros algoritmos.

Ao iniciar os estudos sobre canceladores de eco para voz foram pesquisadas soluções que propunham a aplicação de estruturas IIR. A maior vantagem da aplicação destas estruturas seria uma melhor identificação da híbrida com menor número de coeficientes. Fan e Jenkis em [4] e Johnson em [11] apresentam trabalhos sobre algoritmos do gradiente aplicados a estruturas IIR para cancelamento de eco. Entretanto, os próprios autores destacam que estes algoritmos aplicados em estruturas IIR não são sempre estáveis, além de apresentarem outros pontos de convergência além do ótimo. Além disso, foi observado que o transitório de adaptação de uma estrutura IIR não é bem determinado. A causa desta indeterminação está no desenvolvimento da expressão para a adaptação dos coeficientes, que requer diversas aproximações nas expressões matemáticas que definem a estrutura. Estas aproximações, válidas apenas na proximidade do ponto de convergência, tornam o algoritmo imprevisível durante o transitório.

Os filtros digitais de estrutura transversal e resposta ao impulso finita (Finite Impulse Response - FIR) têm a topologia mostrada na figura 3.1, onde os blocos que contêm o operador  $Z^{-1}$  representam atrasos de uma unidade de tempo (T) no sinal, enquanto que os que apresentam o operador  $h_i$  representam multiplicadores.

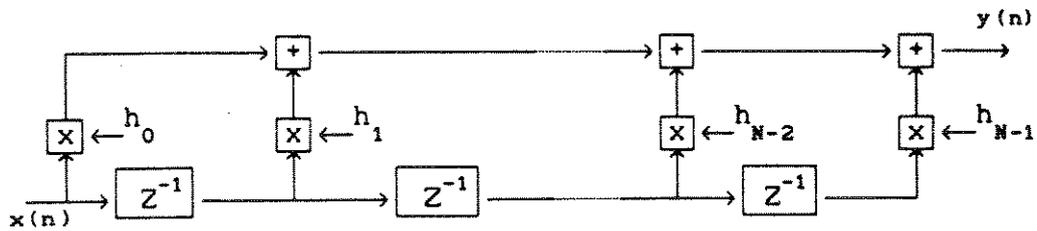


FIG. 3.1 - Topologia de um filtro FIR.

Se nesta estrutura aplicarmos um impulso digital, ou seja,

$$x(n) = \begin{cases} 1, & p/n = 0 \\ 0, & p/n \neq 0 \end{cases}$$

então,  $y(n)$  terá duração máxima de  $NT$ .

Os filtros FIR adaptativos são aqueles em que os coeficientes variam no tempo. Esta variação se dá em função de um sinal de erro resultante da comparação de sua saída e de um sinal de referência, segundo algum critério, conforme ilustra a figura 3.2.

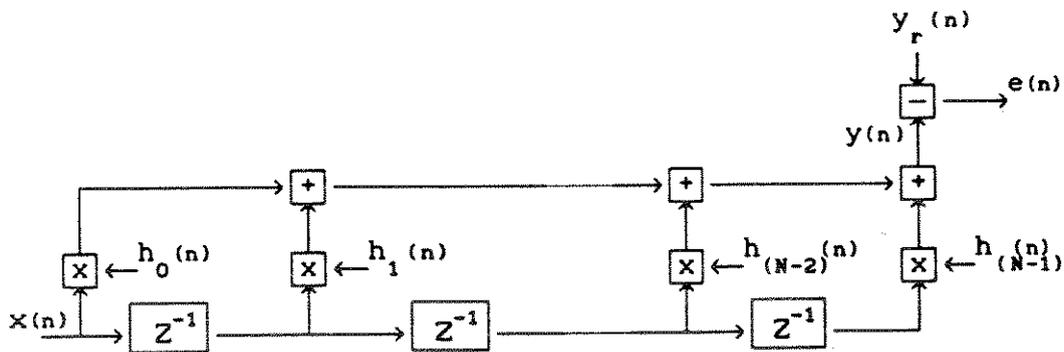


FIG. 3.2 - Filtro FIR com os coefic.  $h_i$  variando no tempo

Comparando-se a figura acima com a figura 2.5, percebe-se que  $x(n)$  corresponde ao sinal do assinante distante,  $y(n)$  ao eco sintetizado,  $y_r(n)$  à saída da híbrida e  $e(n)$  à resultante do cancelamento.

O índice "n", junto a cada "h", indica variação no tempo. A lei de variação de "h" com o erro "e" depende do algoritmo empregado na adaptação. No item seguinte, descreve-se resumidamente o algoritmo comumente usado na adaptação dos coeficientes dos filtros digitais adaptativos para cancelamento de eco.

### 3.3. O ALGORITMO DO GRADIENTE

As equações do filtro de Wiener [9] estabelecem o conjunto de coeficientes ótimos de uma estrutura FIR, em função do sinal aplicado ao filtro, de forma a minimizar o erro médio quadrático  $E[e^2(n)]$  em estruturas transversais.

O cálculo dos coeficientes ótimos parte do princípio de que a curva do erro médio quadrático,  $E[e^2(n)]$ , em função dos coeficientes do filtro tem um único mínimo, ou seja, para um dado processo ("ensemble") do sinal de entrada "x" e do de referência "y<sub>r</sub>", existe apenas um vetor de coeficientes de tal maneira que a média do erro calculada sobre o processo seja a menor possível<sup>1</sup>.

O algoritmo do gradiente ajusta iterativamente o vetor  $\bar{H}$  de maneira a encontrar o ponto de mínimo da curva do erro médio quadrático. Para tanto, soma a  $\bar{H}$  um vetor que esteja na direção oposta ao vetor gradiente da curva, obtendo, a cada iteração, um novo vetor  $\bar{H}$  mais próximo do ponto de ótimo.

Matematicamente vem:

$$\bar{H}(n + 1) = \bar{H}(n) + \frac{1}{2} \mu(-\nabla(E[e^2(n)])) \quad (3.3.1)$$

onde:

$\mu$  → tamanho do "passo" que vai ser dado na direção oposta à do gradiente

$$\nabla(E[e^2(n)]) = \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial \bar{H}} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l} \text{vetor gradiente da potência} \\ \text{média do erro em função de } \bar{H} \end{array}$$

A constante 1/2 foi introduzida para melhor apresentar a equação final, como veremos.

Para a formulação rigorosa do algoritmo, são tomadas as estatísticas dos sinais sobre um processo, até se chegar a um algoritmo iterativo para o cálculo de  $\bar{H}$  ótimo ( $\bar{H}$  que gera a mínima média quadrática do erro) em função da matriz de autocorrelação do sinal de entrada e da correlação cruzada entre o vetor

---

<sup>1</sup>A demonstração desta afirmação pressupõe que o sinal de entrada  $x$  e o de referência  $y_r$  sejam estacionários.

do sinal de entrada e o erro. O algoritmo assim construído é conhecido como gradiente determinístico, uma vez que supõe conhecidas as estatísticas dos sinais, conduzindo ao valor ótimo de  $\bar{H}$  por um percurso determinado a partir das condições iniciais. Entretanto, não é possível a aplicação deste algoritmo em tempo real, pois não dispomos a priori das estatísticas dos sinais, além do fato de que estas estão variando continuamente no tempo para o caso da voz.

Para tornar o algoritmo realizável em tempo real, toma-se, em lugar do erro médio quadrático sobre o processo, o valor instantâneo do erro ao quadrado, também chamado, por liberdade de expressão, de potência instantânea do erro<sup>2</sup>. Assim, a equação 3.3.1 passa a ser:

$$\bar{H}(n+1) = \bar{H}(n) + \frac{1}{2} \mu (-\nabla e^2(n))$$

$$\bar{H}(n+1) = \bar{H}(n) - \frac{1}{2} \mu \frac{\partial e^2(n)}{\partial \bar{H}} \quad (3.3.2)$$

Observando-se a figura 3.2 vemos que:

$$e(n) = y_r(n) - y(n) \quad (3.3.3)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) h_k(n) = \bar{X}^T \bar{H} = \bar{H}^T \bar{X} \quad (3.3.4)$$

onde

$$\bar{X} = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad \rightarrow \quad \text{vetor } N \times 1 \text{ do sinal de entrada}$$

$$\bar{H} = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T \quad \rightarrow \quad \text{vetor } N \times 1 \text{ dos coeficientes } h_i$$

$$\bar{X}^T \quad \rightarrow \quad \text{transposta de } \bar{X} \text{ (T = operador de transposição)}$$

---

<sup>2</sup> De ora em diante, neste trabalho, "potência" de um sinal significará a média quadrática de suas amostras tomada em um intervalo conveniente.

Substituindo 3.3.3 e 3.3.4 em 3.3.2 e calculando-se a derivada com relação a  $\bar{H}$  vem

$$\bar{H}(n + 1) = \bar{H}(n) + \mu \bar{X}(n) e(n) \quad (3.3.5)$$

O algoritmo acima, que calcula o valor de  $\bar{H}$  iterativamente (visando alcançar  $\bar{H}$  ótimo) a partir de valores instantâneos dos sinais, é conhecido por algoritmo do gradiente estocástico ou, simplesmente, gradiente ou ainda LMS. Algumas variações são em geral introduzidas no algoritmo básico apresentado em 3.3.5. Elas visam principalmente trabalhar sobre alguma média, mesmo que temporal, dos sinais envolvidos, para se aproximarem um pouco mais do algoritmo determinístico. Busca-se assim aumentar a velocidade de convergência e diminuir a amplitude das variações sofridas pelos coeficientes durante a adaptação, devido ao caráter aleatório do algoritmo.

Para que o algoritmo dado em 3.3.5 convirja [9], é necessário que o passo de adaptação  $\mu$  respeite os limites dados por:

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{k=0}^N (x(n-k))^2} \quad (3.3.6)$$

Na realidade, o tamanho do passo é determinante na velocidade de convergência do algoritmo. Um passo sub-dimensionado (muito pequeno) apresenta duas desvantagens:

- i) torna o algoritmo mais lento para atingir a convergência, ou seja, os coeficientes demoram a alcançar os valores ótimos;
- ii) quando o algoritmo atua em ambiente não estacionário, o passo pequeno não permite um rastreamento eficiente das variações do sinal.

Um passo grande gera um maior erro residual após a convergência uma vez que os coeficientes, sendo permanentemente adaptados, ficarão variando com grandes amplitudes em volta dos valores ótimos. A parcela da potência total do erro devida a esta aleatoriedade dos coeficientes em torno do ponto ótimo é conhecida como "potência do erro em excesso" [9]. No entanto, este efeito é menos prejudicial ao sinal de voz do que a falta de capacidade de rastrear as variações nas estatísticas do sinal, conforme observado nas simulações e comentado mais à frente neste capítulo.

Em um sinal típico de voz, a potência pode variar de décadas em poucos mili segundos, exigindo um meio de se adaptar o passo  $\mu$  em função da potência do sinal em um dado instante. Esta técnica foi utilizada nos dois algoritmos estudados neste capítulo.

A seguir, expõe-se o algoritmo usado para o cancelamento do eco em sinais de voz desenvolvido por D. Messerschmitt et al e apresentado em trabalho publicado pela Texas Instruments [5].

### 3.4. ALGORITMO PARA CANCELAMENTO DO ECO EM TRANSMISSÕES DE VOZ

Como foi mencionado no capítulo 2, os algoritmos para cancelamento do eco em transmissão de voz, encontrados na literatura consultada, fazem referência a estruturas FIR adaptativas com 128 coeficientes. Essa extensão do filtro visa varrer tempos de atraso entre cancelador e híbrida de até 16 ms, já que se trabalha com uma taxa de amostragem de 125  $\mu$ s (8 kHz).

Em [5] é apresentado um trabalho de muita relevância sobre cancelador de eco para voz, não só pela experiência de seus autores no assunto como também por ser relativamente recente e completo. Uma implementação de um cancelador de eco utilizando um processador dedicado a processamento digital de sinais é ali apresentada em toda sua extensão, incluindo os programas fonte em "assembler" para o dispositivo utilizado, um TMS32020. Por esses fatores, esse trabalho foi escolhido como referência na comparação entre o algoritmo ali utilizado, que adapta 128 coeficientes, e a nova proposta de implementação, apresentada na seção seguinte. O objetivo é comparar os resultados de ambos os algoritmos no que diz respeito ao tempo de convergência do filtro e à relação sinal ruído alcançada.

Com a finalidade de efetuar a comparação dentro das mesmas condições reescreveu-se o algoritmo de adaptação de [5], escrito originalmente em "assembler" com precisão de 16 bits, para ser executado no mesmo ambiente que o algoritmo proposto. Ambos os algoritmos foram simulados em ambiente PC. No entanto, reconhece-se aqui que a avaliação definitiva seria aquela que comparasse uma implementação prática de ambos os algoritmos, já que em experimentos envolvendo sinais que devem ser diretamente interpretados pelo ser humano, pesa mais a avaliação subjetiva dos resultados do que os números apresentados por qualquer

tipo de cálculo. A implementação prática do algoritmo é objetivo de um trabalho futuro. Entretanto, o passo intermediário de execução em ambiente tempo não real se justifica, já que nesta fase inicial os recursos oferecidos neste tipo de ambiente são de fundamental importância na concepção e evolução do trabalho.

A seguir, descreve-se o algoritmo utilizado em [5] para a adaptação dos coeficientes do filtro.

O algoritmo apresenta as seguintes características:

- utiliza a técnica do gradiente;
- adapta 8 dos 128 coeficientes no período de tempo entre duas amostras sucessivas;
- utiliza a média dos 16 últimos produtos entre erro e sinal de entrada para a adaptação;
- estima a potência do sinal de entrada através de um filtro IIR passa-baixas aplicado ao módulo do sinal;
- ajusta o passo de adaptação a partir da estimativa da potência do sinal de entrada

As equações do algoritmo são:

$$a_k(n+M) = a_k(n) + \beta \sum_{j=0}^{M-1} [e(n+M-1-j) x(n+M-1-j-k)] \quad (3.4.1)$$

$$\beta = \frac{\beta_1}{[L_y(n)]^2} \quad (3.4.2)$$

$$L_y(n+1) = (1 - \rho) L_y(n) + \rho |x(n)| + \rho_{\text{CUTOFF}} \quad (3.4.3)$$

onde:

- $a_k$  ⇒ coeficientes do filtro adaptativo,
- $e$  ⇒ sinal de erro,
- $x$  ⇒ sinal de entrada,
- $\beta$  ⇒ passo de adaptação,
- $L_y$  ⇒ estimativa da potência do sinal de entrada

e  $\beta_1$  e  $\rho$  são escolhidos experimentalmente iguais a:

$$\beta_1 = 2^{-10}$$

$$\rho = 2^{-7}$$

Os valores das constantes multiplicativas são escolhidas sempre que possível como sendo potências de 2, uma vez que o resultado desta operação é eficientemente obtido em uma implementação digital por simples deslocamento de bits.

Como dito anteriormente, os coeficientes são ajustados em grupo de 8 por vez, já que com o algoritmo usado não há tempo para o cálculo de todos os coeficientes simultaneamente. Como o total de coeficientes é 128, cada coeficiente é ajustado uma vez a cada intervalo de tempo correspondente a 16 amostras. Logo, na equação 3.4.1, para o índice de  $a_k$ , tem-se

$$M = 16$$

Em 3.4.1 os coeficientes são adaptados a partir de uma média temporal do produto (erro \* sinal de entrada). Segundo os autores, este fator de correção dos coeficientes é mais eficiente que o produto simples apresentado em 3.3.5, além de permitir uma atualização menos frequente do filtro. Isto ocorre pois, apesar do coeficiente ser adaptado apenas a cada 16 amostras, o valor de correção mantém memória dos instantes de tempo em que ele não foi adaptado. Portanto, também o somatório apresentado em 3.4.1 é realizado sobre os 16 últimos produtos erro \* sinal de entrada. Infelizmente, não é apresentada nem mencionada uma comparação entre este algoritmo e um que não calcule a média temporal do produto mas que adapte todos os coeficientes a cada amostra, já que é intuitivo crer que uma adaptação frequente dos coeficientes permita maior habilidade do algoritmo em perseguir variações nas estatísticas do sinal. Para o cálculo do somatório do produto (erro \* sinal de entrada), é necessário uma memória com profundidade de 16 valores para guardar os erros passados além de também ser necessário manter os valores de "x" que estão dentro do filtro e mais 16 valores, ou seja, a memória para "x" deve possuir capacidade para 144 valores (0 até 143), apesar do filtro trabalhar com 128 coeficientes.

A equação 3.4.3 é uma estimativa da potência do sinal de entrada, como já feito no capítulo 2 (equação 2.3.4), e serve para calcular o passo  $\beta$  dado pelo algoritmo para a adaptação dos coeficientes.

Como conclusão, observa-se em 3.4.1 que, no instante de tempo "n+M-1" e após a filtragem do sinal e geração do erro atual  $e(n+M-1)$ , atualizam-se os próximos 8 coeficientes, sendo que o índice "k" é obtido a partir de um contador circular de módulo 16, incrementado a cada amostra.

A última observação sobre o algoritmo diz respeito a  $\rho_{\text{CUTOFF}}$  em 3.4.3. Esta constante evita que, quando o sinal de entrada tiver níveis muito baixos, os coeficientes sejam ajustados com  $\beta$  elevado, causando grande variação de amplitude nos coeficientes, uma vez que o cálculo de  $\beta$  leva em conta o inverso de  $L_y$ .

### 3.5 ALGORITMO DE ADAPTAÇÃO PROPOSTO

O algoritmo usado na implementação proposta para o cancelador de eco é significativamente diferente do apresentado em [5]. Apenas o princípio frequentemente utilizado de adequar o passo de adaptação (chamado aqui de  $\mu$ ) à potência do sinal de entrada é também empregado. Na realidade, o algoritmo baseia-se na adaptação dos parâmetros pelo gradiente estocástico convencional, apresentado em 3.3.5 e reproduzido abaixo

$$\bar{H}(n + 1) = \bar{H}(n) + \mu \bar{X}(n) e(n)$$

No entanto, para que a recursão acima possa ser aplicada ao sinal de voz com eficiência, adapta-se o passo  $\mu$  em função da potência do sinal de entrada "x".

Optou-se aqui por calcular o somatório dos valores quadráticos do sinal dentro do filtro, como apresentado no denominador de 3.3.6. Ou seja

$$\mu = \frac{\mu_1}{\sum_{k=0}^{N-1} (x(n-k))^2} \quad (3.5.1)$$

Para o cálculo do somatório utilizou-se a seguinte equação recursiva:

$$\sum_{k=0}^{N-1} (x(n-k))^2 = NP_f(n) = NP_f(n-1) + x^2(0) - x^2(k-N) \quad (3.5.2)$$

onde " $x(0)$ " é a amostra que está entrando no filtro e " $x(k-N)$ " a última amostra que deixou o filtro.

A aplicação de 3.5.2 considera que o filtro tenha iniciado a adaptação ( $n = 0$ ) nas seguintes condições:

$$\text{Condições Iniciais} \left\{ \begin{array}{l} \bar{X} = \bar{0} \\ NP_f(-1) = 0 \end{array} \right.$$

A partir de resultados práticos, sempre utilizando sinais de voz na simulação, chegou-se a um resultado para  $\mu$  igual à metade do seu limite máximo. Assim tem-se:

$$\mu = \frac{1}{NP_f(n)} \quad (3.5.3)$$

Inicialmente pensou-se em adaptar  $\mu$  também em função da condição de estabilidade do filtro, reduzindo-o à metade quando fosse detetado que o filtro tenha atingido a região de convergência. Objetivava-se assim diminuir a potência do erro em excesso causado pela adaptação contínua dos coeficientes já ao redor do ponto ótimo. No entanto, os resultados das simulações (a partir de sinais de voz) mostraram que a relação sinal ruído, definida adiante em 3.6.1, não se altera com esta mudança no cálculo de  $\mu$ . Portanto esta idéia foi abandonada na implementação final uma vez que tomava tempo de computação na avaliação da convergência.

Uma outra característica particular usada neste algoritmo é que a adaptação dos coeficientes fica congelada se  $NP_f < (N * 1000)$ . Dois objetivos são alcançados com este procedimento:

- 1º - evitar que os coeficientes sofram grandes alterações quando o sinal de entrada for de pouca intensidade;
- 2º - apesar de não dispensar o detetor de fala de assinante próximo descrito no capítulo 2, este procedimento reforça o cumprimento da restrição de não adaptar os coeficientes quando houver sinal do assinante próximo, uma vez que a maior probabilidade de que este passe a falar é quando o assinante distante silenciar, diminuindo assim seu nível de sinal.

Podemos resumir o algoritmo usado nos seguintes itens:

- adapta todos os coeficientes no período de tempo entre duas amostras sucessivas;
- utiliza o algoritmo do gradiente estocástico convencional;
- calcula com precisão a "potência total dentro do filtro",  $P_f$ ;
- adapta o passo exatamente para a metade do valor máximo permitido (eq. 3.3.6)
- não realiza adaptações dos parâmetros quando  $NP_f < N * 1000$ ;

### 3.6 COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS

Como dito anteriormente, ambos os algoritmos foram escritos em pascal (Turbo Pascal da Borland) para rodar em PC, em tempo não real e aritmética de ponto flutuante. Nesta seção apresenta-se uma comparação entre os dois algoritmos processando os mesmos sinais. O objetivo aqui é apenas o de avaliar a performance desses algoritmos, considerando principalmente a influência do número de coeficientes do filtro sobre os resultados, sem levar em conta ainda a influência do algoritmo para determinação do circuito de extensão, que irá localizar o atraso entre híbrida e cancelador. Este último algoritmo será apresentado no próximo capítulo, enquanto que a performance conjugada dos algoritmos para localização do atraso e cancelamento de eco será objeto do capítulo 5.

Três conjuntos de amostras foram utilizados para as simulações: dois de voz e um estacionário, criado a partir de uma função de gerador pseudo-aleatório do compilador pascal utilizado.

Os arquivos de voz foram obtidos pelo sistema de digitalização linear a 12 bits (SAPDV) do laboratório de processamento de voz do DECOM/FEE/UNICAMP.

O arquivo de sinal pseudo-aleatório foi filtrado por um filtro IIR gerando um processo AR correlacionado e estacionário ([10], Cap 2, Sec 2.5). A teoria do algoritmo do gradiente determinístico, e por conseguinte o estocástico, é toda construída sobre um "ensemble" com essas características.

Os três sinais foram então aplicados a um filtro IIR que modela tipi-

camente o caminho de retorno do sinal em uma híbrida (eco) [4]. Foram obtidos portanto três outros sinais que representavam o eco correspondente aos seus sinais de origem. Observe-se que não há simulação do sinal correspondente ao assinante próximo, uma vez que o interesse deste trabalho concentra-se nos algoritmos de adaptação dos coeficientes. Os algoritmos que lidam com o sinal do assinante próximo são comuns às duas implementações comparadas, e espera-se, a princípio, que gerem o mesmo grau de degradação em ambas.

Os gráficos representando as potências dos sinais de eco são apresentados nas figuras 3.3 a 3.5 no final deste capítulo. Os sinais A e B são relativos aos sinais de voz enquanto que o sinal R (ruído) ao auto-regressivo. Nestas figuras, cada ponto marcado no gráfico corresponde à potência média de 12 amostras.

Cada par correspondente de sinais foi submetido à implementação de um sistema como o ilustrado na figura 3.2, onde:

- $x$  : sinal de voz ou auto-regressivo;
- $y_r$  : sinal resultante da filtragem de  $x$  pela híbrida simulada (eco);
- $y$  : sinal na saída do filtro (eco sintetizado);
- $e$  : sinal de erro (eco que não foi cancelado).

Por comodidade, referir-se-á ao algoritmo exposto em 3.4 como *algoritmo TX*, ou simplesmente TX, e ao exposto em 3.5 como *algoritmo LP*, ou simplesmente LP.

A análise dos gráficos leva às seguintes conclusões:

- 1 - A velocidade de convergência mantém relação com o inverso do número de coeficientes usados.

Ao se compararem os gráficos das figuras 3.8 com 3.11, 3.14 com 3.17 e 3.20 com 3.23, que mostram a evolução do primeiro coeficiente do filtro para algoritmos do mesmo tipo, verifica-se que para qualquer dos sinais ele converge mais rápido em ambos os algoritmos com 32 coeficientes do que naqueles com 128. Deve-se observar que o valor ótimo para este coeficiente, que é o que possui maior amplitude, é 0,39, como será visto no próximo capítulo. Apesar desta característica ter sido identificada empiricamente, ela encontra suporte teórico como será demonstrado adiante.

**2 - Para sinais de voz, 32 coeficientes são suficientes na identificação da híbrida.**

Chega-se a esta conclusão analisando-se a evolução da relação sinal ruído (SNR) com o tempo.

Para o cálculo da SNR faz-se uso da seguinte definição

$$\text{SNR} = 20 \text{ Log} \left( \frac{\sum_{k=0}^{M-1} y_r^2(n-k)}{\sum_{k=0}^{M-1} e^2(n-k)} \right) \quad (3.6.1)$$

Foi escolhido o sinal de referência " $y_r$ " para o cálculo da SNR de modo a manter esta relação independente da atenuação provocada pela híbrida. Como se desejava conhecer a evolução dos algoritmos em função do tempo,  $M$  na equação 3.6.1 assumiu o valor 12.

Pela análise comparativa dos gráficos, observa-se que, para o sinal R, a SNR melhora quando o filtro é aumentado de 32 para 128 coeficientes (figuras 3.31 e 3.34). No entanto, o aumento do número de coeficientes para os sinais de voz, além de não proporcionar significativo ganho na SNR, faz com que o filtro demore a responder às variações nos sinais (figuras 3.7 e 3.10, 3.13 e 3.16, 3.19 e 3.22).

**3 - O algoritmo LP responde mais rapidamente às variações dos sinais de voz do que o TX.**

Pela observação da evolução da potência do sinal de erro, percebe-se que quando o sinal de referência apresenta variações bruscas, como queda e posterior aumento de potência, o algoritmo LP mantém os menores níveis da potência do sinal de erro (figuras 3.6 e 3.12, 3.9 e 3.15, 3.18 e 3.24, 3.21 e 3.27, 3.30 e 3.36, 3.33 e 3.39). Esta conclusão pode também ser verificada pela análise dos gráficos das SNR's associados aos gráficos da potência do ruído enumerados anteriormente.

A primeira conclusão, obtida pela análise dos gráficos, é muito sugestiva e encorajadora para o esforço de se reduzir o número de coeficientes do cancelador de eco para apenas o suficiente na identificação da híbrida. Como é demonstrado em [9] e [10], a constante de tempo de convergência do algoritmo do gradiente determinístico é dada por

$$\tau \leq \frac{1}{\mu \lambda_{\min}} \quad (3.6.2)$$

onde  $\lambda_{\min}$  é o menor autovalor da matriz de auto correlação  $\bar{R}$  do sinal de entrada  $\bar{X}$ .

$$\bar{R} = E[\bar{X} \bar{X}^T] \quad (3.6.3)$$

Se o sinal  $\bar{X}$  é suposto estacionário e descorrelacionado (branco), então

$$\bar{R} = \text{diag} [\sigma^2, \sigma^2, \dots, \sigma^2] \quad (3.6.4)$$

onde  $\sigma^2$  é a variância de  $\bar{X}$ . Neste caso,  $\bar{R}$  tem apenas um autovalor  $\lambda$ , de multiplicidade igual à sua dimensão, dado por

$$\lambda = \sigma^2 \quad (3.6.5)$$

No algoritmo LP, assim como em muitos algoritmos baseados no gradiente,  $\mu$  é uma função do número de coeficientes do filtro, como expresso em 3.5.1, visando uma acomodação do passo em função da variação de potência do sinal de entrada. Para o caso de  $\bar{X}$  estacionário e ergódico pode-se aproximar 3.5.1 para

$$\mu = \frac{k}{\sum_{k=0}^N (x(n-k))^2} \cong \frac{k}{N * \sigma^2} \quad (3.6.6)$$

assumindo-se  $N$  suficiente grande. A constante  $k$  foi introduzida no numerador para uma maior generalidade.

Substituindo 3.6.5 e 3.6.6 em 3.6.2 e lembrando que todos os autovalores de  $\bar{R}$  são iguais a  $\sigma^2$ , vem

$$\tau = \frac{N * \sigma^2}{k * \sigma^2} \cong \frac{N}{k} \quad (3.6.7)$$

Como vemos, para o caso especial de um processo estacionário e descorrelacionado, o tempo de convergência pode ser diretamente proporcional ao tamanho do filtro. Para isto, assume-se que  $\mu$  é função da ordem  $N$  do filtro, como na

equação 3.5.1, e que  $N$  é suficientemente grande para que o cálculo da potência de  $N$  amostras seja uma boa estimativa da variância.

A segunda conclusão é direta da interpretação dos gráficos das SNR's dos sinais de voz. Os pares de figuras 3.7 e 3.10, 3.13 e 3.16, 3.19 e 3.22 representam cada um as SNR's para os filtros utilizando 32 e 128 coeficientes respectivamente. Pode-se reparar que a SNR evolui, para ambos os tamanhos do filtro, de maneira semelhante e na mesma ordem de intensidade. Entretanto, deve-se observar que para o sinal R houve um ganho significativo ao se mudar o número de coeficientes de 32 para 128 (figuras 3.31 e 3.34). Isto se explica pois, sendo o sinal R estacionário, o algoritmo tem mais tempo em condições estáveis para ir apurando as estimativas dos coeficientes e, portanto, um filtro de maior grau representará melhor a resposta impulsiva do sistema (híbrida no nosso caso). Repare-se como o valor do primeiro coeficiente, no filtro com 128 coeficientes, praticamente não se altera depois de ter convergido. Entretanto, como o sinal de interesse é o de voz, o uso de mais coeficientes sem um significativo aumento da SNR não se justifica, uma vez que toma tempo de processamento que pode ser utilizado favoravelmente de outras formas.

A terceira conclusão advém basicamente do modo como é calculado  $\mu$  em LP e como é calculado  $\beta$  em TX. O passo de adaptação em TX tem uma maior inércia para perseguir variações da potência do sinal de entrada do que o passo em LP. Observe-se que se o sinal estiver fraco e repentinamente sofrer uma alteração brusca,  $\beta$  demorará a refletir esta mudança, uma vez que a memória dos valores passados é de muito peso. Este é o motivo pelo qual quando o sinal começa com valores muito altos de potência, o algoritmo TX demora a fornecer uma relação sinal ruído satisfatória (figuras 3.25, 3.28, 3.37, 3.40). No algoritmo LP, o valor de  $\mu$  mantém um compromisso constante com seu valor limite, independente da potência do sinal de entrada, o que o torna ágil nas mudanças de sinal. Além disso, o algoritmo não permite a adaptação para valores de potência de sinal considerados baixos, para que os coeficientes não fujam da região de valores ótimos alcançada quando havia "sinal confiável" para a adaptação.

### 3.7 SUMÁRIO

Este capítulo apresentou um estudo sobre dois algoritmos do gradiente aplicados ao cancelamento de eco para voz. Um dos algoritmos foi descrito em [5]

e o outro é o proposto por este trabalho como alternativa ao primeiro. Entre outros aspectos, destaca-se a diferença no método da adequação do passo de adaptação à potência do sinal de entrada. No algoritmo proposto esta adequação se dá em função do cálculo preciso da potência do sinal dentro do filtro, mantendo entre ela e o passo de adaptação uma relação constante. Em [5] é considerada uma estimativa da potência do sinal de entrada para a adequação do passo. Este método demonstrou-se lento, comparado ao anterior, na perseguição da variação das estatísticas do sinal.

Demonstrou-se que a velocidade de convergência do filtro adaptativo guarda uma relação inversa com o número de coeficientes utilizados. Portanto, utilizar um filtro com mais coeficientes do que o necessário resulta em degradação da performance do sistema. Segundo a literatura consultada, uma híbrida pode ser identificada satisfatoriamente por 32 coeficientes. As simulações realizadas neste capítulo, com um modelo para a híbrida levantado pela Bell Laboratories, confirmam esta afirmação. Logo, se for possível a utilização de apenas 32 coeficientes ao invés de 128 para a identificação do sistema, é de se esperar que o desempenho do cancelador de eco melhore.

Em suma, podemos resumir os principais aspectos deste capítulo nos seguintes itens:

1. a velocidade de convergência do filtro é inversamente proporcional ao seu tamanho;
2. 32 coeficientes são suficientes para uma satisfatória aproximação da híbrida a partir de sinais de voz.
3. a adaptação do passo  $\mu$  em função da potência de sinal dentro do filtro é mais eficiente do aquela que considera apenas uma estimativa desta mesma potência.

O próximo capítulo apresentará o algoritmo utilizado na determinação do circuito de extensão, que torna possível a utilização do algoritmo LP com um número reduzido de coeficientes.

FIG. 3.3: POT INSTANTANEA DO SINAL DE REF. (ECO) - Sinal A

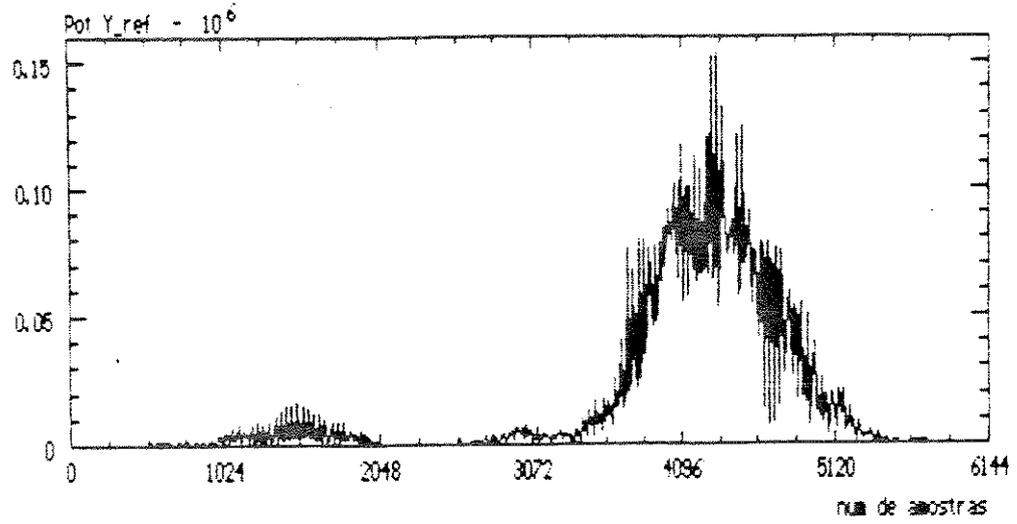


FIG. 3.4: POT INSTANTANEA DO SINAL DE REF. (ECO) - Sinal B

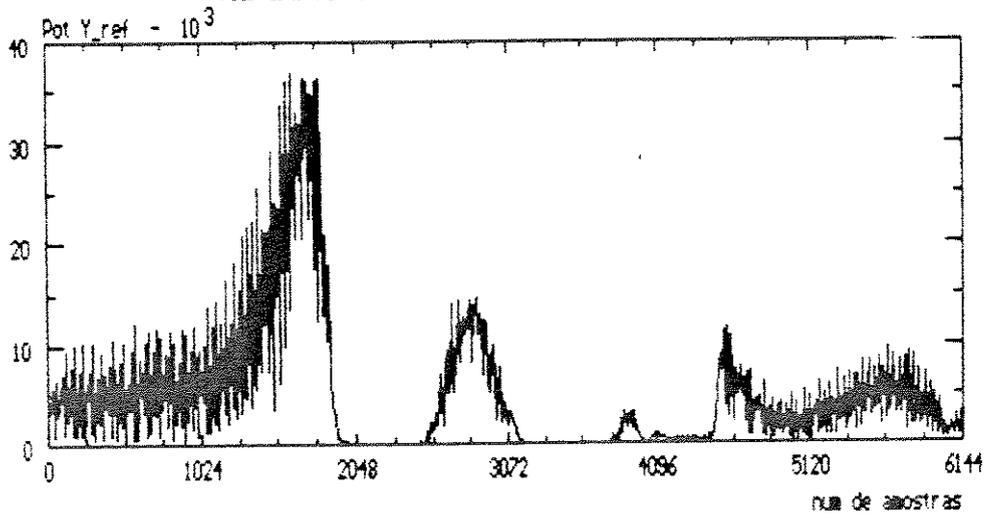


FIG. 3.5: POT INSTANTANEA DO SINAL DE REF. (ECO) - Sinal R

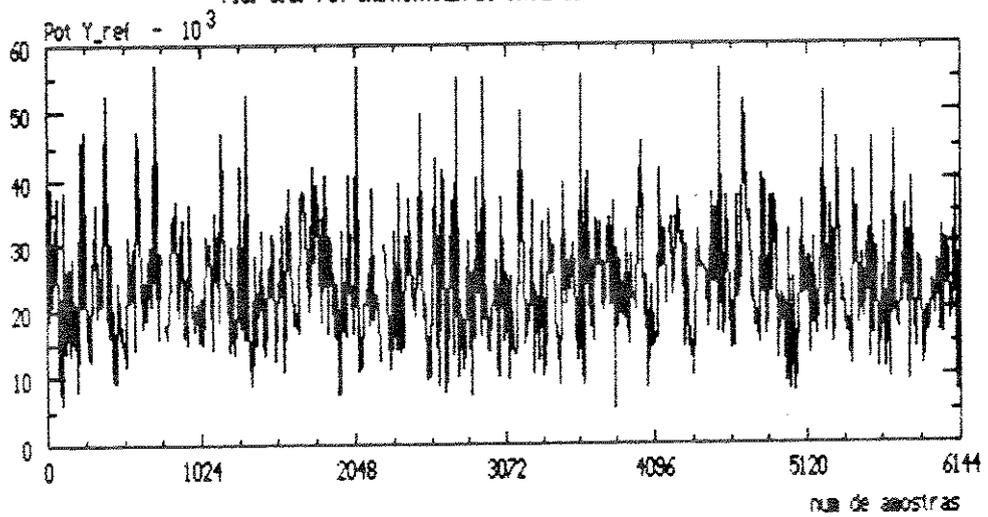


FIG. 3.6: POT. DO SINAL DE ERRO (LP/32 TAPS/Sinal A)

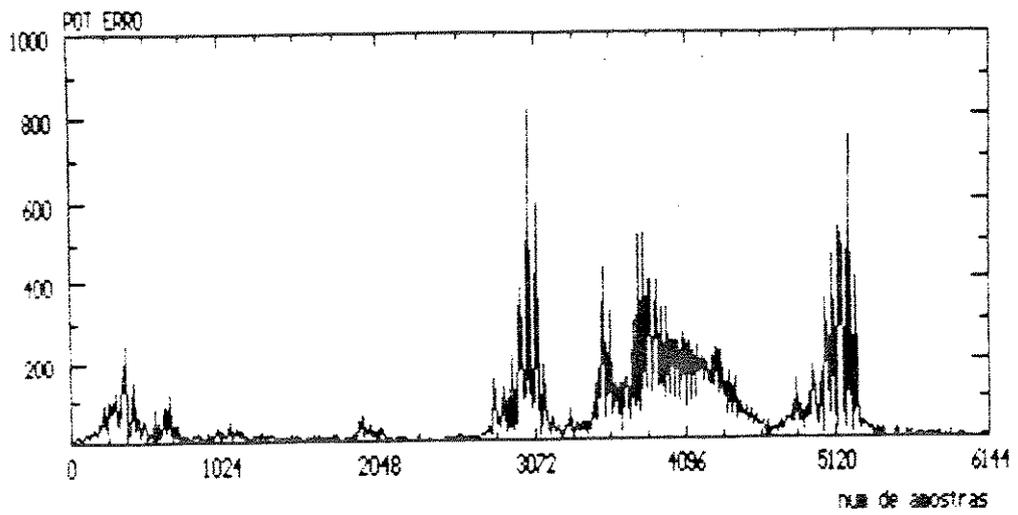


FIG. 3.7: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERRO). (LP/32 TAPS/Sinal A)

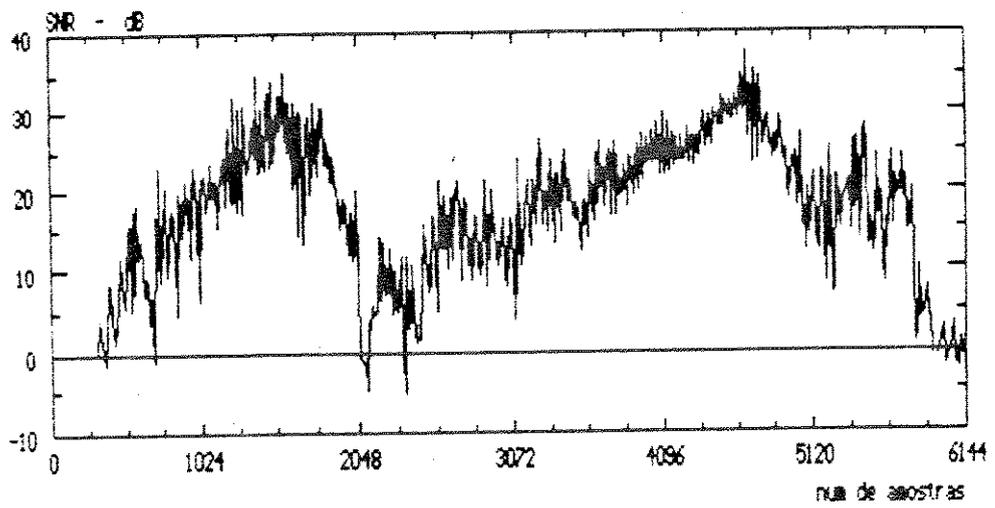


FIG. 3.8: PROGRESSAO DO PRIMEIRO COEF. (LP/32 TAPS/Sinal A)

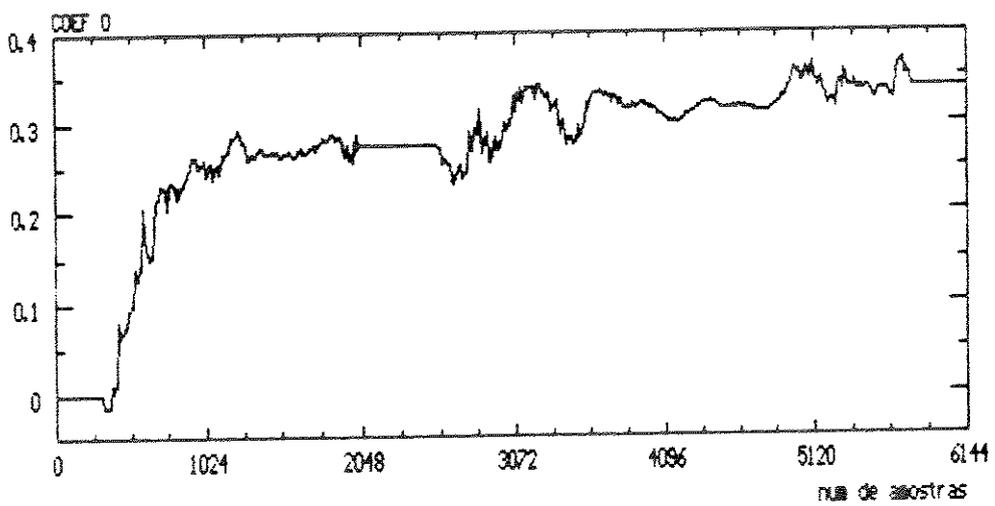


FIG. 3.9: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (LP/128 TAPS/Sinal A)

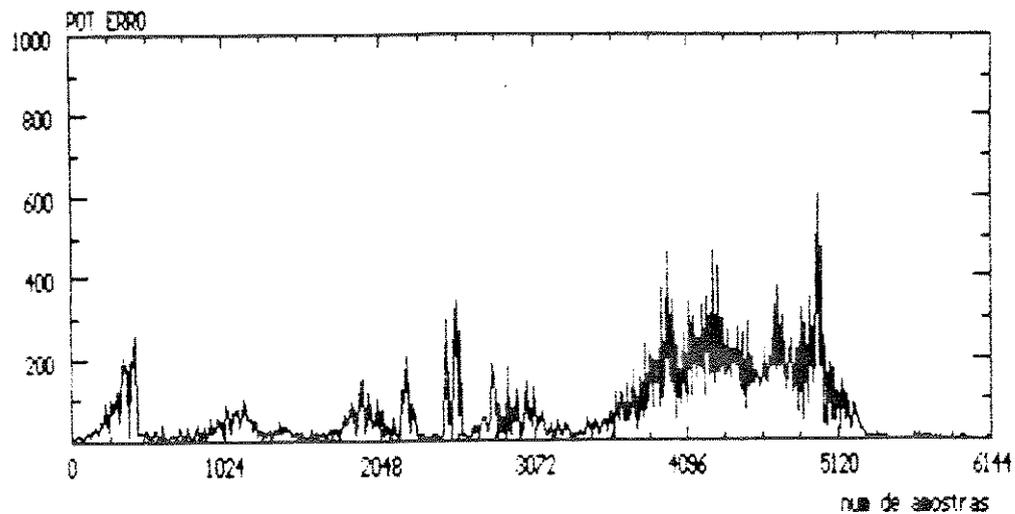


FIG. 3.10: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERR00). (LP/128 TAPS/Sinal A)

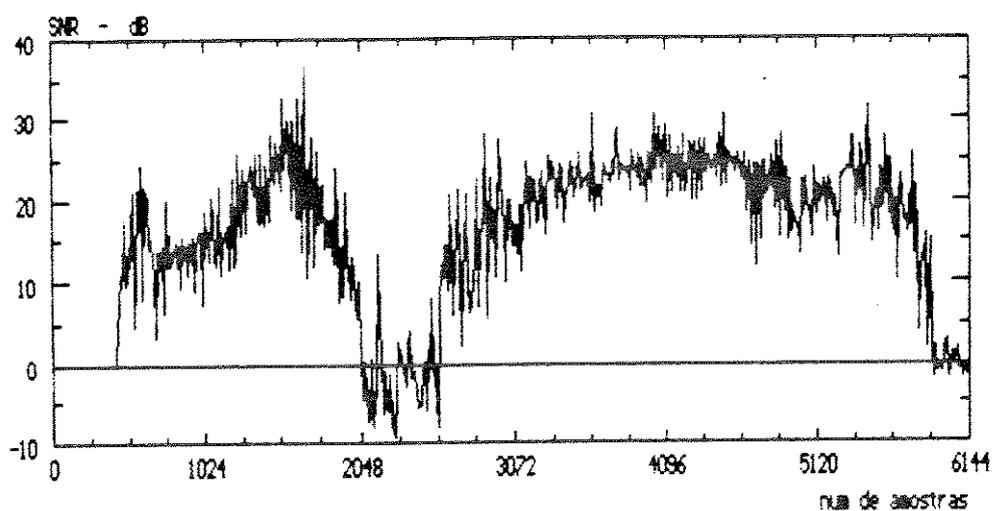


FIG. 3.11: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (LP/128 TAPS/Sinal A)

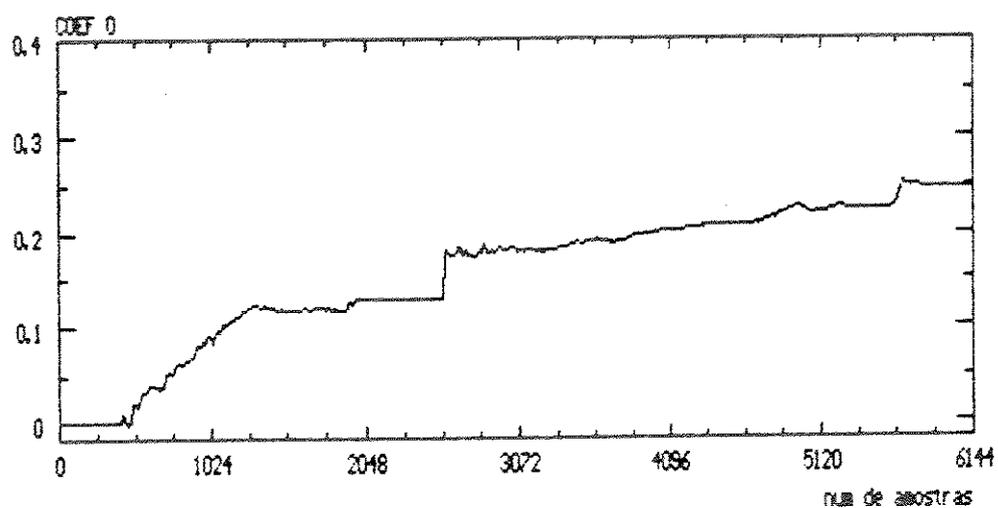


FIG. 3.12: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (TX/32 TAPS/Sinal A)

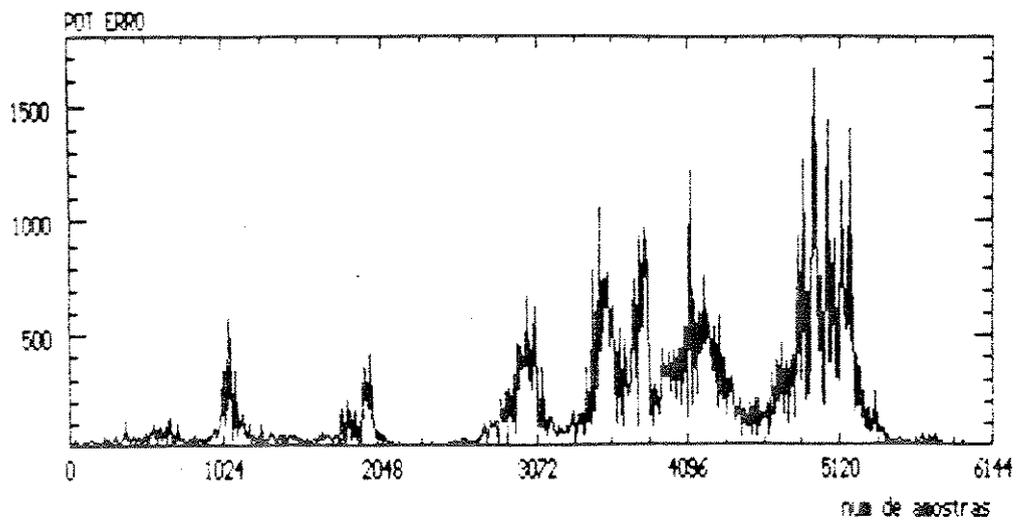


FIG. 3.13: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERRO), (TX/32 TAPS/Sinal A)

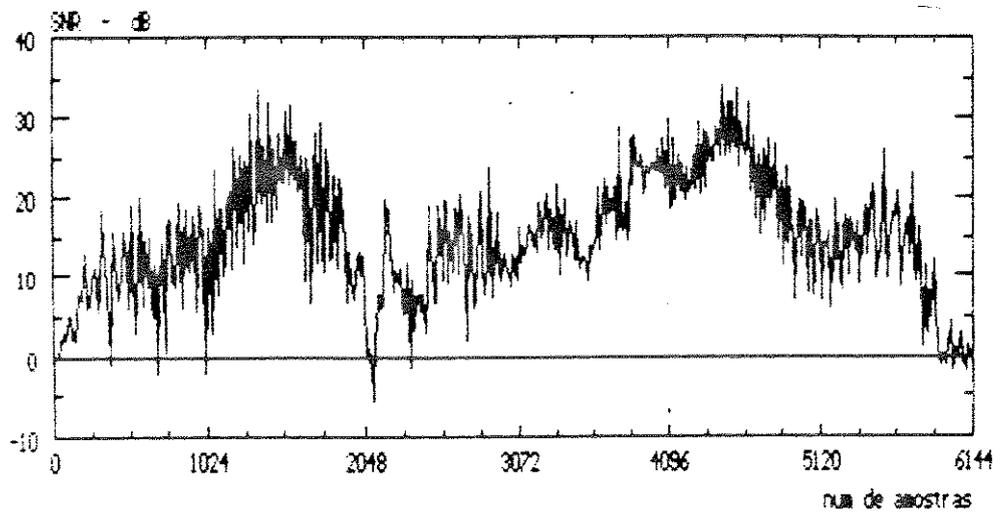


FIG. 3.14: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (TX/32 TAPS/Sinal A)

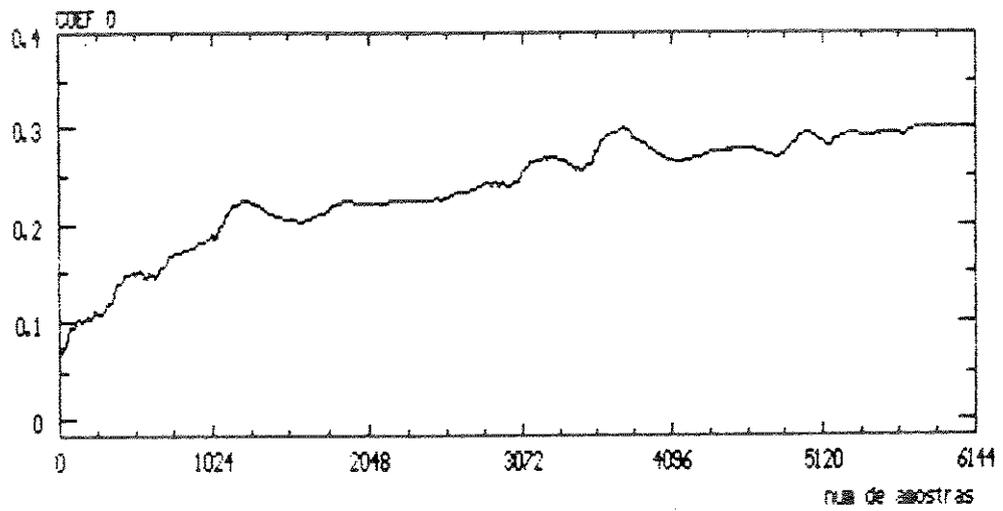


FIG. 3.15: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (TX/128 TAPS/Sinal A)

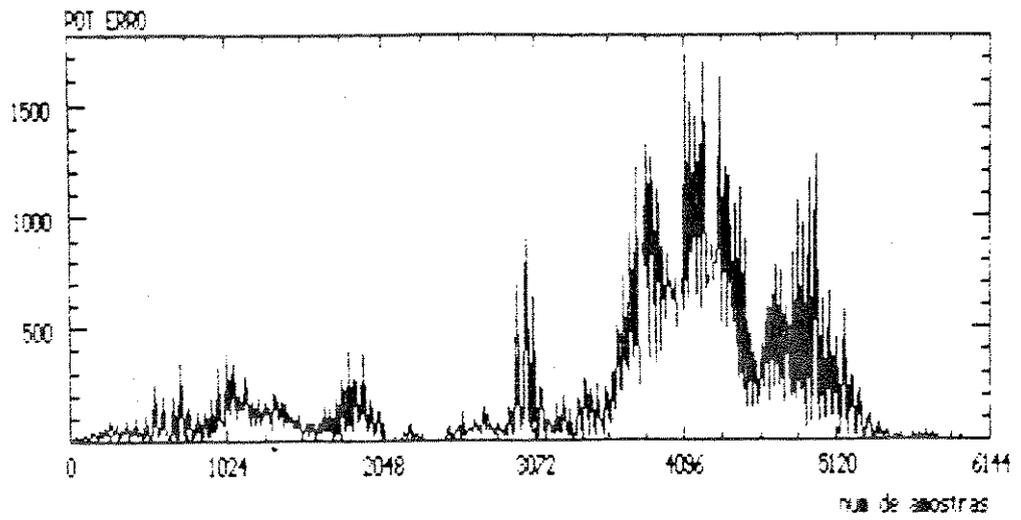


FIG. 3.16: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERRO). (TX/128 TAPS/Sinal A)

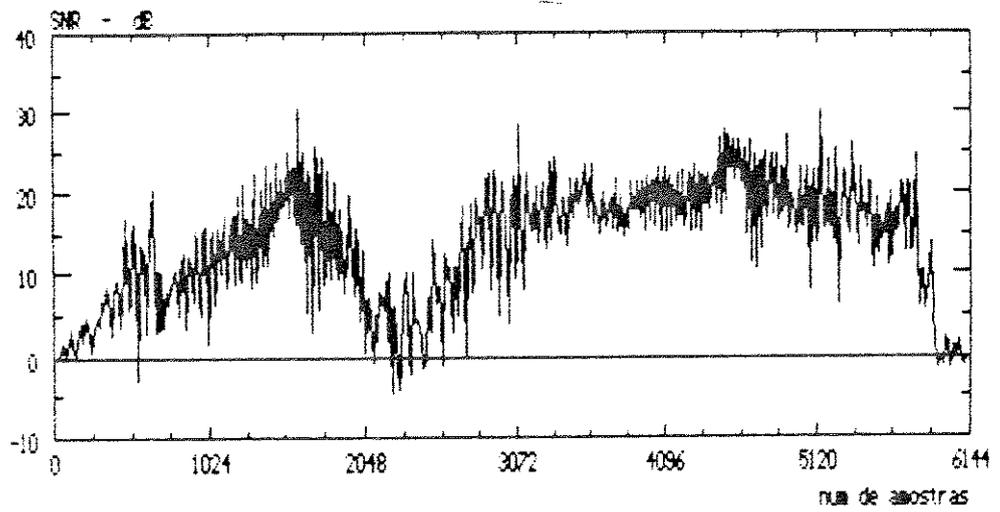


FIG. 3.17: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (TX/128 TAPS/Sinal A)

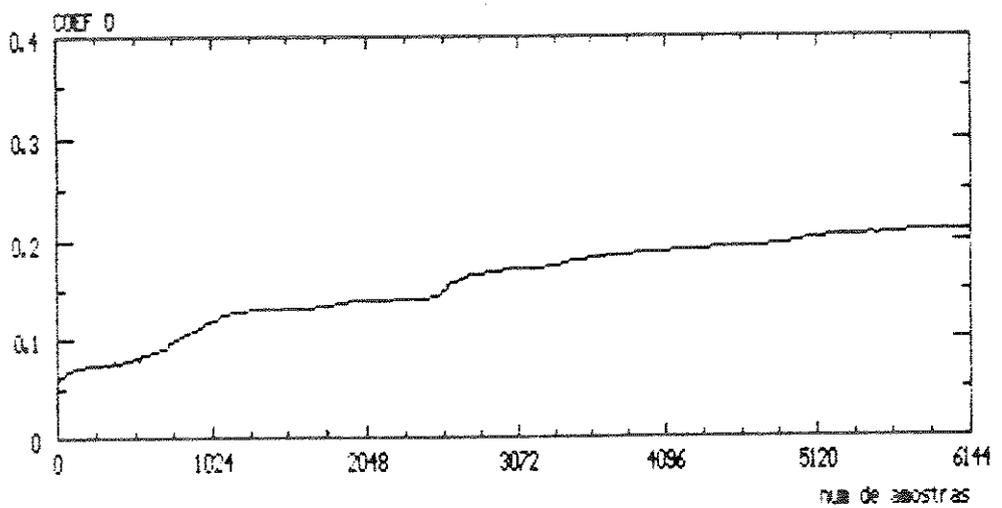


FIG. 3.18: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (LP/32 TAPS/Sinal B)

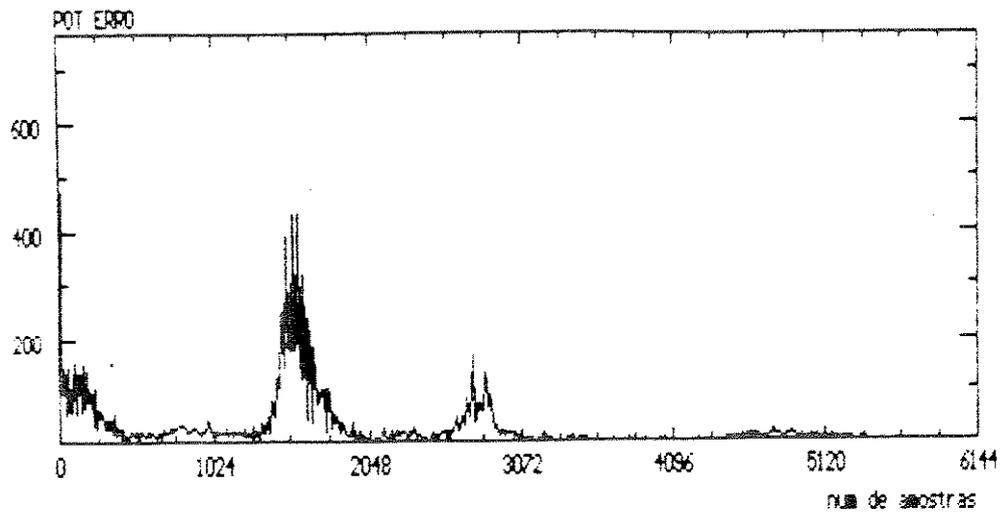


FIG. 3.19: EVOLUCAO DA SNR [REF/ERRO]. (LP/32 TAPS/Sinal B)

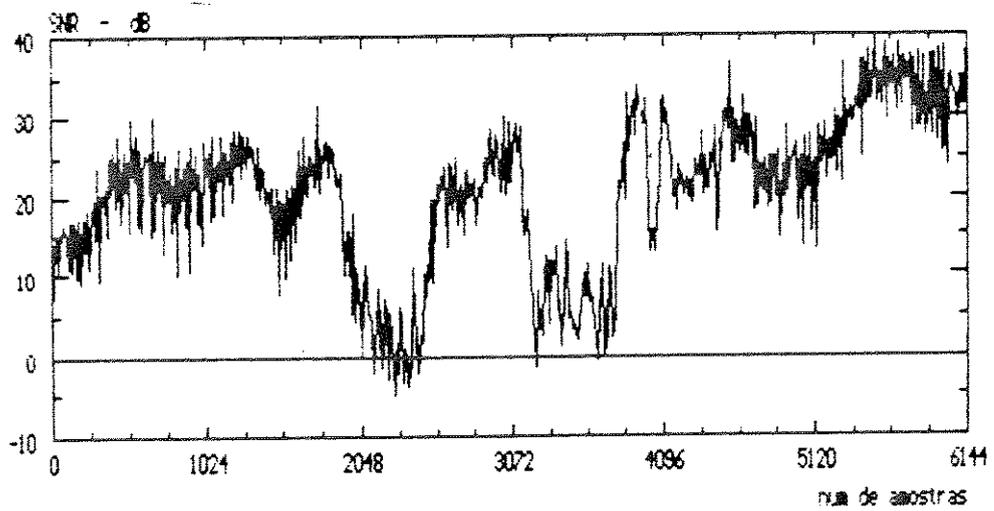


FIG. 3.20: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (LP/32 TAPS/Sinal B)

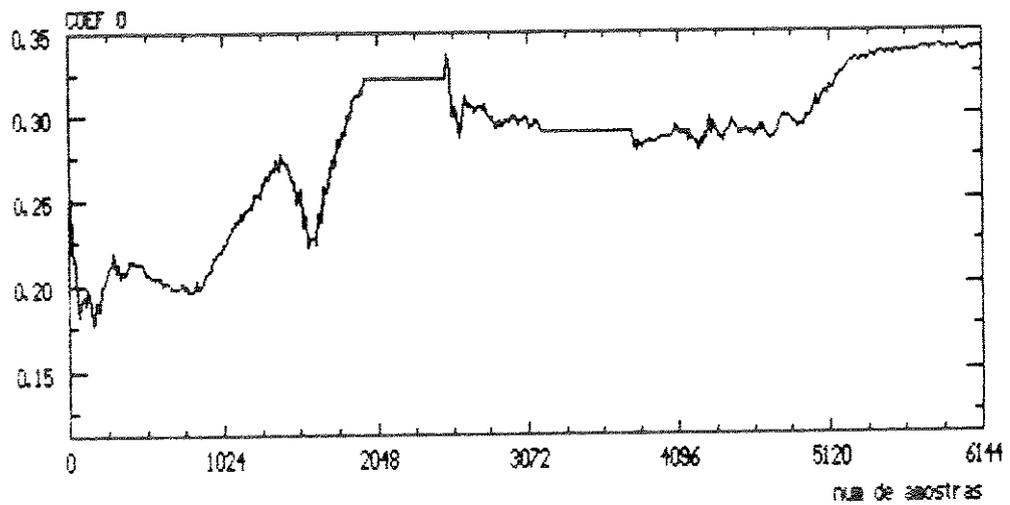


FIG. 3.21: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (LP/128 TAPS/Sinal B)

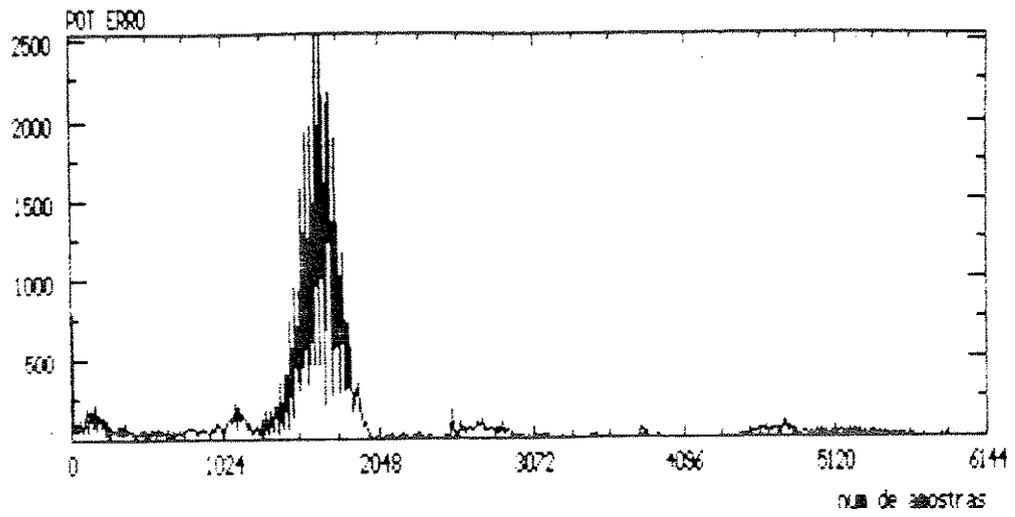


FIG. 3.22: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERRO). (LP/128 TAPS/Sinal B)

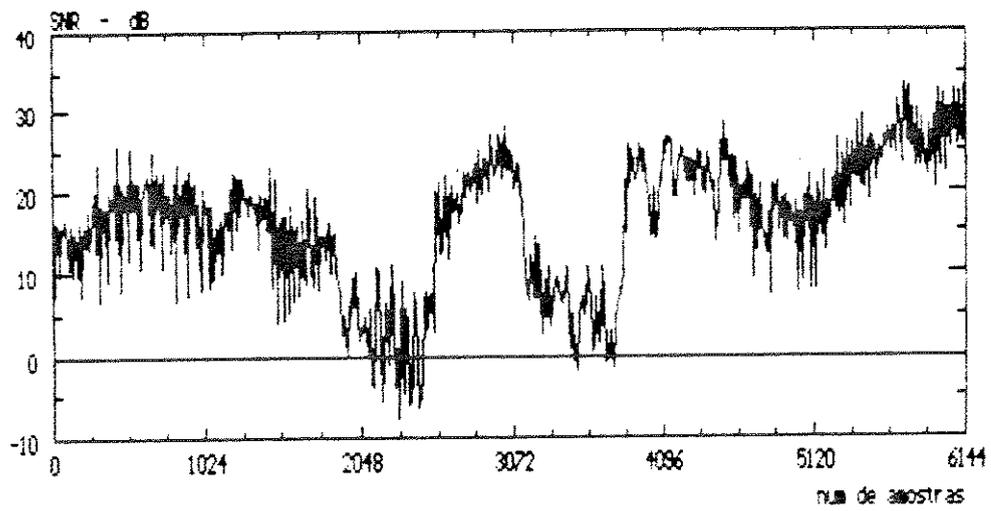


FIG. 3.23: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (LP/128 TAPS/Sinal B)

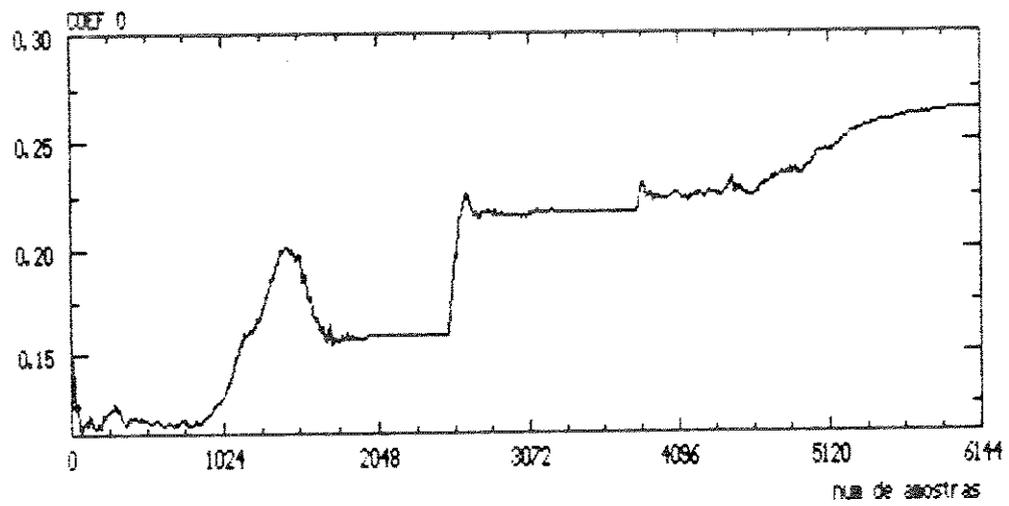


FIG. 3.24: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (TL/32 TAPS/Sinal B)

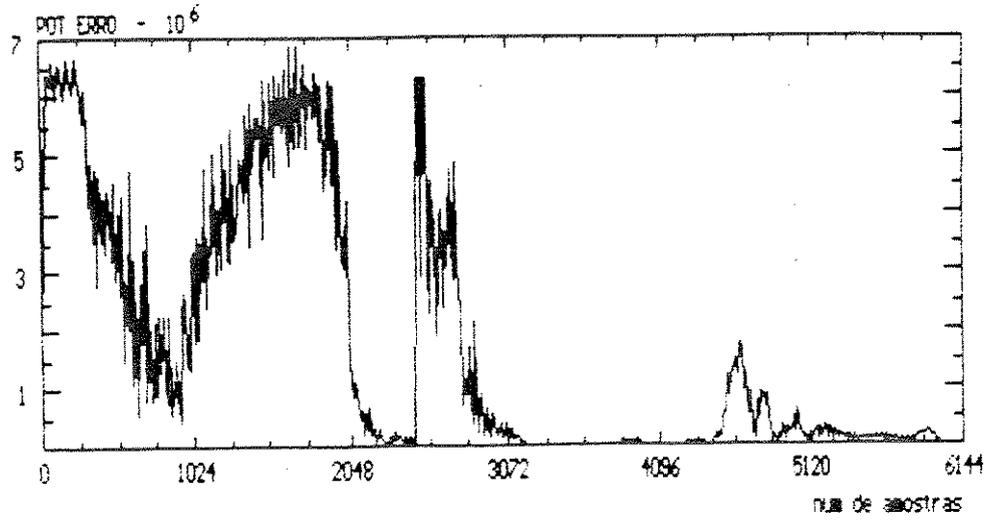


FIG. 3.25: EVOLUCAO DA SNR [REF/ERRO]. (TL/32 TAPS/Sinal B)

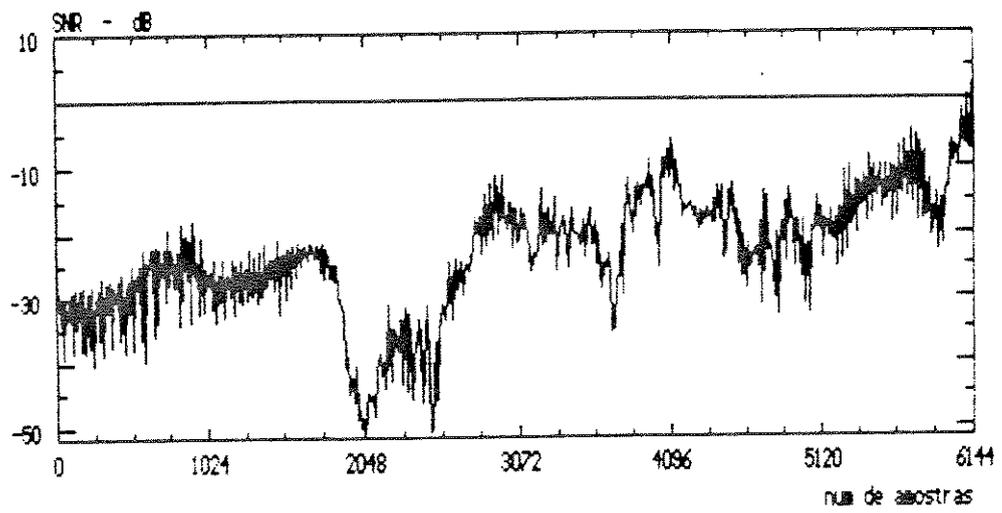


FIG. 3.26: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (TL/32 TAPS/Sinal B)

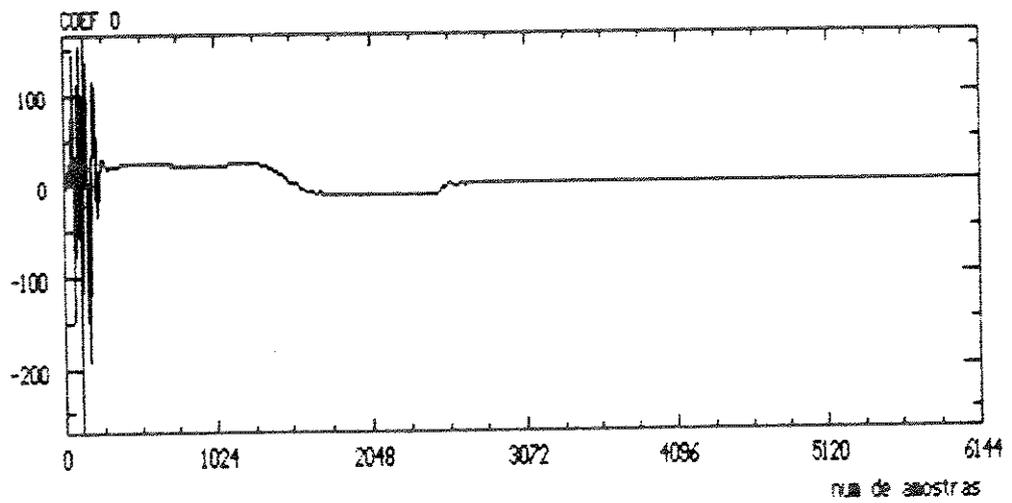


FIG. 3.27: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (TX/128 TAPS/Sinal B)

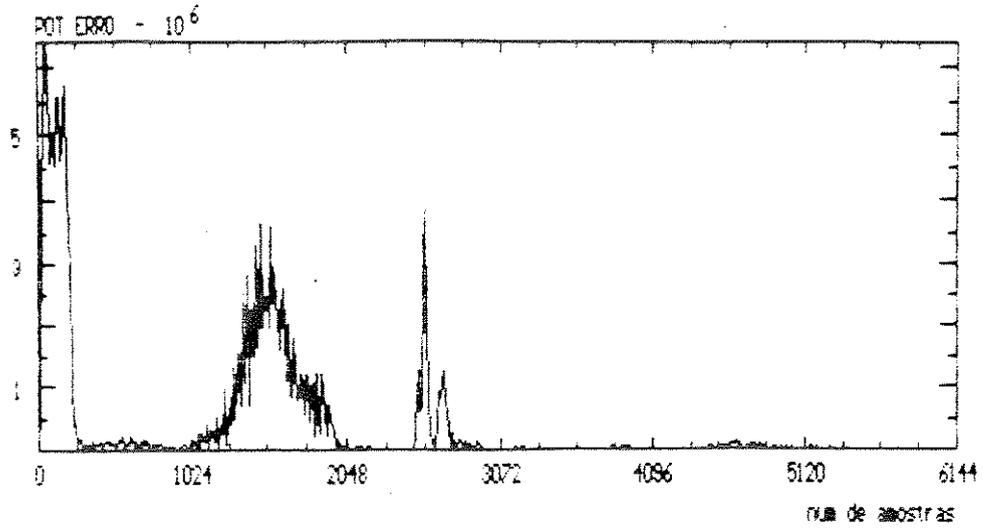


FIG. 3.28: EVOLUCAO DA SNR [REF/ERRO]. (TX/128 TAPS/Sinal B)

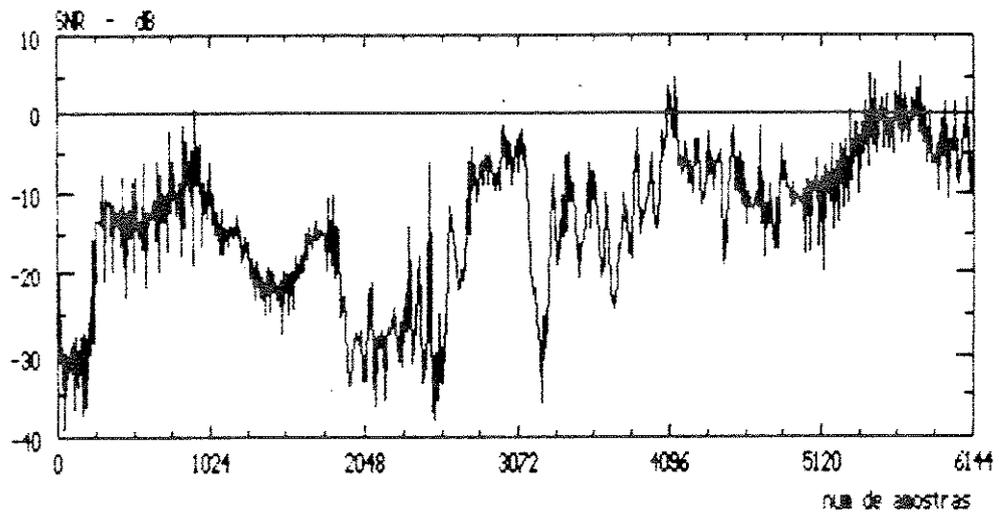


FIG. 3.29: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (TX/128 TAPS/Sinal B)

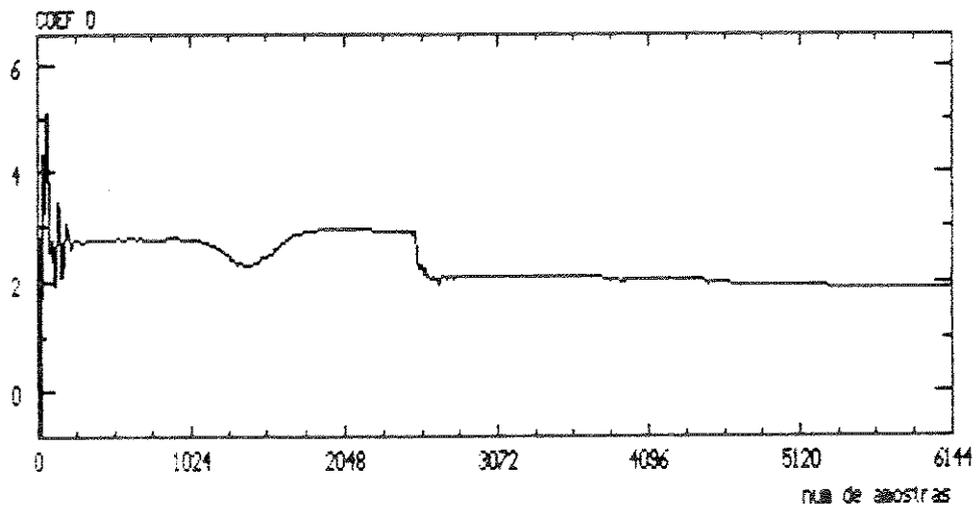


FIG. 3.30: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (LP/32 TAPS/Sinal R)

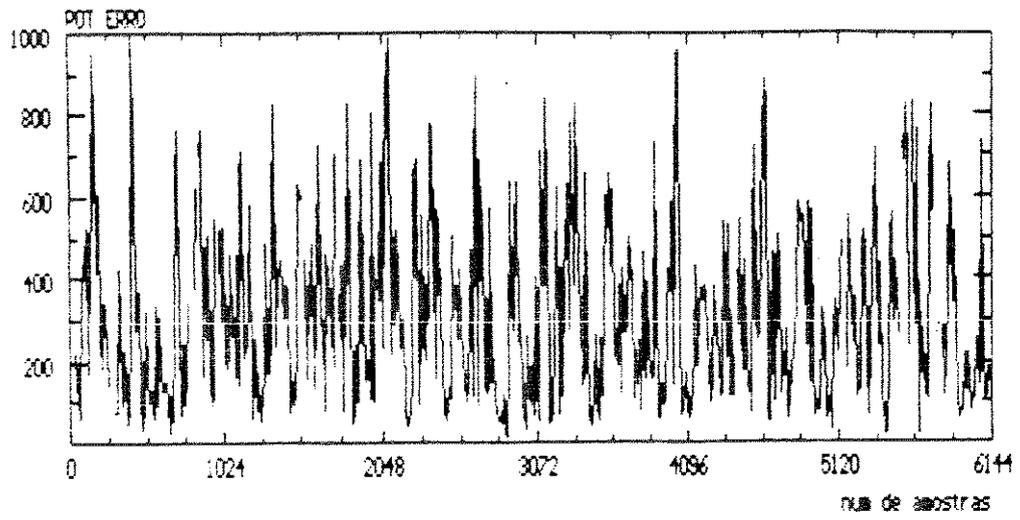


FIG. 3.31: EVOLUCAO DA SNR [REF/ERRO]. (LP/32 TAPS/Sinal R)

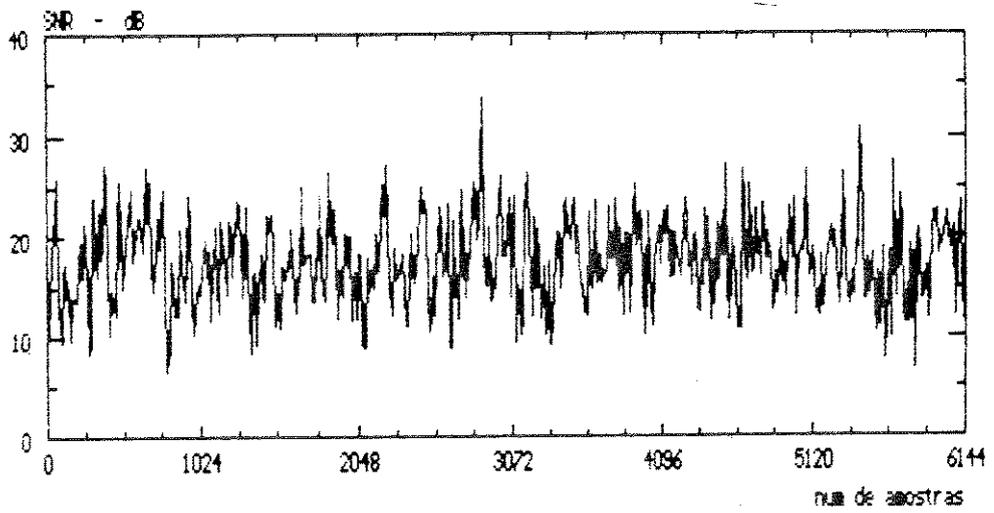


FIG. 3.32: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (LP/32 TAPS/Sinal R)

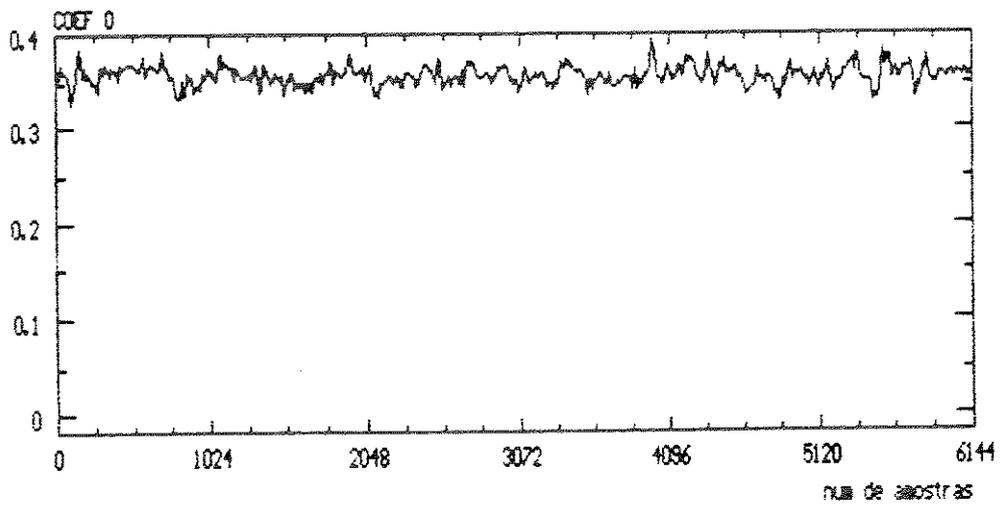


FIG. 3.33: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (LP/128 TAPS/Sinal R)

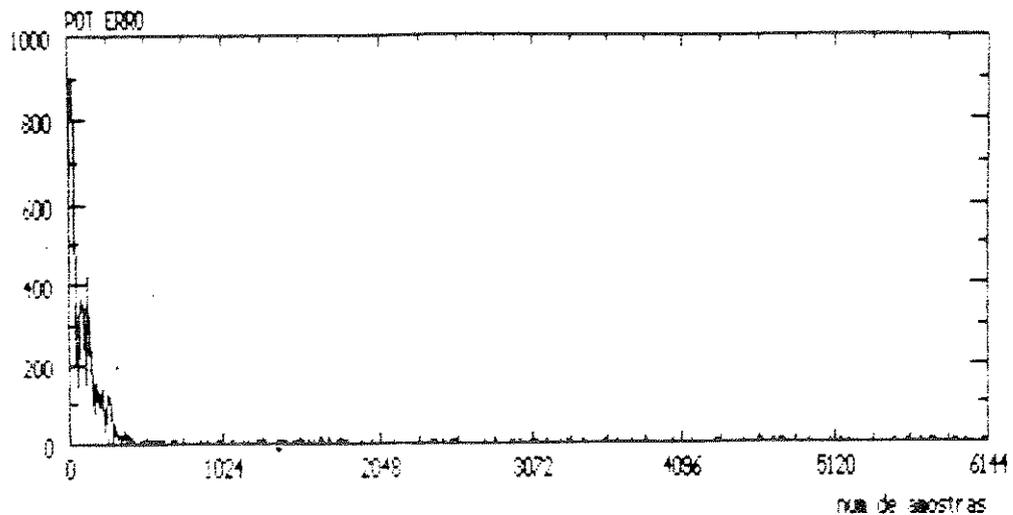


FIG. 3.34: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERRO). (LP/128 TAPS/Sinal R)

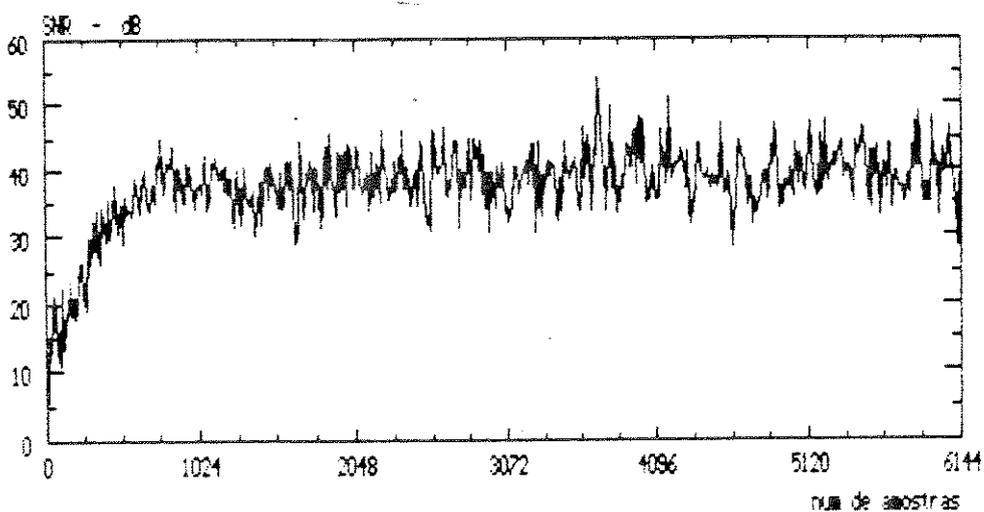


FIG. 3.35: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (LP/128 TAPS/Sinal R)

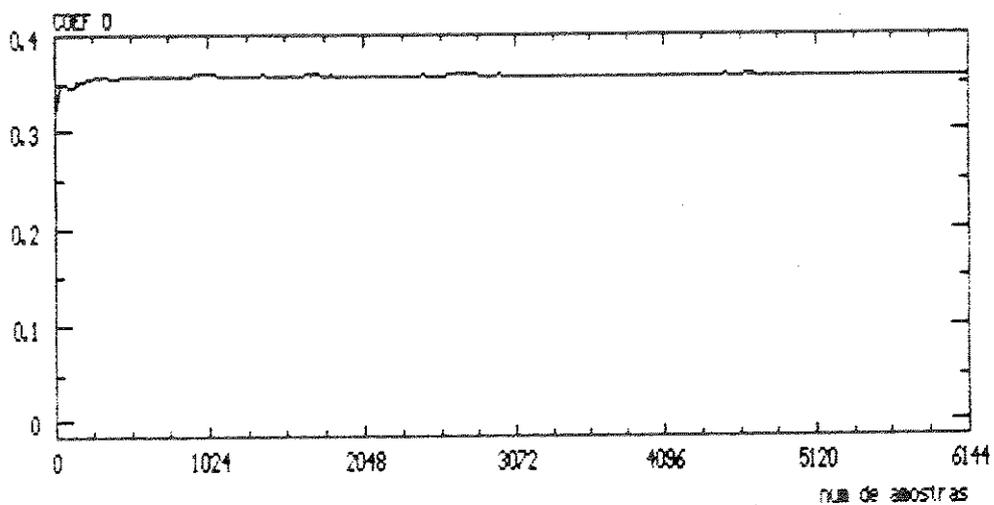


FIG. 3.36: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (TU/32 TAPS/Sinal R)

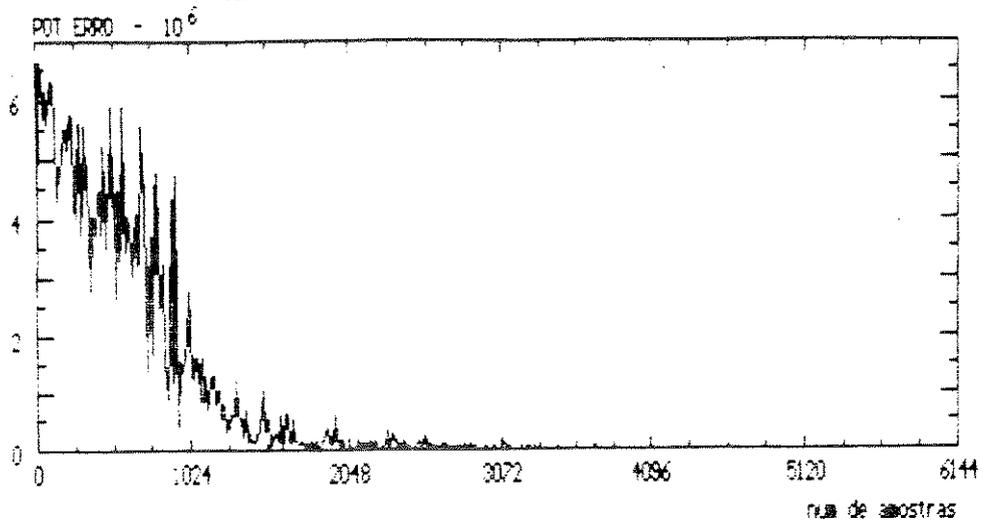


FIG. 3.37: EVOLUCAO DA SNR (REF/ERROR), (TU/32 TAPS/Sinal R)

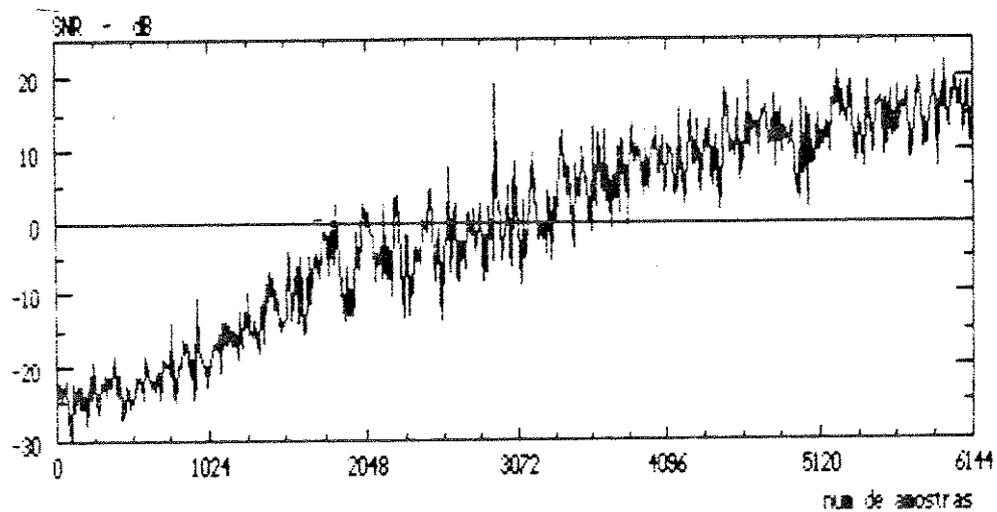


FIG. 3.38: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (TU/32 TAPS/Sinal R)

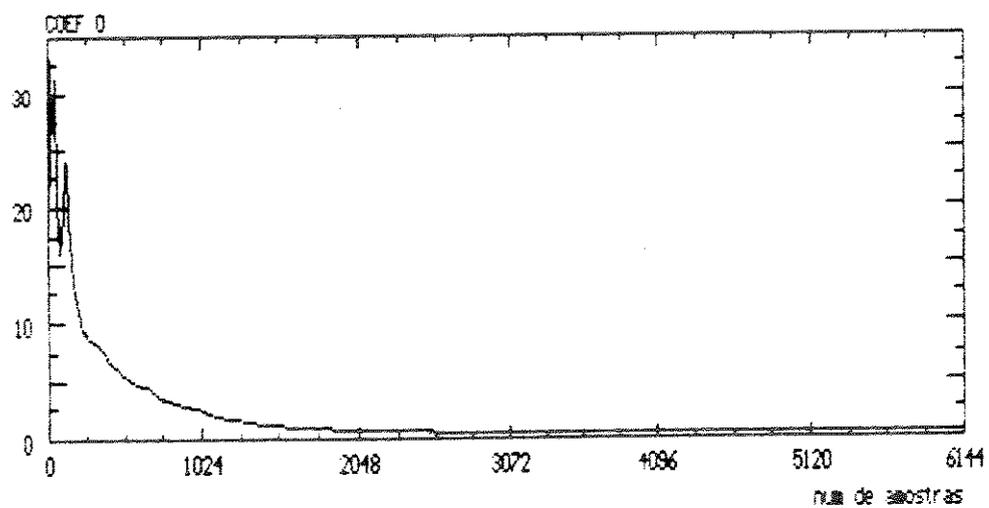


FIG. 3.39: POTENCIA DO SINAL DE ERRO (TX/128 TAPS/Sinal R)

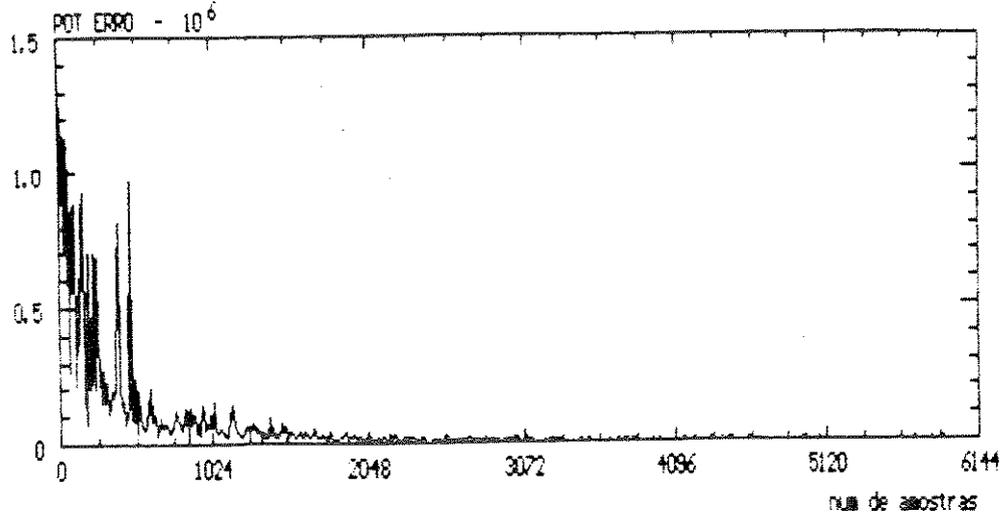


FIG. 3.40: EVOLUCAO DA SNR [REF/ERRO]. (TX/128 TAPS/Sinal R)

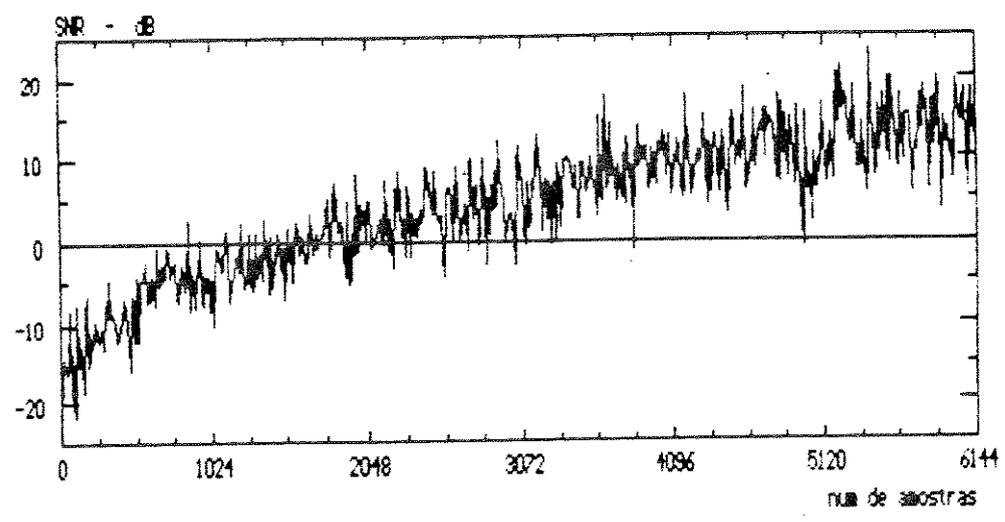
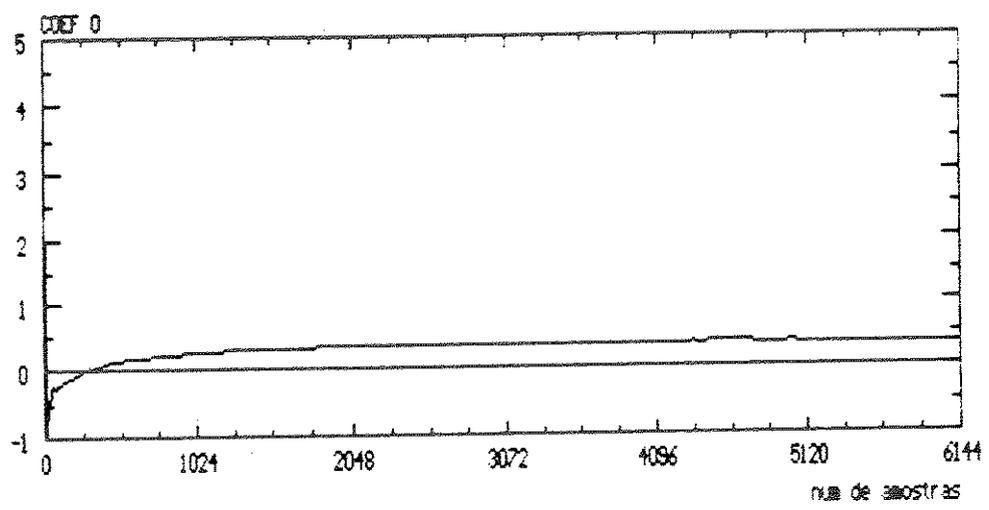


FIG. 3.41: PROGRESSAO DO PRIM. COEF. (TX/128 TAPS/Sinal R)



## CAPÍTULO 4

### DETERMINAÇÃO DO CAMINHO DE EXTENSÃO

#### 4.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi apresentado o algoritmo que será utilizado para a adaptação dos coeficientes do filtro que implementa o cancelador de eco. No entanto, para extrair a maior eficiência do dispositivo, busca-se uma maneira de utilizar apenas 32 coeficientes no filtro, o suficiente para identificar o retorno da híbrida. Para isso, é necessário levantar o caminho de extensão, já que este pode ser representado por um atrasador ideal. Desta maneira, serão economizados 96 dos 128 coeficientes normalmente utilizados para a implementação dos canceladores de eco para voz.

Neste capítulo será apresentado o algoritmo adotado para a determinação do caminho de extensão. Este algoritmo é uma primeira abordagem na solução do problema, sendo provável que a continuidade do estudo levante outras soluções, inclusive mais eficientes. Diversas tentativas de se encontrar outros algoritmos também são apresentadas, com o principal objetivo de discutir as alternativas experimentadas no curso do trabalho, expor os obstáculos encontrados e fomentar novas idéias.

#### 4.2. CONDICIONAMENTOS E OBJETIVOS DA SOLUÇÃO

Durante a pesquisa de um algoritmo que determinasse o caminho de extensão, as seguintes condições limitantes foram levadas em conta:

- (1) - O algoritmo deveria ser realizável em tempo real por CI's aplicados ao processamento digital de sinais.
- (2) - Não se deveria introduzir nenhuma sequência de treinamento na linha de transmissão do sinal de voz.
- (3) - Nenhum sinal de assinante deveria ser interrompido, a não ser quando necessário pelo algoritmo supressor de eco residual (mencionado no capítulo 2).
- (4) - Qualquer filtragem realizada deveria ser com apenas 32 coeficientes,

a serem todos adaptados entre o tempo de duas amostras consecutivas (125  $\mu$ s).

- (5) - O algoritmo deveria ter a capacidade de continuamente verificar a validade do valor encontrado para o tempo de atraso do caminho de extensão e corrigir-se quando necessário.

A primeira condição é básica para se atingir uma solução que possa ser empregada na prática. Deve-se lembrar aqui que, para o mesmo cancelador de eco, o caminho de extensão varia de uma ligação para outra, e portanto nova avaliação deve ser feita a cada ligação estabelecida.

A segunda e a terceira visam não quebrar o protocolo estabelecido em uma conversação normal. Na realidade, nenhum cancelador de eco para voz estudado usa o artifício da seqüência de treinamento, utilizado para o caso de transmissão de dados, que poderia reduzir o tempo de convergência a poucos mili segundos. Respeita-se aqui este princípio.

Inicialmente poder-se-ia pensar em começar o cancelamento de eco com 128 coeficientes e, depois que estes convergissem, avaliar os mais significativos localizando a posição da híbrida com relação ao cancelador. A quarta condição entretanto não permite que tal artifício seja utilizado. Seu objetivo é explorar talvez a maior vantagem desta nova implementação proposta para o cancelador, qual seja, a de implementar três ou mais canceladores de eco simultaneamente em um único dispositivo, todos eles adaptados entre o tempo de duas amostras consecutivas do sinal (considera-se aqui que a amostragem dos sinais de entrada é sincronizada). A adaptação e mesmo a filtragem realizada com 128 coeficientes, ainda que temporariamente, reduziriam o tempo de processamento restante para os outros filtros, inviabilizando a possibilidade de ter canceladores implementados no mesmo CI determinando simultaneamente o caminho de extensão de suas ligações.

A última condição se impõe devido ao caráter estocástico do processo onde, prevendo-se perturbações no sistema ou devido à imprevisibilidade do transiente, não se consegue auferir com apenas uma avaliação um resultado definitivo. Em outras palavras, apesar do caminho de extensão ser fixo para uma dada ligação estabelecida, toda a avaliação feita de quanto ele vale é realizada a partir de algum efeito direto ou indireto do sinal de voz. Como o sinal de voz é fortemente aleatório e não estacionário, situação oposta àquela para a qual é desenvolvido o algoritmo do gradiente, é de se esperar que os resultados possam

eventualmente diferir dos teóricos. Esta afirmação ficará mais clara quando for exposto os vários métodos tentados para a identificação do caminho de extensão e o que foi adotado.

### 4.3. PESQUISA DE POSSÍVEIS SOLUÇÕES DO PROBLEMA

Durante a pesquisa do algoritmo, foram analisados os resultados de vários testes e alternativas. Nesta seção apresenta-se um resumo do trabalho que antecedeu o algoritmo final, visando levantar as dificuldades encontradas.

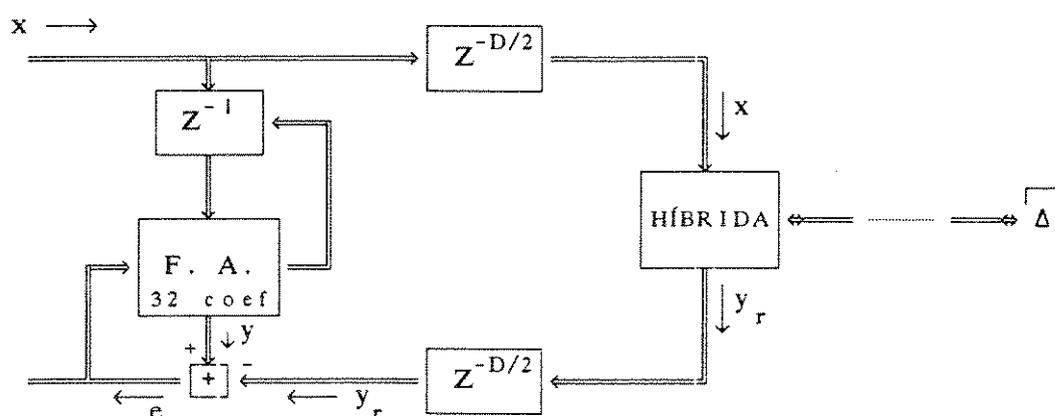


Figura 4.1 - Esquema representando uma das pontas de uma ligação via satélite

Este capítulo estará baseado no diagrama apresentado na figura 4.1, que representa um dos extremos de uma ligação telefônica a grande distância utilizando cancelador de eco. Nesta figura, o atraso plano constante  $Z^{-D}$  representa o caminho de extensão,  $Z^{-1}$  o atraso dado ao sinal "x" antes que ele entre no filtro adaptativo e F.A. o filtro adaptativo com 32 coeficientes. Logo, o algoritmo que se busca deverá encontrar a relação:

$$l = D$$

Como nenhum outro sinal é injetado no sistema, o processo de determinação de "l" deve levar em conta apenas "x" e "y<sub>r</sub>". Portanto, para que o sinal do assinante próximo não interfira na estimativa de "l", parte-se do princípio que o algoritmo para a determinação do caminho de extensão somente estará ativo quando este sinal não existir. A detecção deste sinal é realizada pelo mesmo al-

goritmo que congela a adaptação dos coeficientes, visto no capítulo 2.

Os filtros adaptativos estudados são implementados com 128 coeficientes, conforme mencionado nos capítulos anteriores, sendo que apenas 32 coeficientes são necessários para identificar a híbrida. Logo, no diagrama da figura 4.1, " $l$ " pode variar de 0 a 95. Este trabalho limita portanto a variação de " $l$ " a no máximo 95.

Não se encontrou uma solução que partisse da análise do sinal de erro " $e$ " e iterativamente encontrasse o valor de " $l$ ", como acontece para os coeficientes do F.A..

Inicialmente, foi observada a variação da relação sinal ruído entre " $y_r$ " e " $e$ " em função da variação de " $l$ ", para um dado " $D$ ". Ou seja, mantendo " $D$ " constante, fazia-se variar " $l$ " de 0 a 95 gradualmente e para cada valor de " $l$ " deixava-se o F.A. realizar 1000 iterações. Ao final deste número de iterações obtinha-se a relação sinal ruído alcançada.

Os resultados destas simulações mostraram que:

- para potências médias de sinal (na ordem de  $10^4$ ), a SNR crescia gradualmente quando " $l$ " crescia em direção a " $D$ ", atingia o valor máximo quando " $l$ " era igual a " $D$ " e decaía bruscamente para " $l$ " maior que " $D$ ".
- para potências elevadas do sinal (iguais ou maiores que  $10^5$ ) a SNR variava suavemente com o aumento de " $l$ ", alcançando seu valor máximo em " $l$ " igual a " $D$ ".

A análise destes dados eliminou a possibilidade de algum ajuste de " $l$ " em função da SNR alcançada para segmentos sucessivos de voz. Isto porque não se poderia afirmar, pela simples análise da evolução da SNR, que " $l$ " estava mais próximo ou distante de " $D$ ", uma vez que ela é fortemente dependente do sinal em cada segmento. Ou seja, mesmo para " $l$ " constante, a SNR iria variar em função do sinal de entrada não sendo possível separar o quanto desta variação foi causada pelo ajuste de " $l$ " ou por variação do sinal.

A segunda tentativa realizada pretendia, a partir da transformada discreta de Fourier (DFT) dos sinais " $x$ " e " $y_r$ " para uma dada frequência, obter a fase da transformada discreta de Fourier do sistema. Assim, a menos do atraso

causado pela híbrida, obteria-se o atraso total devido ao caminho de extensão. Matematicamente teria-se:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4.3.1)$$

$$Y_r(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_r(n) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} y_r(n) \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4.3.2)$$

onde  $X(k)$  e  $Y_r(k)$  são as DFT de "x" e "y<sub>r</sub>" na frequência "k".

Supondo inicialmente o atraso da híbrida desprezível ao menos na frequência "k", então o atraso do sistema nesta frequência corresponderia a  $D \bmod 1/k$ , uma vez que o ângulo calculado em 4.3.3 variaria entre  $-\pi$  e  $+\pi$ <sup>1</sup>.

$$H(k) = \frac{Y_r(k)}{X(k)} = L e^{(2\pi/(N-1)) kb} \quad (4.3.3)$$

onde:

$H(k)$ : transf. discreta de Fourier da resposta ao impulso do filtro na frequência k

b : atraso sofrido pela frequência k no sistema

Supunha-se ainda que o processo poderia ser repetido iterativamente, incrementando-se em cada vez "l" do valor encontrado para "b" até chegar ao valor de "D", quando então o atraso calculado b seria nulo.

Para que este procedimento independesse da resposta de fase da híbrida, seria necessário realizar o cálculo para uma frequência "k" de valor próximo a zero, onde o atraso oferecido pela híbrida seria desprezível (para "k" igual a zero o atraso é zero para um sistema real) diante do atraso do sistema.

Entretanto, como é conhecido da teoria de processamento digital de

<sup>1</sup> Outra alternativa que poderia ter sido estudada seria o cálculo da derivada da resposta de fase do sistema. Esta sugestão foi levantada pela banca durante a defesa deste trabalho.

sinais, para que a equação apresentada em 4.3.3 represente a função de transferência do sistema, é necessário que se transforme a convolução circular dos sinais, típica da DFT, em convolução linear, com a necessária inclusão de zeros em "x". Isto iria de encontro à condição 3 da seção 4.2. Se, para ultrapassar este problema, fosse usada uma base N muito maior que o atraso máximo 128 e tomado "k" fora da região de superposição das curvas (que surge devido ao efeito da convolução circular) deixaríamos então de poder desprezar o atraso causado pela híbrida. Isto porque "k" teria que se afastar da origem. Logo, esse procedimento exigiria o conhecimento prévio da híbrida ou de seu comportamento com relação à fase.

Além de todos estes inconvenientes, ainda teria-se um elevado esforço computacional, uma vez que os valores do seno e cosseno dos ângulos deveriam ficar guardados em tabelas para consulta em tempo real. Possivelmente as precisões nos valores do seno e cosseno dos ângulos influenciariam muito no cálculo, já que seria necessário realizar somas com mais de 1000 parcelas com base nesses valores, uma vez que N deveria ser muito maior que D máximo.

Passou-se então à ideia de levantar alguma conclusão a respeito do sistema após algum número de iterações realizadas pelo F.A. com "l" conhecido. A influência do estado do F.A. sobre o atraso "l" está simbolizado na figura 4.1 com uma seta que liga os dois blocos.

Ainda explorando a solução em termos da transformada discreta de Fourier, surgiu a ideia de retirar do próprio F.A. o atraso sofrido pelo sinal no sistema. Após o filtro realizar um determinado número de iterações, considerado suficiente para sua convergência, analisava-se a transformada de Fourier de sua função de transferência a partir dos valores alcançados pelos seus coeficientes. Novamente analisando o atraso sofrido por uma frequência de baixo valor, tentava-se obter o atraso do sistema. Apesar de ser ainda necessária uma tabela de senos e cossenos, já não se acumulariam de maneira significativa os erros de arredondamento pois seriam necessárias apenas 32 parcelas no cálculo de  $H(k)$ , além de não ter que se fazer nenhuma consideração com relação à sequência "x" e "y<sub>r</sub>".

Os resultados obtidos com as simulações demonstraram no entanto que, quando "l" igualava-se a "D", o cálculo do tempo de atraso não mantinha repetibilidade, ou seja, um novo cálculo indicava a necessidade errônea de um novo

ajuste de "l". Este problema causava a impossibilidade de se saber quando se deveria parar com o ajuste de "l", desrespeitando a condição 5.

Entretanto, a observação dos coeficientes do F.A. levou a um algoritmo extremamente simples de implementar e que reúne as características descritas na seção 4.2. Este algoritmo é apresentado na seção seguinte.

#### 4.4. O ALGORITMO LOCALIZA ATRASO

Antes de apresentar o algoritmo Localiza Atraso serão feitas algumas considerações, que explicam teoricamente o que foi constatado na prática, visando uma melhor compreensão do algoritmo.

- 1) Os primeiros valores da resposta discreta ao impulso da híbrida são os mais significativos.

Para confirmar esta afirmação, levantou-se a resposta ao impulso de híbridas comerciais utilizadas em telefonia nas placas das centrais telefônicas Trópico R. As figuras 4.2, 4.3 e 4.4 ao final do capítulo apresentam as respostas ao impulso de três híbridas, duas ativas e a última passiva. A figura 4.5 mostra a resposta ao impulso do modelo discreto de híbrida utilizado nas simulações realizadas neste trabalho. Este modelo para uma híbrida típica foi levantado pela Bell Laboratories e é apresentado em [4]. Em todas as figuras confirma-se que os maiores valores da resposta ao impulso encontram-se ou sobre a origem ou a alguns décimos de mili segundos.

- 2) Devido à consideração anterior, o valor de  $x(n)$  que chega à híbrida e a sua saída ( $y_r(n)$ ) são fortemente correlacionados, sendo que a correlação entre  $y_r(n)$  e as amostras futuras de "x" ( $x(n+k)$ , k positivo) cai rapidamente com o aumento de k.

Considere-se o cálculo da correlação cruzada entre o sinal  $x(n+k)$  e  $y_r(n)$  dado a seguir:

$$p_k = E [x(n+k) y_r(n)] \quad (4.4.1)$$

O sinal de referência  $y_r(n)$  corresponde á saída da híbrida, logo, su-

pondo uma resposta ao impulso infinita para a híbrida e representando-a por  $h_j$ , vem:

$$y_r(n) = \sum_{j=0}^{\infty} x(n-j) h_j \quad (4.4.2)$$

Substituindo a equação 4.4.2 em 4.4.1 vem:

$$p_k = E \left[ x(n+k) \left( \sum_{j=0}^{\infty} x(n-j) h_j \right) \right]$$

$$p_k = \sum_{j=0}^{\infty} \left( h_j E \left[ x(n+k) x(n-j) \right] \right) \quad (4.4.3)$$

Supondo para facilidade de raciocínio, porém sem perder generalidade, que o sinal "x" é estacionário, vem:

$$p_k = \sum_{j=0}^{\infty} \left( h_j r_{xx}(k+j) \right) \quad (4.4.4)$$

onde :

$r_{xx}(\tau)$  : autocorrelação do sinal "x" para uma diferença de tempo  $\tau$ .

Como se sabe, a autocorrelação de um sinal é máxima para  $\tau = 0$  e tende a diminuir com o aumento do intervalo  $\tau$ . Para "k" igual a zero na equação 4.4.4 obtém-se o maior valor para " $p_k$ ", uma vez que o somatório parte de  $r_{xx}(0)$  ponderado por um dos maiores coeficientes da resposta discreta ao impulso da híbrida (segundo se constatou na consideração 1). Para "k" maior que zero,  $r_{xx}(0)$  está necessariamente excluído do somatório, uma vez que j é sempre não negativo. Portanto, a correlação cruzada " $p_k$ " cai mais rapidamente com o aumento de |k| para k positivo do que para k negativo, pois o termo  $r_{xx}(0)$  aparece apenas no cálculo da correlação entre  $y_r(n)$  e as amostras passadas de "x". Fisicamente, isto significa que o sinal na saída da híbrida (ou de qualquer sistema real e portanto causal) é fracamente correlacionado com o sinal que ainda está para entrar na híbrida (ou sistema), diminuindo a correlação quanto maior for a diferença de tempo tomada.

- 3) Para que F.A. estabilize, é necessário que o sinal dentro do filtro guarde alguma correlação com o sinal de referência.

Isto pode ser explicado lembrando-se que o conjunto de coeficientes a que um filtro adaptativo deve tender após atingir a convergência é dado pela solução ótima do filtro de Wiener [9], expressa em 4.4.5:

$$\mathbf{R} \mathbf{h}_0 = \mathbf{p} \quad (4.4.5)$$

onde

$\mathbf{R} \Rightarrow$  matriz de autocorrelação do vetor do sinal de entrada que está dentro do filtro;

$\mathbf{h}_0 \Rightarrow$  vetor de coeficientes ótimos do filtro;

$\mathbf{p} \Rightarrow$  vetor de correlação cruzada entre o sinal de referência e o vetor do sinal de entrada dentro do filtro.

A matriz de autocorrelação  $\mathbf{R}$  depende apenas do sinal "x". Para que  $\mathbf{p}$  não seja nulo, é necessário que haja dentro do filtro uma amostra, ou amostras, correlacionadas com  $y_r(n)$ . Caso contrário, o vetor de coeficientes  $\mathbf{h}_0$  seria nulo. Entretanto, devido ao caráter estocástico da adaptação dos coeficientes, a falta de correlação entre "x" e  $y_r(n)$  será encarada como uma constante alteração das estatísticas dos sinais, não permitindo a convergência dos coeficientes do filtro. Assim, é necessário que haja ao menos um elemento não nulo do vetor  $\mathbf{p}$  para que o filtro estabilize. No presente caso as simulações demonstraram que, de fato, os coeficientes de F.A. convergem para um determinado conjunto de valores quando o filtro tiver entre suas amostras aquela que mais fortemente está correlacionada com  $y_r(n)$ . Isto faz com que o vetor  $\mathbf{p}$  possua alguns elementos realmente significativos. Esta constatação pode ser justificada pela equação de formação do vetor  $\mathbf{p}$ , mostrada a seguir:

$$\mathbf{p} = \mathbf{E} \begin{bmatrix} x(n-l) y_r(n) \\ x(n-l-1) y_r(n) \\ \vdots \\ x(n-l-N+1) y_r(n) \end{bmatrix} \quad (4.4.6)$$

onde:

"l" : atraso do sinal antes de entrar em F.A. (ver fig. 4.1),

e o sinal de referência  $y_r(n)$  é dado por:

$$y_r(n) = \sum_{j=0}^{\infty} x(n-D-j) h_j \quad (4.4.7)$$

onde:

- "D" : atraso do sinal, provocado pelo circuito de extensão;  
 $h_j$  : coeficientes da resposta ao impulso da híbrida.

Substituindo a equação 4.4.7 em 4.4.6, obtém-se para cada elemento do vetor  $\mathbf{p}$ :

$$p_i = E \left[ x(n-l-i) \sum_{j=0}^{\infty} \left( x(n-D-j) h_j \right) \right]$$

$$p_i = \sum_{j=0}^{\infty} \left( h_j E \left[ x(n-l-i) x(n-D-j) \right] \right) \quad (4.4.8)$$

Mais uma vez, supondo o sinal "x" estacionário, obtém-se a expressão:

$$p_i = \sum_{j=0}^{\infty} \left( h_j r_{xx}(D+j-l-i) \right) \quad (4.4.9)$$

similar à encontrada em 4.4.4.

Portanto, para que  $\mathbf{p}$  possua valores de correlação cruzada significativos, é necessário que para um dado "i" o argumento de  $r_{xx}$  possa ser zero para algum valor de "j", ou seja,

$$D + j - l - i = 0$$

logo,

$$l = D + j - i \quad (4.4.10)$$

Como "i" é no máximo 31 (para um filtro com 32 coeficientes) e "j" no mínimo zero, o menor "l" para o qual a equação 4.4.10 é satisfeita e, portanto, o filtro possa atingir a estabilidade, é:

$$l_{\min} = D - 31 \quad (4.4.11)$$

Para um valor de "l" abaixo do limite estabelecido em 4.4.11 o filtro F.A. não estabilizará seus coeficientes.

Com um "l" maior que " $l_{\min}$ " e menor que "D", os valores mais significativos de  $r_{xx}$  estão incluídos no filtro. Logo, o filtro poderá estabilizar.

Se, no entanto, " $l$ " ultrapassar " $D$ ", os valores mais significativos de  $r_{xx}$  estarão novamente fora da abrangência do filtro, devido à primeira consideração. Verificou-se, experimentalmente, que para este caso o filtro também não estabilizará.

- 4) Após a convergência de F.A., os seus coeficientes fornecem uma estimativa dos valores da resposta ao impulso discreta da híbrida. Na verdade, devido à constante adaptação, os coeficientes permanecem oscilando em torno desses valores.

Quando um filtro digital transversal adaptativo, aplicado à identificação de um sistema, alcança a convergência, os seus coeficientes serão a melhor aproximação possível das amostras da resposta ao impulso discreta daquele sistema. Desta maneira, as funções de transferência do filtro e do sistema se tornam semelhantes, reduzindo a potência do sinal de erro ao seu valor mínimo. Para isso, é necessário que o filtro adaptativo tenha um número de coeficientes suficiente para representar a resposta ao impulso do sistema a ser identificado. Como foi visto no capítulo 3, considera-se que 32 coeficientes são suficientes para a identificação da híbrida.

Feitas estas quatro considerações, será descrito agora o algoritmo para a determinação do caminho de extensão.

Devido à primeira e à quarta consideração, espera-se que quando " $l$ " for igual a " $D$ " o coeficiente de maior valor seja um dos primeiros do filtro, por exemplo, o terceiro ( $h_2$ ). Caso contrário, " $l$ " não é igual a " $D$ " e portanto necessita correção. O algoritmo, portanto, encontra o coeficiente de maior valor do filtro, após um tempo considerado suficiente para a convergência. Não sendo este o terceiro coeficiente do filtro, " $l$ " é incrementado e, após nova espera para convergência, o coeficiente de maior valor é novamente determinado, repetindo-se o processo.

O incremento que " $l$ " sofre é tal que, na próxima avaliação, se " $l$ " já é igual a " $D$ ", o coeficiente de maior valor será  $h_2$ . Portanto, se o coeficiente de maior valor foi encontrado em  $h_{13}$ , " $l$ " será incrementado de 11. Deve-se reparar que o valor do incremento é adicionado ao valor anterior de " $l$ ", de maneira que a busca de " $D$ " possa ser realizada para valores maiores que 32, se for o caso.

Como não se sabe a priori qual é realmente o coeficiente de maior amplitude, escolheu-se o coeficiente  $h_2$  para reter o maior valor, permitindo assim uma acomodação do tempo de subida da resposta ao impulso correspondente a duas amostras ( $h_0(n)$  e  $h_1(n)$ ), ou seja, 250  $\mu$ s.

Sempre que o coeficiente encontrado de maior valor for  $h_2$ , "l" não sofre alteração. Por outro lado, a 3ª consideração e o contínuo ajuste de "l" garantem que F.A. não estabilizará enquanto "l" não representar o valor do atraso do caminho de extensão. De fato, pela terceira consideração, para que o filtro atinja a convergência é necessário que amostras do sinal de entrada correlacionadas com o sinal de referência  $y_r(n)$  estejam dentro de F.A.. Uma vez que isto aconteça, ele pode estabilizar sem que o coeficiente de maior valor tenha necessariamente coincidido com  $h_2$ . Se isto ocorrer, o contínuo ajuste de "l" trará o coeficiente de maior valor para a posição escolhida para alojá-lo,  $h_2$ . Daí em diante, é de se esperar que o coeficiente encontrado de maior valor passe a ser sempre  $h_2$ . Neste caso, "l" permanecerá estável permitindo o melhor cancelamento do eco possível com 32 coeficientes.

No algoritmo, o valor inicial de "l" é zero e vai sendo incrementado de acordo com o procedimento descrito acima. Durante as simulações, o cálculo para a atualização de "l" levou o sistema a operar algumas vezes com "l" maior que "D". Como não é possível saber que o valor de "D" foi ultrapassado pelo algoritmo, a solução encontrada foi limitar a variação máxima de "l" a 95, como mencionado anteriormente. Sempre que "l" ultrapasse este valor o algoritmo é reinicializado com "l" igual a zero.

Quando "l" é incrementado, os valores dos coeficientes do filtro são deslocados tendo sempre como referência o de maior valor. Em outras palavras, atribui-se a  $h_2(n)$  o valor do maior coeficiente encontrado, a  $h_3(n)$  o valor à direita daquele, a  $h_1(n)$  o valor à esquerda e assim por diante, preenchendo com zeros os coeficientes restantes à direita do filtro e desprezando aqueles à esquerda que não encontraram nova posição para se alojarem. Basicamente visa-se com este procedimento acelerar o tempo de convergência do filtro, tal como poderá ser observado no capítulo seguinte.

A seguir, apresenta-se um diagrama do algoritmo empregado na determinação de "l".

### ALGORITMO LOCALIZA ATRASO

0	INICIAÇÃO	; $l = 0$
10	ESPERA CONVERGÊNCIA DO FILTRO	
20	PROCURA MAIOR COEFICIENTE	; $h_M(n)$
30	DESLOCA OS COEFICIENTES	
	; $h_l = h_{M+1-2}$	$0 \leq l \leq 33 - M$
	; $h_l = 0$	$l > 33 - M$
40	INCREMENTA $l$	$l = l + M - 3$
50	$l$ MAIOR QUE 96 ?	
	SIM : $l = 0$	
60	VOLTA PARA 10	

Dois mecanismos foram adicionados na implementação do algoritmo básico, apresentado acima, para evitar que " $l$ " ultrapasse " $D$ " e o processo tenha que ser reinicializado, retardando a convergência.

O primeiro conta o número de vezes que " $l$ " permanece sem alteração em sucessivas chamadas do algoritmo. Após três chamadas do algoritmo sem alteração do valor de " $l$ " ele passa a ser considerado estável. Assim, mesmo que uma próxima chamada do algoritmo não encontre o coeficiente de maior valor em  $h_2$ , " $l$ " não será modificado imediatamente sendo esperada nova chamada do algoritmo. Persistindo a mudança de posição do maior coeficiente, então " $l$ " será incrementado, os coeficientes deslocados e o processo de busca reiniciado. Com este procedimento pretende-se tornar o algoritmo mais robusto a perturbações transientes no sistema sem contudo perder a possibilidade de correção se necessário.

Os resultados das simulações demonstraram que após 1000 iterações o filtro adaptativo já possui os seus coeficientes definidos, ou seja, eles já estão próximos aos seus valores de convergência. Portanto, a análise do maior coeficiente é realizada a cada 1000 iterações do algoritmo de adaptação do filtro. Entretanto, devido à não adaptação do filtro enquanto a potência do sinal de voz estiver abaixo de um determinado nível (conforme discutido no capítulo 3) a contagem das 1000 iterações não pode ser realizada de modo contínuo. Na realidade, na retomada de potência do sinal o filtro pode estar procurando um novo ponto de equilíbrio, passando por um transiente pouco representativo do sistema.

A continuidade da contagem das iterações poderia levar ao total de 1000 enquanto o filtro ainda se encontrasse no período transiente.

Uma solução que evitaria o problema descrito acima seria, após um vale de potência do sinal, igualar a zero a contagem e recomeçá-la. Entretanto, como o sinal de voz pode variar rapidamente de intensidade, esta solução causaria um tempo de atraso significativamente longo devido à constante reinicialização da contagem.

Como alternativa, o segundo mecanismo implementado utiliza um contador que é incrementado sempre que a potência do sinal de entrada permite adaptação, e decrementado sempre que ocorrer o contrário. Quando este contador atinge a contagem de 1000 adaptações, considera-se que o filtro convergiu. Desta maneira, vales de potência de pequena duração não interferirão de maneira significativa na contagem das iterações, enquanto que vales de potência mais longos terão a capacidade de adiar o momento em que o filtro é dito estável. Com este mecanismo, retarda-se o momento em que se considera que o filtro convergiu, proporcionalmente ao tempo de inatividade do algoritmo de adaptação.

Como pode ser observado pelas figuras ao final deste capítulo, em apenas duas das 26 simulações "I" ultrapassou "D".

Para finalizar são apresentadas, ao final deste capítulo, as figuras 4.6 a 4.11 que ilustram a atuação do algoritmo para determinação do atraso de extensão para vários valores de "D". Por simples compactação, cada gráfico contém o resultado de 4 ou 5 simulações, cada uma para um "D" diferente, cujos valores estão indicados no título de cada figura. Estas figuras mostram a evolução de "I" em função do número de amostras em que efetivamente houve adaptação dos coeficientes. Repare-se que duas alterações consecutivas de "I" se dão após um intervalo de 1000 amostras. A título de teste do algoritmo e por saber a priori que o coeficiente mais significativo do modelo de híbrida utilizado é o primeiro, não foi usado nestas simulações o recurso de reter o coeficiente de maior valor em  $h_2$ , mas sim em  $h_0$ . Portanto, "I" final deverá ser igual a "D", o que é confirmado pelas figuras. Deve-se também observar que, mesmo depois que "I" encontrou o valor de "D", o algoritmo Localiza Atraso continuou sendo continuamente chamado.

As figuras 4.6 e 4.11 mostram simulações onde "I" ultrapassou o valor

de "D", respectivamente para "D" igual a 25 e 95. Como "l" é limitado a 95 no máximo, "l" assume zero e a busca do caminho de extensão é reinicializada.

#### 4.5. SUMÁRIO

O algoritmo Localiza Atraso baseia-se na suposição de que os primeiros valores da resposta impulsiva discreta da híbrida são os mais significativos. Para a confirmação desta suposição, levantou-se a resposta impulsiva de híbridas comerciais utilizadas em telefonia nas placas das centrais telefônicas Trópico R.

A idéia básica do algoritmo é, após um número de iterações suficiente para que se considere que F.A. tenha alcançado a convergência, encontrar o coeficiente de maior valor e fazer "l" tal que aquele se desloque para um coeficiente, previamente escolhido, no início do filtro. Em seguida, espera-se nova convergência do filtro para repetir-se o processo, acrescentando-se a "l" o novo valor encontrado. Quando "l" igualar "D", o maior coeficiente será daí por diante coincidente com o coeficiente escolhido para possuir o maior valor e, portanto, não haverá mais mudanças de "l". Como demonstram os resultados das simulações, uma vez que o algoritmo tenha encontrado o correto valor de "l", este permanecerá constante apesar do processo de avaliação do atraso continuar.

A eficiência demonstrada pelo algoritmo Localiza Atraso permite que F.A. seja implementado com um número de coeficientes suficiente apenas para a identificação da híbrida. Isto proporciona uma redução na ordem de 3/4 no número de coeficientes com relação às implementações de canceladores de eco para voz encontrados na literatura.

No próximo capítulo apresenta-se o desempenho do cancelador de eco proposto, utilizando o algoritmo para determinação do caminho de extensão em conjunto com o algoritmo para a adaptação dos coeficientes.

FIG. 4.2 RESPOSTA AO IMPULSO DE UMA HÍBRIDA ATIVA (1)

Y=30.2887m

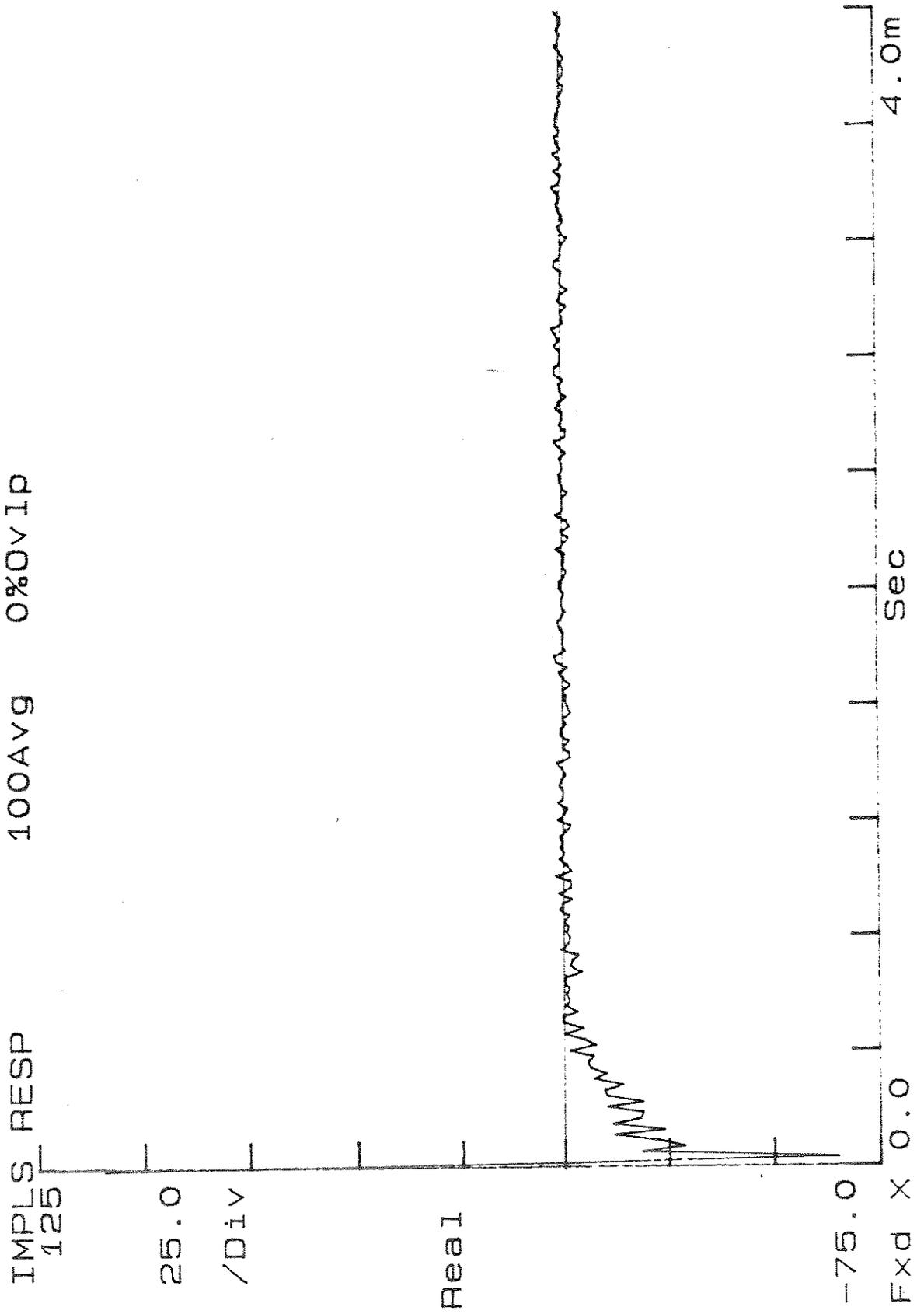


FIG. 4.3 RESPOSTA AO IMPULSO DE UMA HÍBRIDA ATIVA (2)

Y=96.9543m

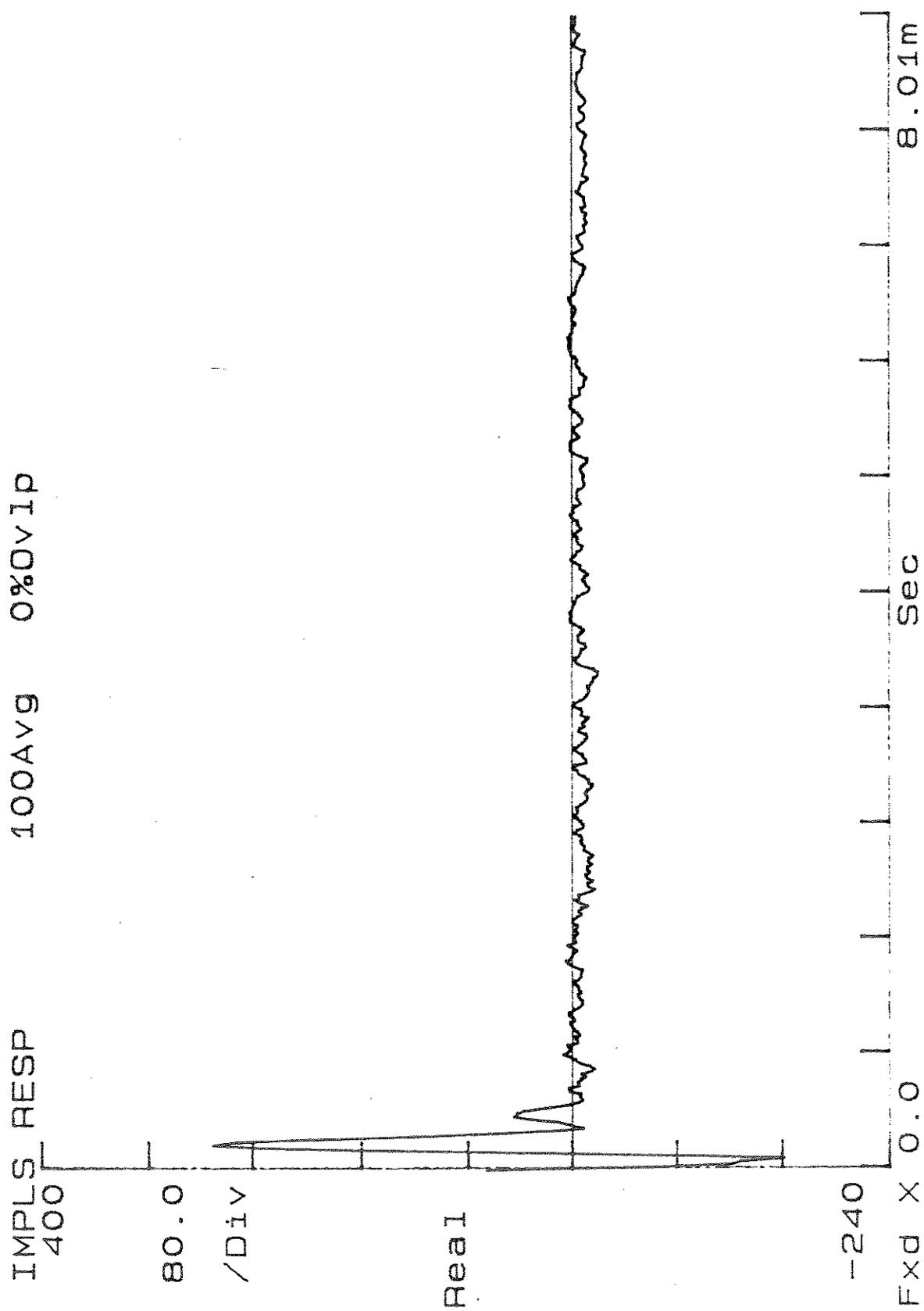


FIG. 4.4 RESPOSTA AO IMPULSO DE UMA HÍBRIDA PASSIVA

X=8.008mSec  $\Delta X=8.008mS$   $Y=-96.985m$   
Ya=2.4375  $\Delta Ya=365.7$

IMPLS RESP 100Av9 0%Ov1p  
240

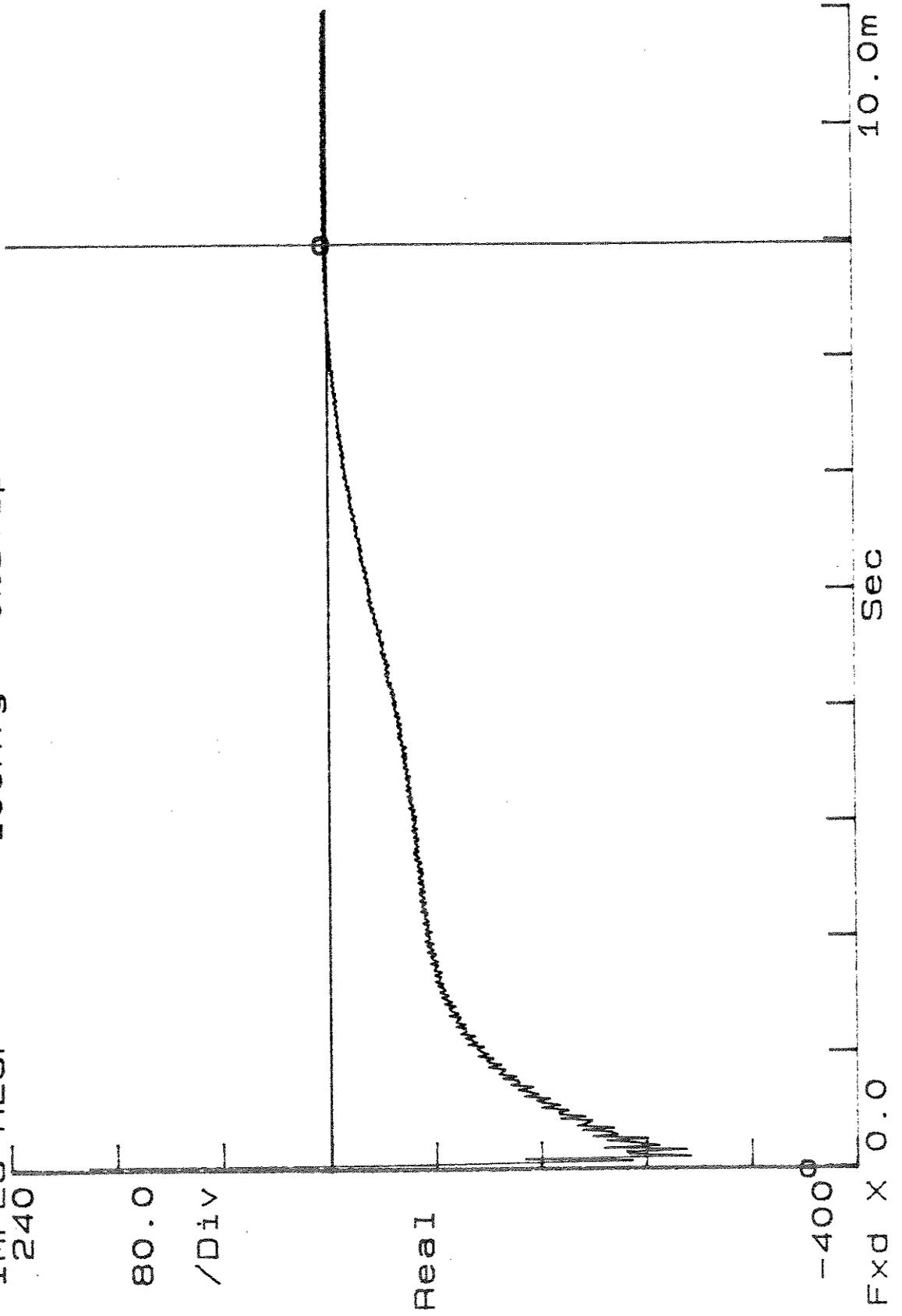
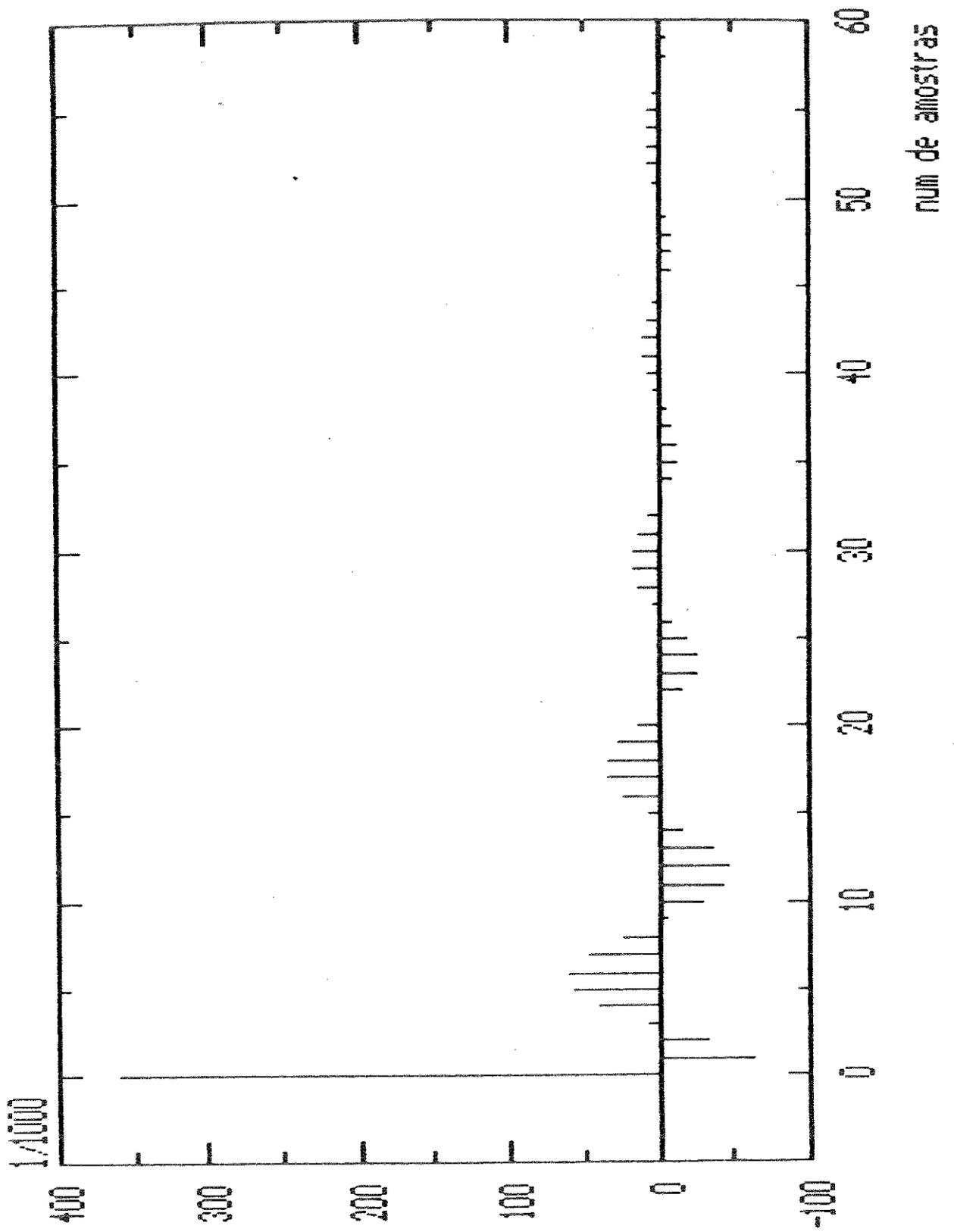


FIG. 4.5 RESPOSTA AO IMPULSO DO MODELO DE HÍBRIDA P/ SIMULAÇÃO



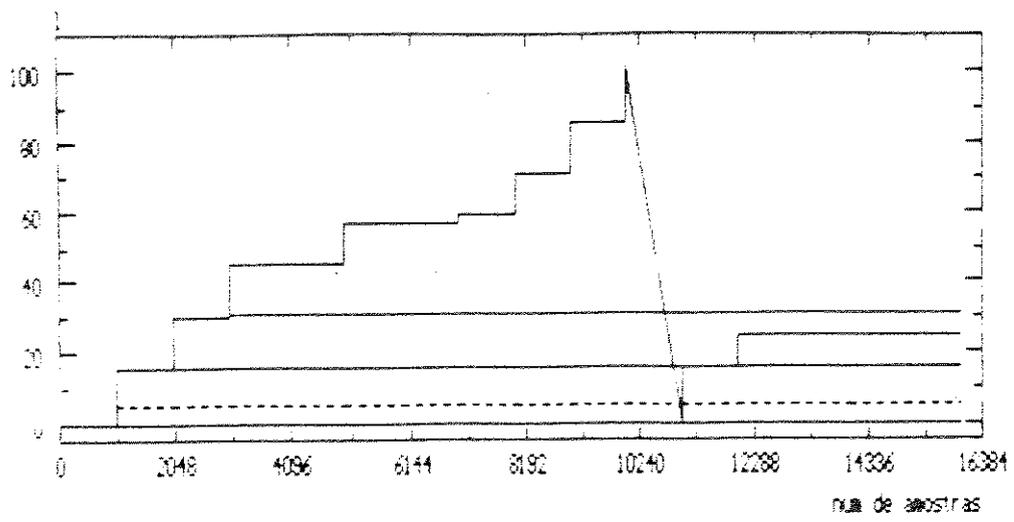


FIG. 4.7: EVOLUCIÓN ALB LOC ATR (Sinal A) ; D = [32,35,47,63]

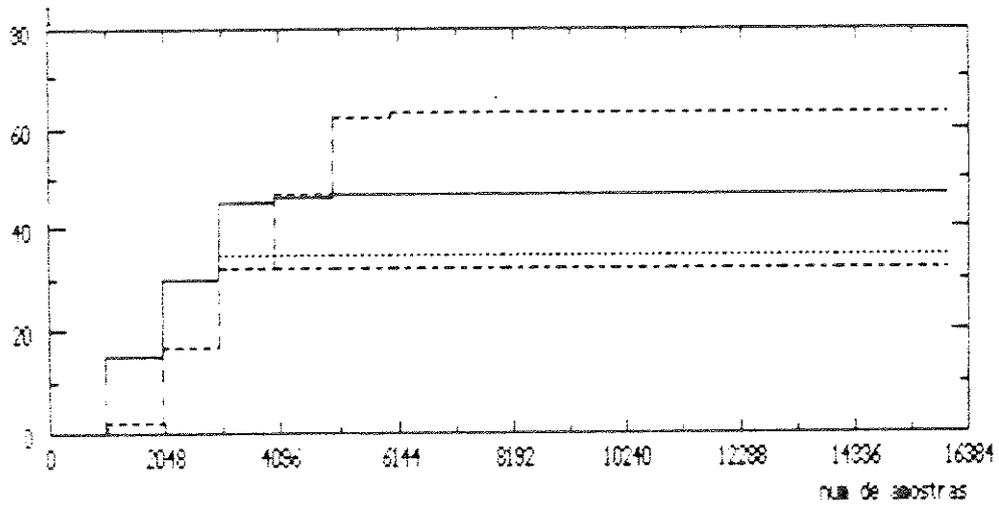


FIG. 4.8: EVOLUCIÓN ALB LOC ATR (Sinal A) ; D = [64,67,79,95]

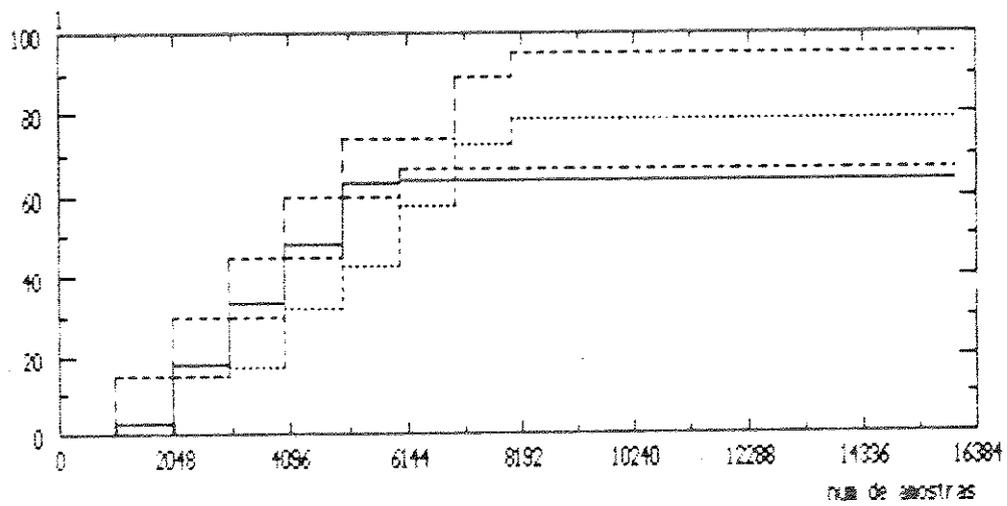


FIG 4.9: EVOLUCAO ALG LOC ATR (Sinal B) : D = [0, 5, 15, 25, 31]

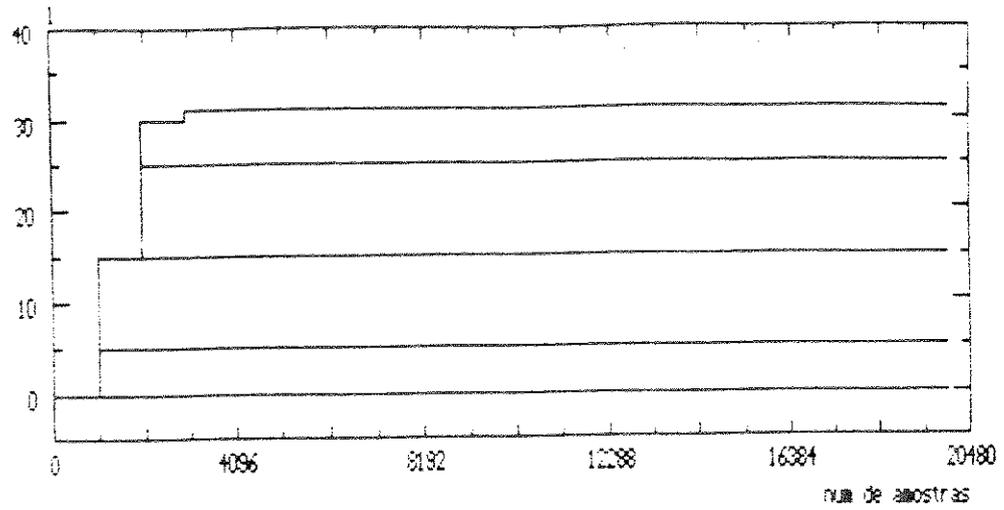


FIG 4.10: EVOLUCAO ALG LOC ATR (Sinal B) : D = [32, 35, 47, 63]

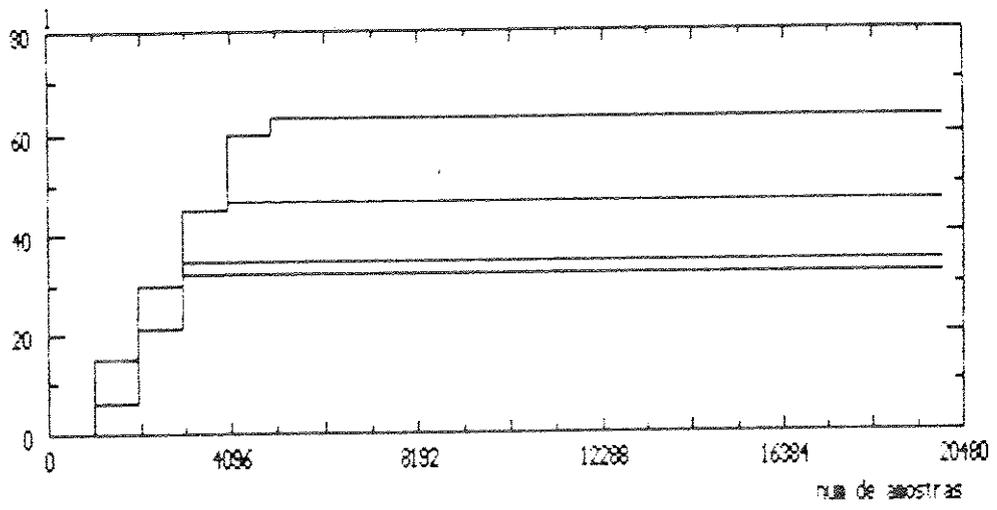
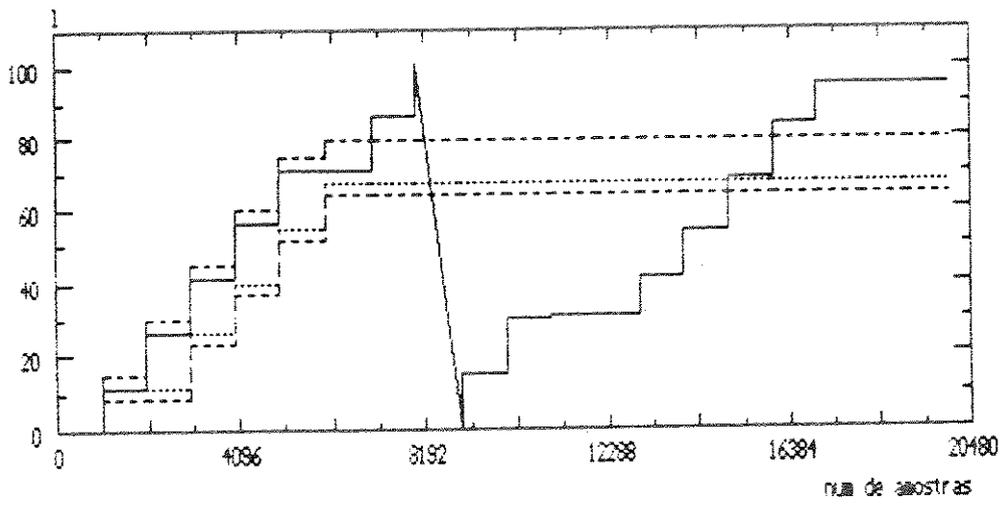


FIG 4.11: EVOLUCAO ALG LOC ATR (Sinal B) : D = [64, 67, 79, 95]



## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS FINAIS E CONCLUSÃO

#### 5.1. INTRODUÇÃO

A nova proposta de implementação de um cancelador de eco, apresentada por este trabalho, depende da eficiência do algoritmo Localiza-Atraso. Apenas após a determinação do atraso provocado pelo caminho de extensão é que o cancelador de eco pode atingir a melhor relação sinal ruído no cancelamento. Deve-se observar que a convergência do filtro adaptativo depende agora também da determinação do caminho de extensão. Somente após este ter sido determinado é que o filtro pode convergir para seus valores finais. Portanto, os algoritmos para adaptação dos coeficientes e determinação do caminho de extensão devem operar em conjunto para permitir uma avaliação global.

Neste capítulo final são apresentados os resultados das simulações do sistema completo. A avaliação dos resultados levará em conta a relação sinal ruído encontrada (como definida em 3.6.1) em função do tempo.

Na última seção deste capítulo são feitas considerações finais a respeito do trabalho desenvolvido e das perspectivas de continuidade. Destacam-se os pontos considerados mais importantes, ressaltando-se as principais contribuições ao tema em estudo.

#### 5.2. AVALIAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

Os resultados finais das simulações são apresentados da figura 5.1 até a 5.30. As três primeiras (figuras 5.1, 5.2 e 5.3) mostram a potência do sinal de referência (eco) para três sinais de prova distintos. Como no capítulo 3, dois correspondem a sinais de voz (sinais A e B) e o terceiro a um processo AR (sinal R). O tempo de duração dos sinais corresponde a aproximadamente 4 segundos (32.000 amostras em uma taxa de 8.000 amostras por segundo). Estas figuras

demonstram como o sinal de voz varia bruscamente de potência em função do tempo. Deve-se reparar que, apesar de estar sendo apresentado apenas o sinal de referência (eco), o sinal de voz que o gerou guarda características idênticas.

Para apresentar os resultados foram escolhidos três valores para o caminho de extensão:  $D = 15$ ,  $D = 47$  e  $D = 79$ . Nestas simulações foi usado o recurso de manter o coeficiente de maior valor em  $h_2$ , como descrito no capítulo 4. Portanto, " $l$ " deverá estabilizar quando encontrar o valor " $D-2$ ", já que, como foi apresentado na figura 4.5, o maior coeficiente do modelo de híbrida utilizado nas simulações é o primeiro.

As figuras 5.4 em diante apresentam, em grupos de três, os resultados obtidos para um dado sinal e valor de " $D$ ". Para cada grupo, a evolução da potência do sinal de ruído (eco que não foi possível cancelar), a evolução da SNR e a evolução da variável " $l$ " (que determina o caminho de extensão) são apresentadas respectivamente na primeira, segunda e terceira figuras. Como era de se esperar, a melhor relação sinal ruído é alcançada quando o algoritmo para determinação do caminho de extensão converge para o valor ótimo. No entanto, mesmo antes dele convergir, há redução do nível do eco com a adaptação do filtro, o que constitui uma vantagem importante do ponto de vista prático. Em outras palavras, mesmo antes do cancelador de eco encontrar quanto vale o atraso no caminho de extensão, ele já proporciona redução no nível de eco que retorna para o assinante do outro lado da linha.

A mesma conclusão anterior pode ser alcançada observando-se a potência do sinal de erro, ou seja, o eco restante depois do cancelamento. Enquanto o algoritmo Localiza Atraso está buscando encontrar o valor do caminho de extensão, a potência do sinal de erro se mantém elevada, para diminuir acentuadamente logo após a determinação do atraso total do sistema. Isto pode ser creditado ao deslocamento dos coeficientes após o incremento de " $l$ ", conforme descrito no capítulo 4. Uma vez que " $l$ " atinja o seu valor final, e portanto tenha sido determinado o circuito de extensão, o deslocamento dos coeficientes permite que a adaptação do filtro parta de um conjunto de valores mais próximos aos finais do que se partisse de zero.

Observa-se, pelas figuras que apresentam a evolução de " $l$ ", que o tempo tomado pelo algoritmo Localiza Atraso para determinar o caminho de extensão cresce com o aumento do próprio caminho de extensão. Este é um resultado espera-

do já que a determinação de "D" é iterativa e o passo máximo que pode ser dado corresponde ao comprimento do filtro (32 coeficientes neste caso). Nas figuras, este tempo variou entre centenas de mili segundos até 1 segundo. No caso da figura 5.21, onde o algoritmo perdeu inicialmente o valor de "D", o tempo de convergência chegou a 3 segundos.

De fato, seria interessante evoluir o algoritmo Localiza Atraso de modo a evitar que ele ultrapasse o valor de "D" e assim ter que ser reinicializado. Percebe-se pelas figuras que, pelo menos a nível de simulação, o tempo requerido pelo sistema para a estabilização quando o algoritmo L.A. não se perde é aceitável. Apenas quando é ultrapassado o valor de "D" é que o tempo de convergência se torna inadequado. A continuidade do trabalho prevê alcançar esta proposta.

### 5.3. CONCLUSÃO

Como conclusão deste trabalho, ressaltam-se três aspectos considerados mais importantes.

O primeiro diz respeito à importância fundamental exercida pela conformação do passo de adaptação em função da potência do sinal de entrada no filtro. No capítulo 3 demonstrou-se que um passo de adaptação que leve em conta a potência real total do sinal dentro do filtro (como calculado em 3.5.1), ao invés de uma estimativa, tem a capacidade de mais rapidamente se adequar a variações bruscas do sinal.

O segundo aspecto está na verificação, através de simulações, de que um filtro com menos coeficientes tem maior capacidade de perseguir as variações do sinal de voz, apesar dos resultados obtidos com o sinal estacionário. Felizmente tal aspecto vem de encontro a significativos interesses de ordem prática. De fato, a constatação acima demonstra a validade e importância de se trabalhar, mesmo a nível de simulação, com sinais que melhor representem o ambiente real.

Por último, sobressaem os ganhos que podem ser obtidos com a redução do número de coeficientes do filtro adaptativo. Trabalhando-se com uma redução de 3/4 no número de coeficientes normalmente empregado em canceladores de eco, surgem duas possibilidades distintas de interesse prático:

- utilizando-se um algoritmo do gradiente como o apresentado neste trabalho, pode-se implementar pelo menos três canceladores de eco com o mesmo "hardware" básico onde antes se implementaria apenas um, ou
- com a intenção de se alcançar uma melhor relação sinal ruído pode-se agora utilizar algoritmos que demandam maior esforço computacional, com conseqüente melhoria na performance, como é o caso do algoritmo dos mínimos quadrados.

**Destacam-se duas contribuições deste trabalho:**

- 1ª - A idéia de se implementar um cancelador de eco a partir da determinação do caminho de extensão, com conseqüente redução no número de coeficientes do filtro adaptativo;**
- 2ª - A proposta de um algoritmo que determina o caminho de extensão (como primeira abordagem da solução) a ser utilizado em conjunto com o algoritmo de adaptação proposto.**

Ao longo dos capítulos anteriores, procurou-se estabelecer as bases teóricas que fundamentam essas contribuições, assim como apresentar os resultados das simulações que as confirmam e justificam.

Como continuidade deste trabalho, estuda-se uma alternativa ao algoritmo Localiza Atraso que deverá melhorar o desempenho do cancelador de eco em termos de sua velocidade de convergência. Além do desenvolvimento de um algoritmo mais eficiente para a determinação do caminho de extensão, está prevista também a implementação prática de um cancelador de eco como o apresentado aqui, utilizando o micro processador TMS320C25, aplicado ao processamento digital de sinais.

FIG. 5.1: POT DO SINAL DE REFERENCIA (ECO) - Sinal A

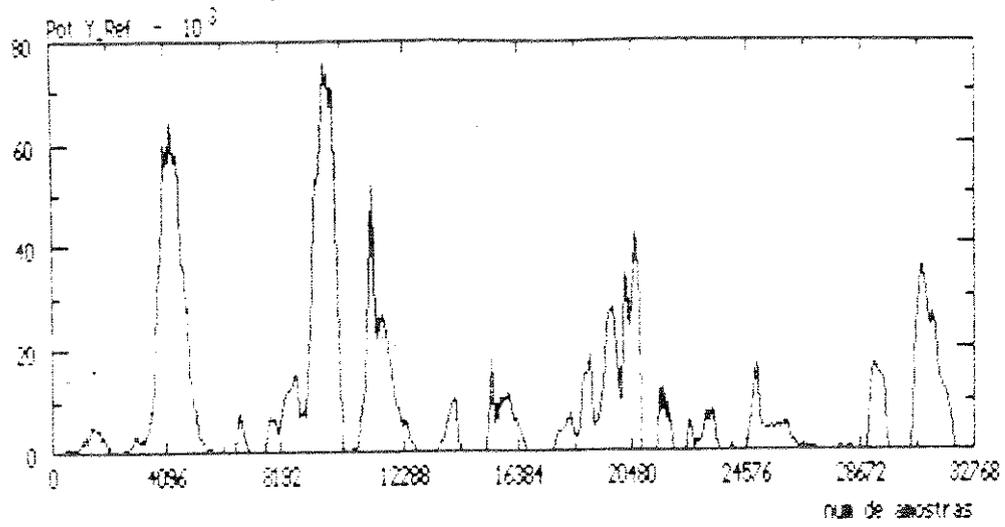


FIG. 5.2: POT DO SINAL DE REFERENCIA - Sinal B

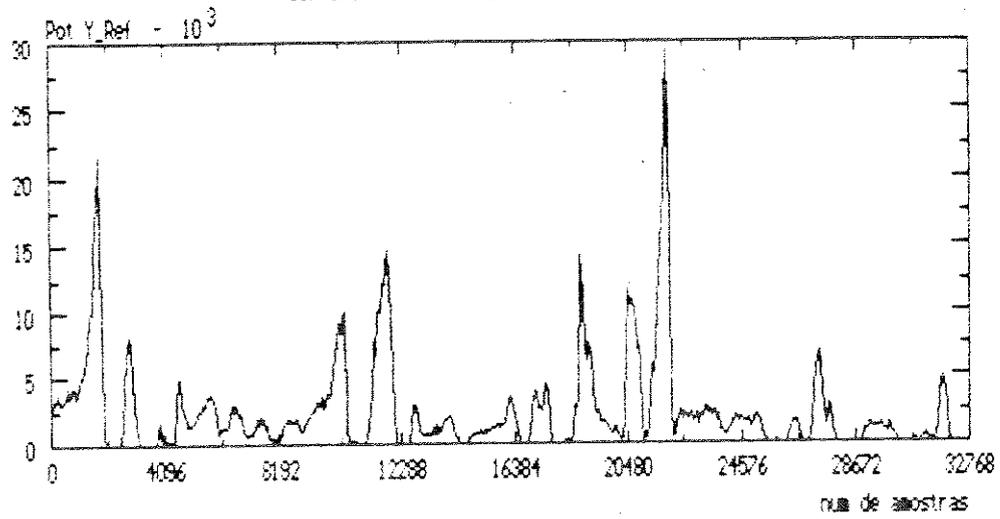


FIG. 5.3: POT DO SINAL DE REFERENCIA - Sinal R

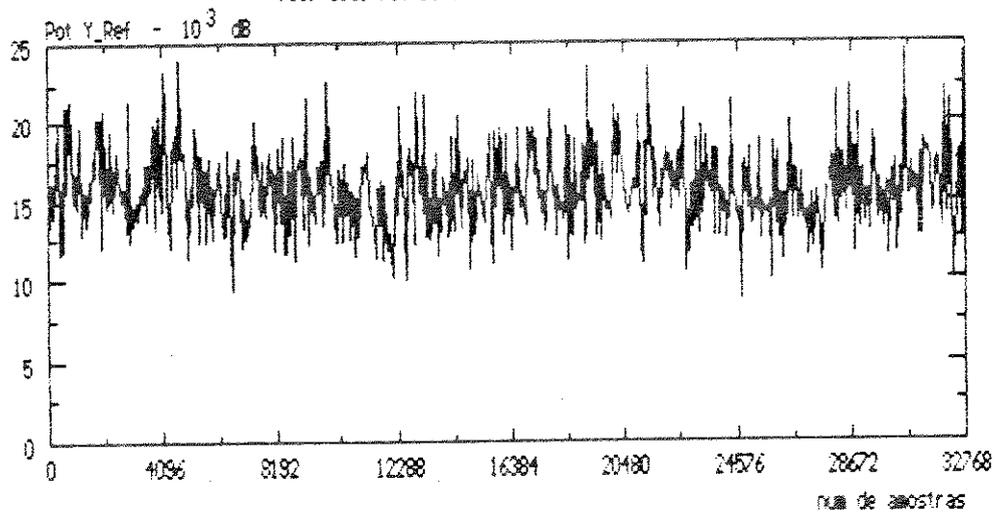


FIG. 5.4: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal A - D = 15

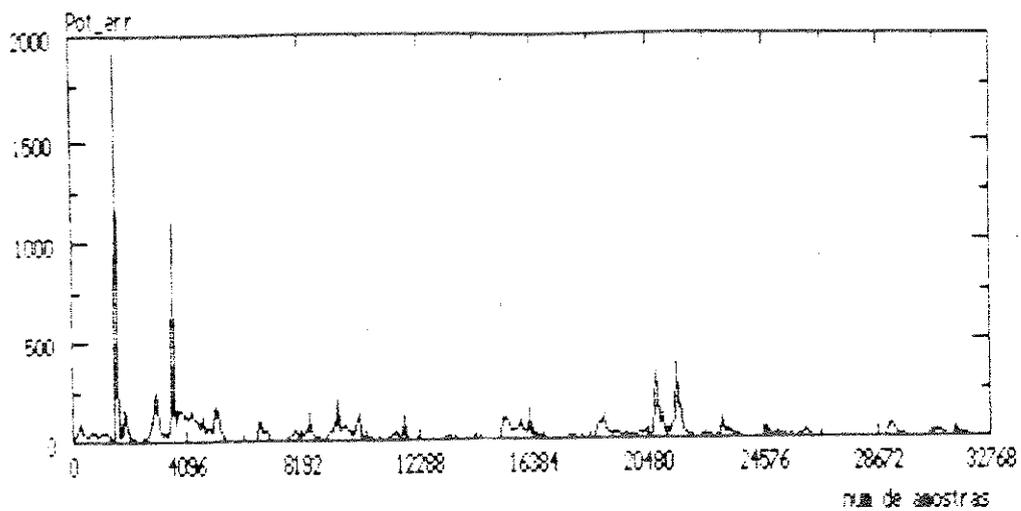


FIG. 5.5: EVOLUCAO DA SNR - Sinal A - D = 15

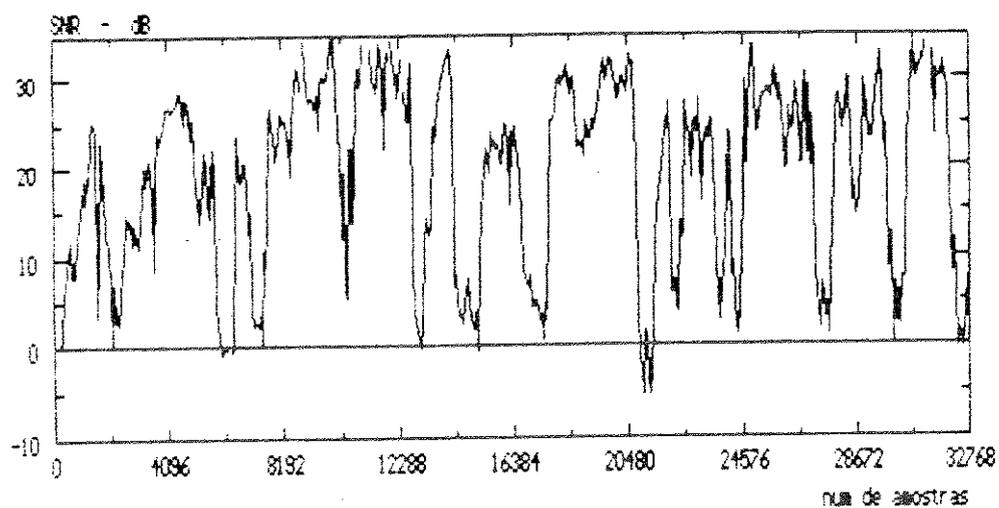


FIG. 5.6: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal A - D = 15

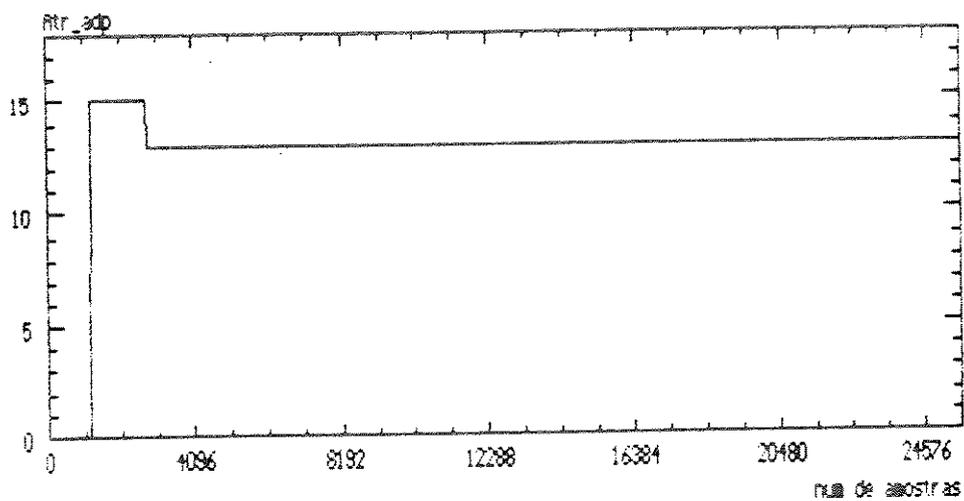


FIG. 5.7: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal A - D = 47

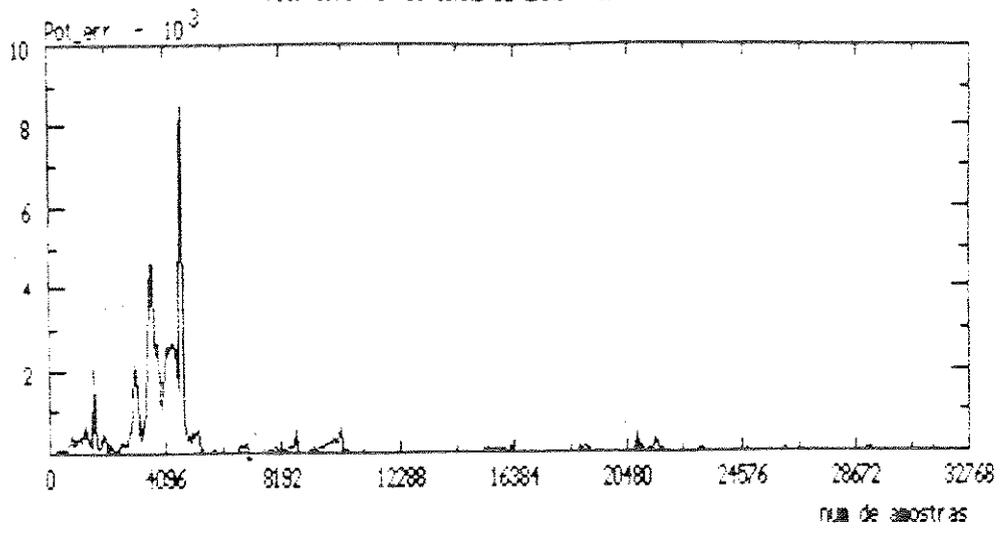


FIG. 5.8: EVOLUCAO DA SNR - Sinal A - D = 47

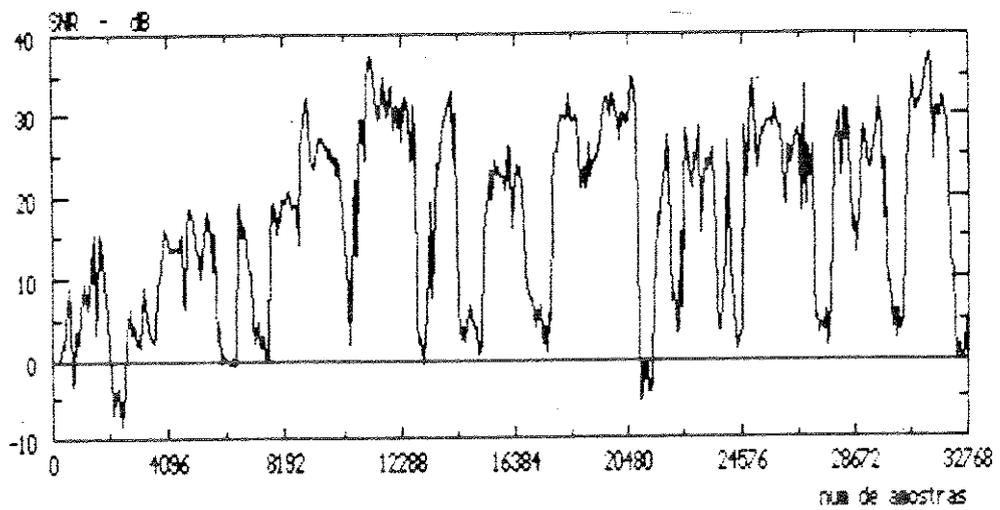


FIG. 5.9: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal A - D = 47

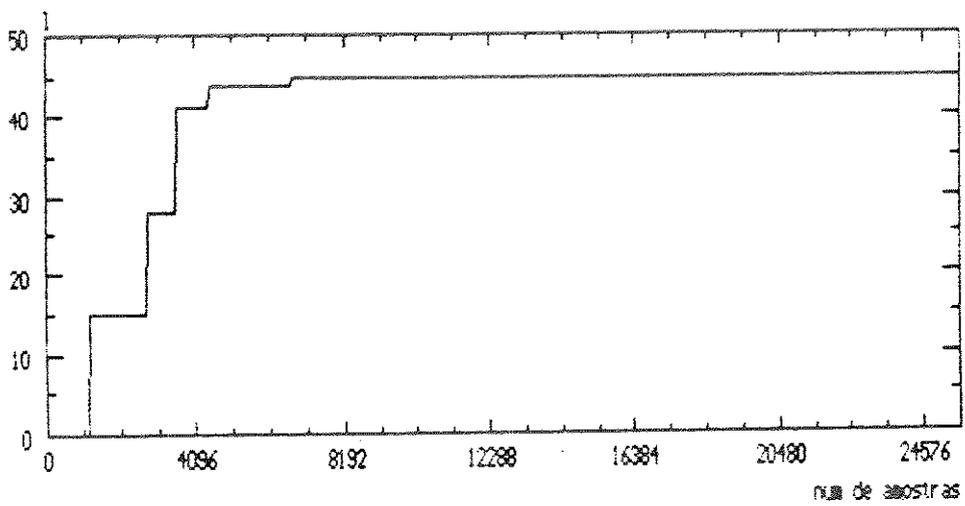


FIG. 5.10: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal A - D = 79

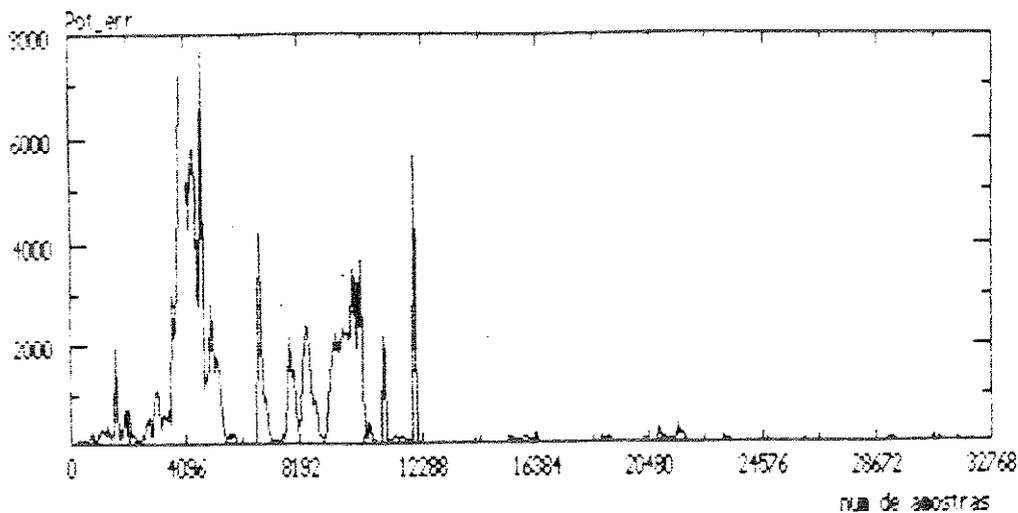


FIG. 5.11: EVOLUÇÃO DA SNR - Sinal A - D = 79

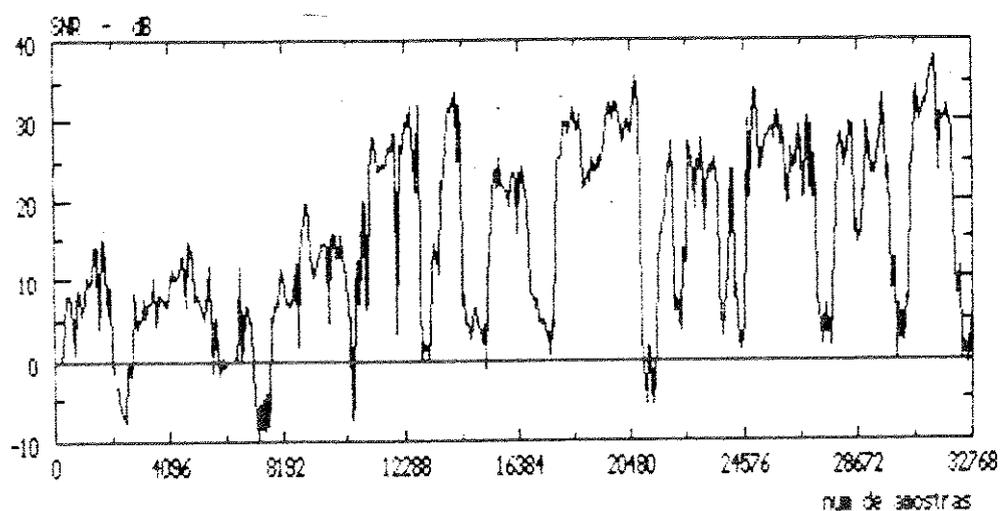


FIG. 5.12: EVOLUÇÃO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal A - D = 79

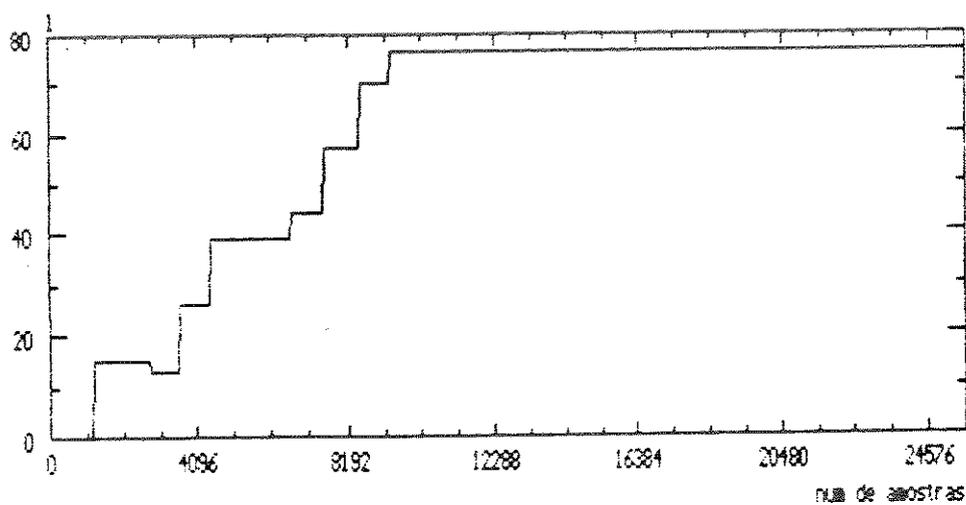


FIG. 5.13: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal B - D = 15

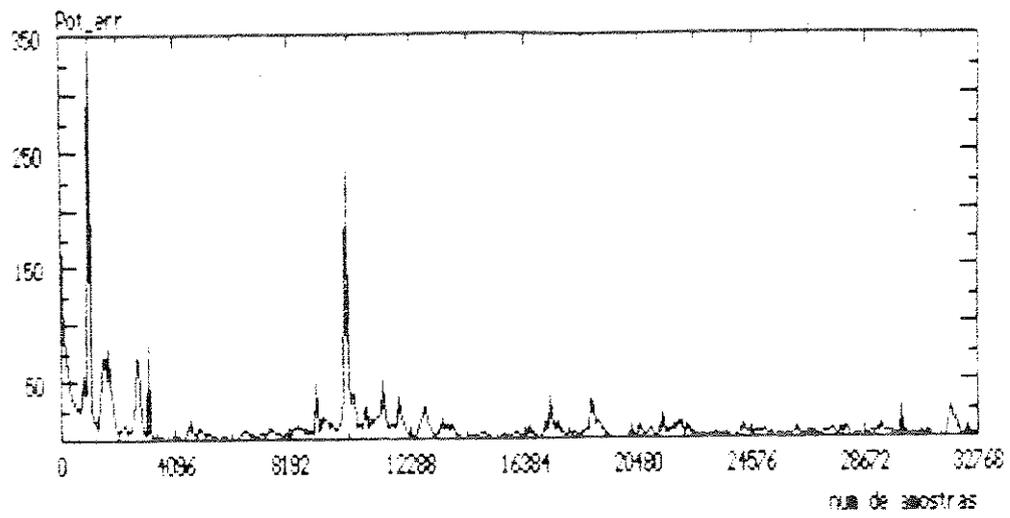


FIG. 5.14: EVOLUCAO DA SNR - Sinal B - D = 15

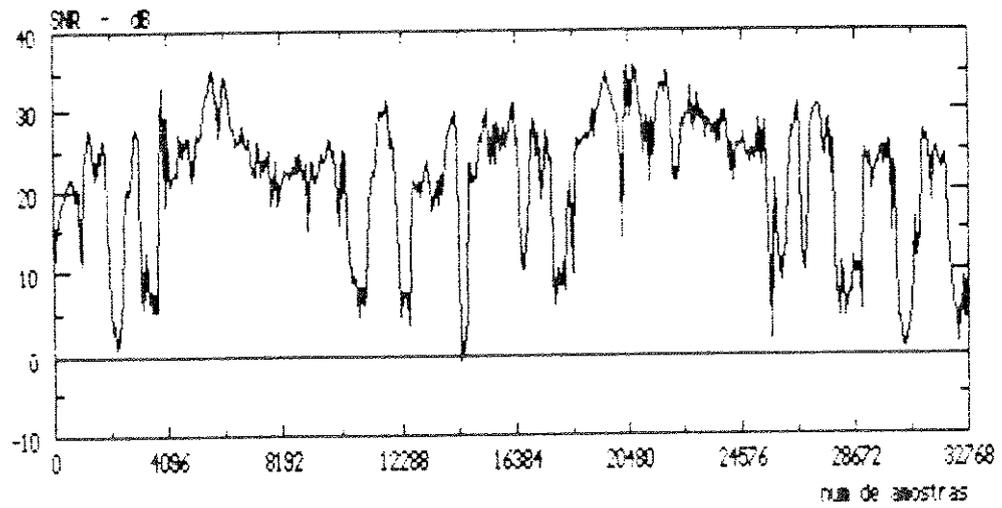


FIG. 5.15: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal B - D = 15

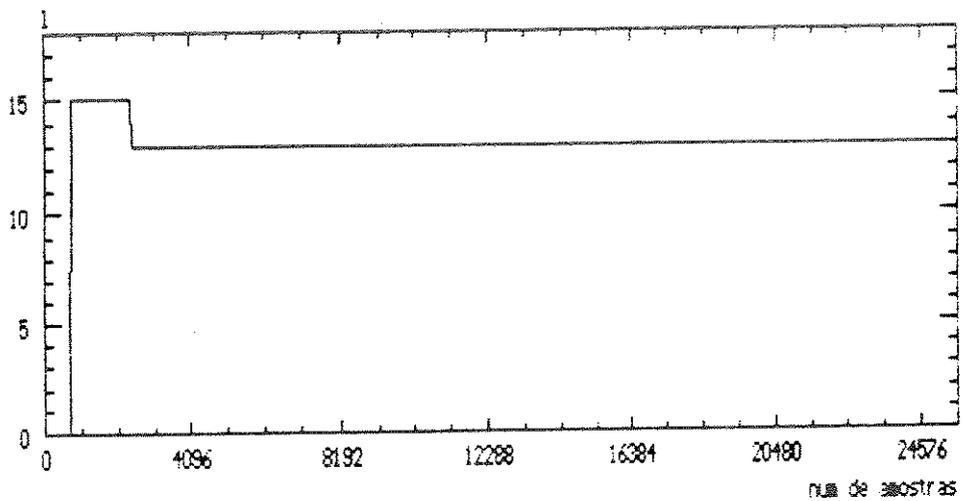


FIG. 5.16: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal B -  $D = 47$

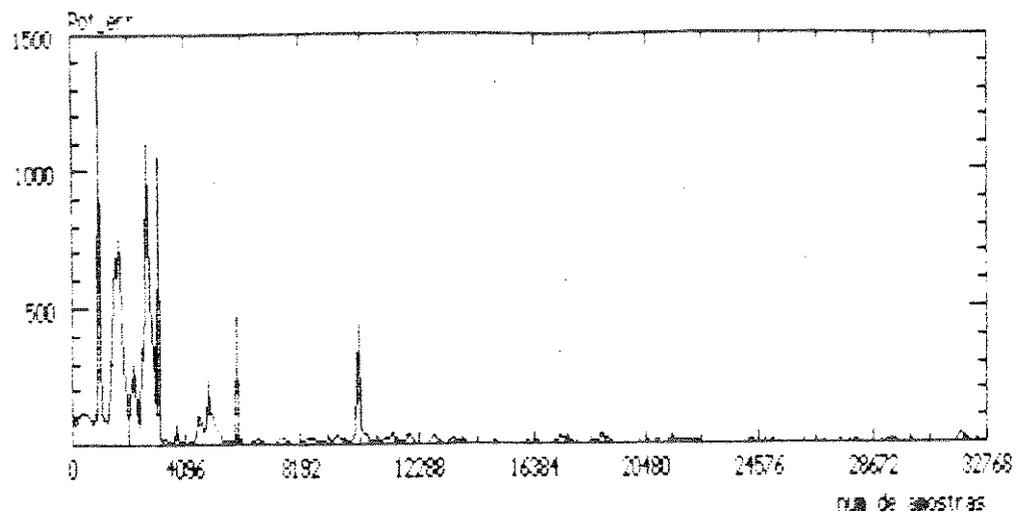


FIG. 5.17: EVOLUCAO DA SNR - Sinal B -  $D = 47$

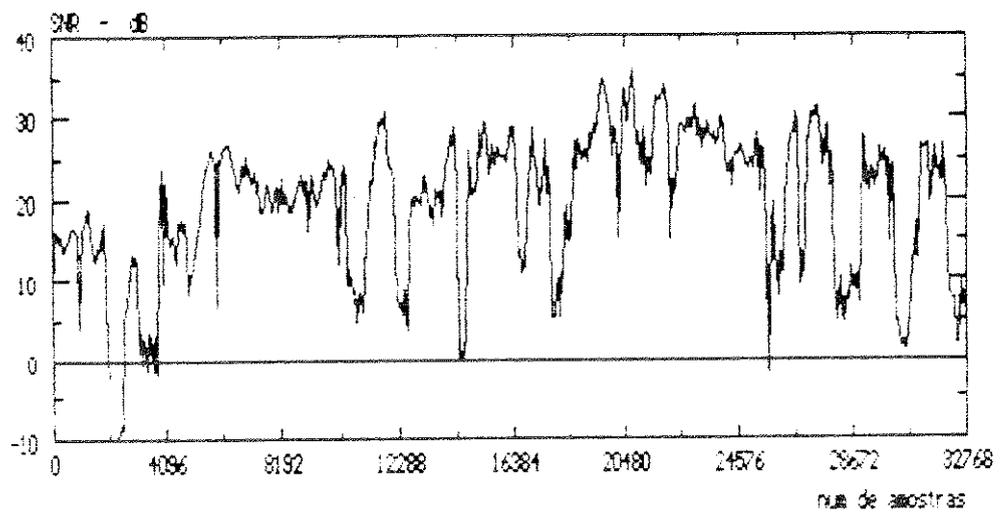


FIG. 5.18: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal B -  $D = 47$

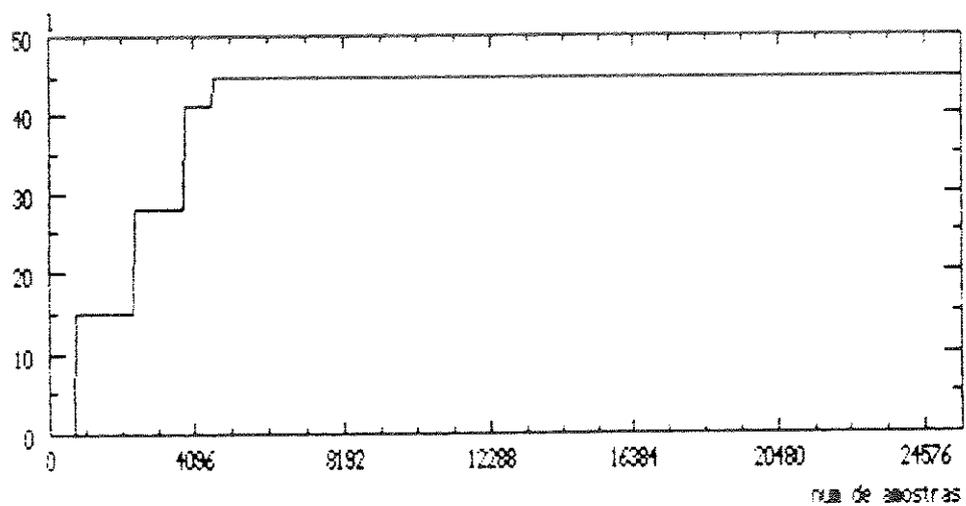


FIG. 5.19: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal B - D = 79

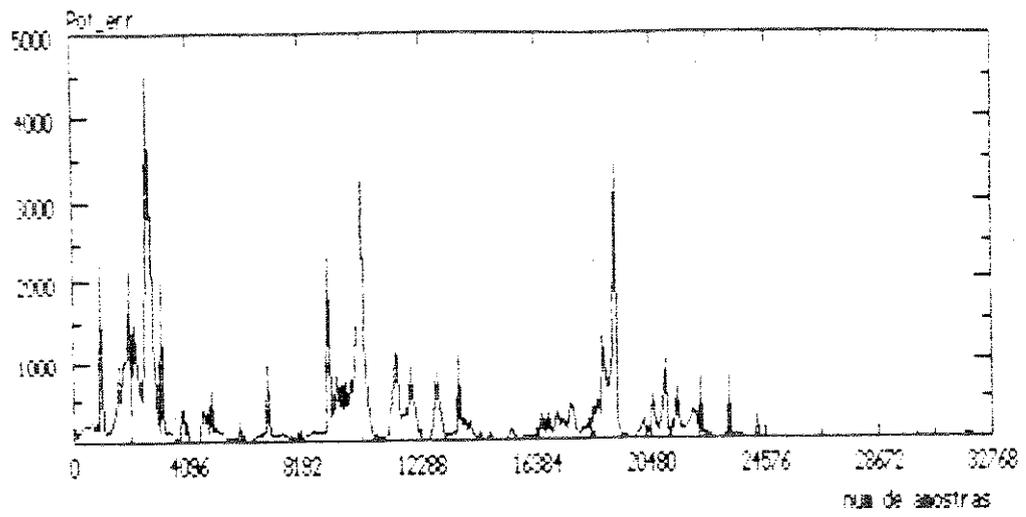


FIG. 5.20: EVOLUCAO DA SNR - Sinal B - D = 79

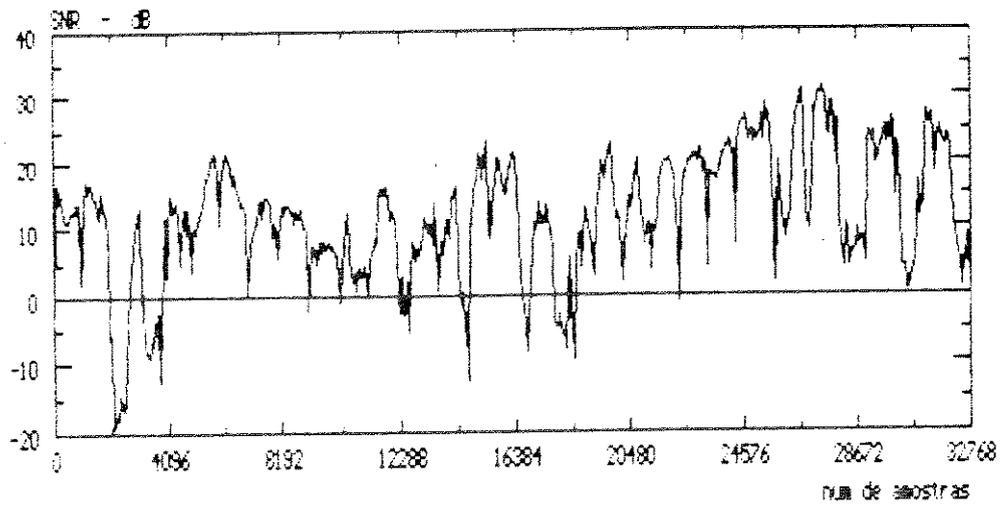


FIG. 5.21: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal B - D = 79

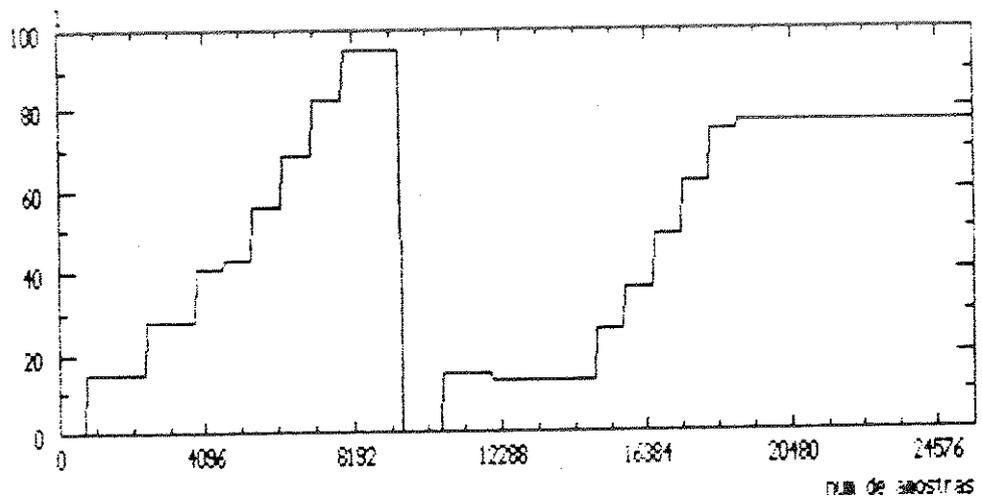


FIG. 5.22: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal R - D = 15

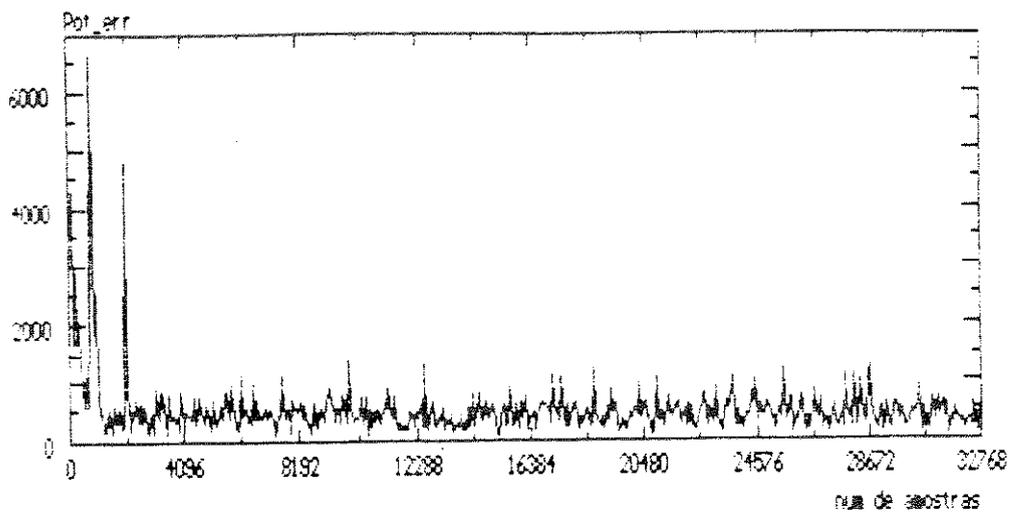


FIG. 5.23: EVOLUCAO DA SNR - Sinal R - D = 15

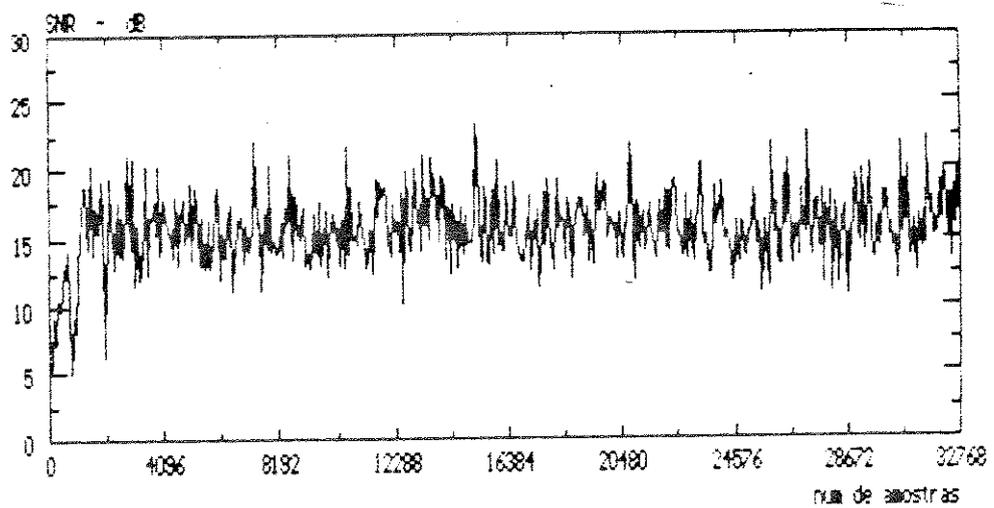


FIG. 5.24: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal R - D = 15

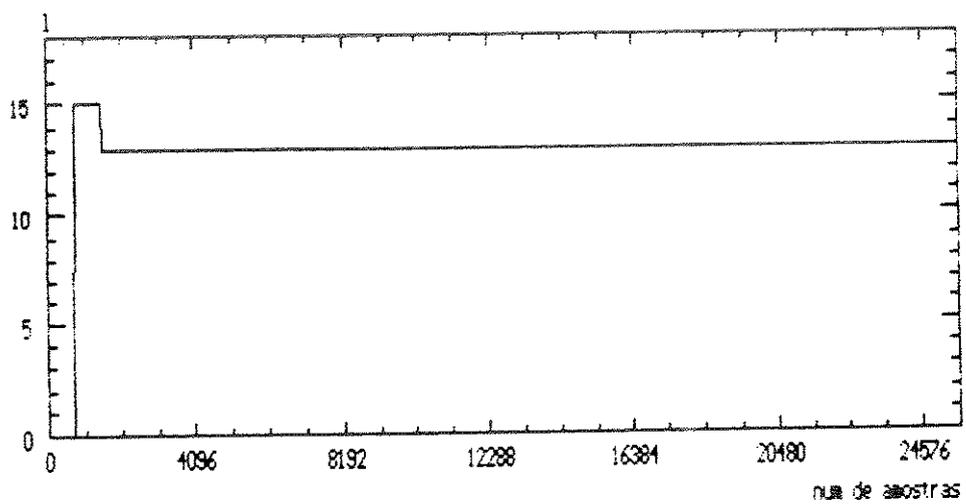


FIG. 5.25: POT DO SINAL DE ERRO - Sinal R - D = 47

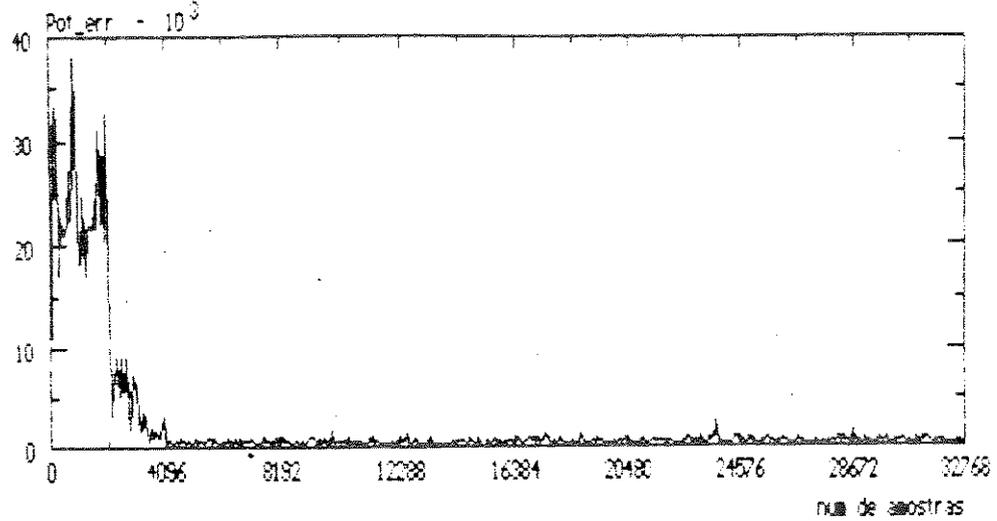


FIG. 5.26: EVOLUCAO DA SNR - Sinal R - D = 47

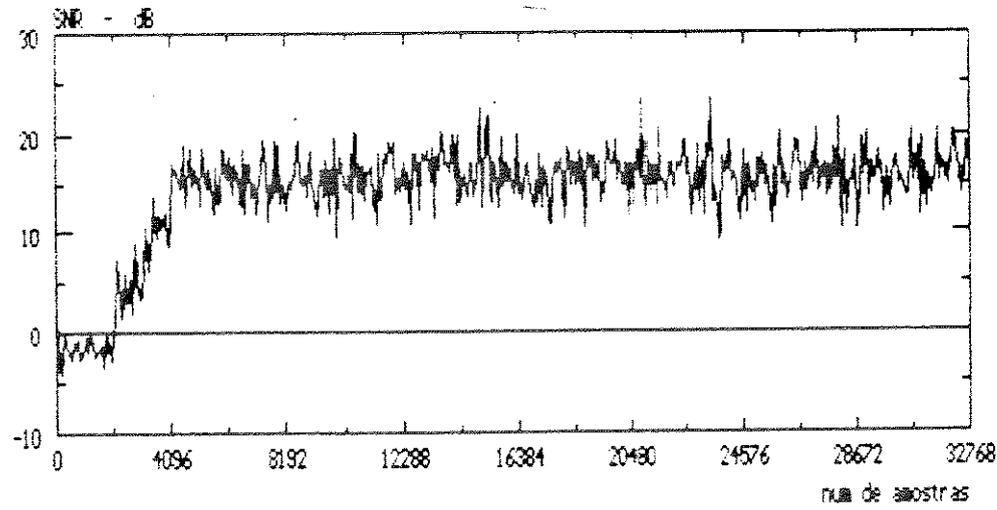


FIG. 5.27: EVOLUCAO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal R - D = 47

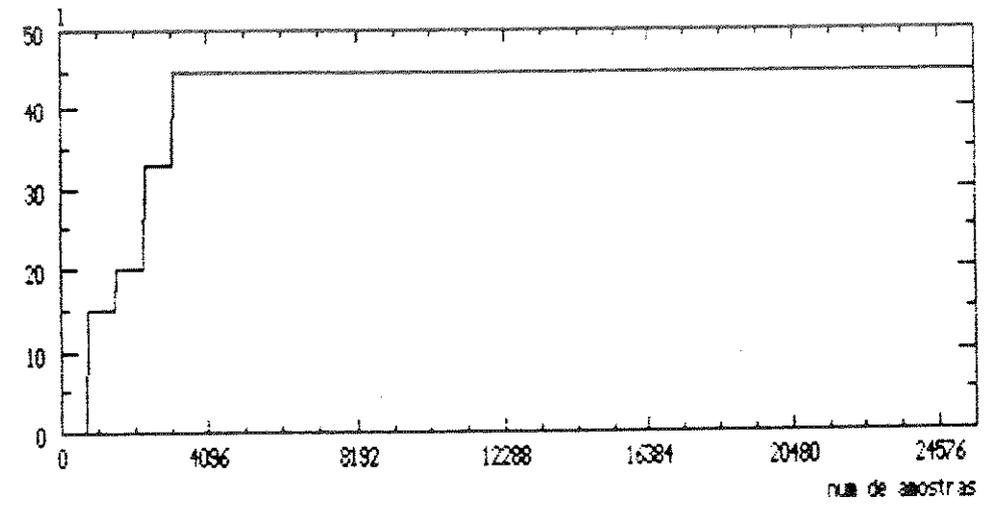


FIG. 5.26: POT. DE SINAL DE 1000 - Sinal R - D = 79

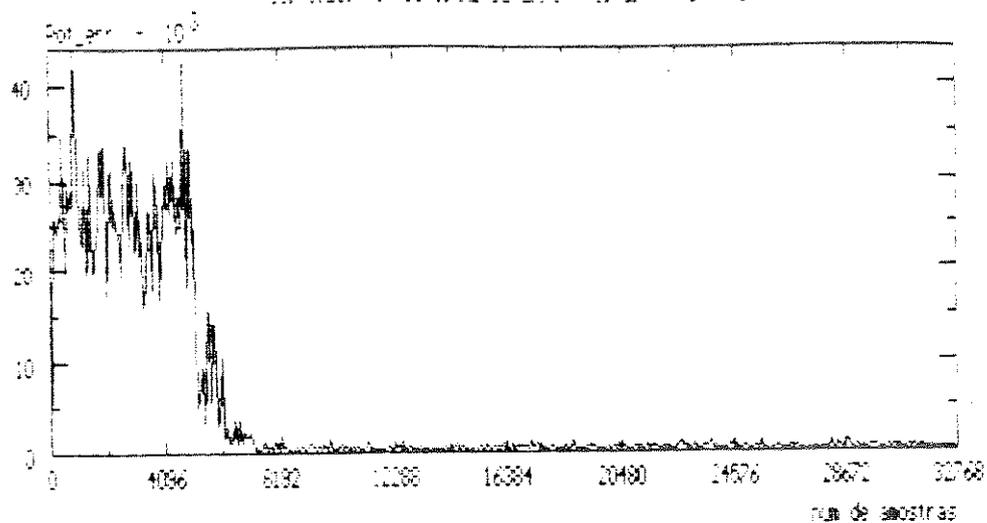


FIG. 5.29: EVOLUÇÃO DA SNR - Sinal R - D = 79

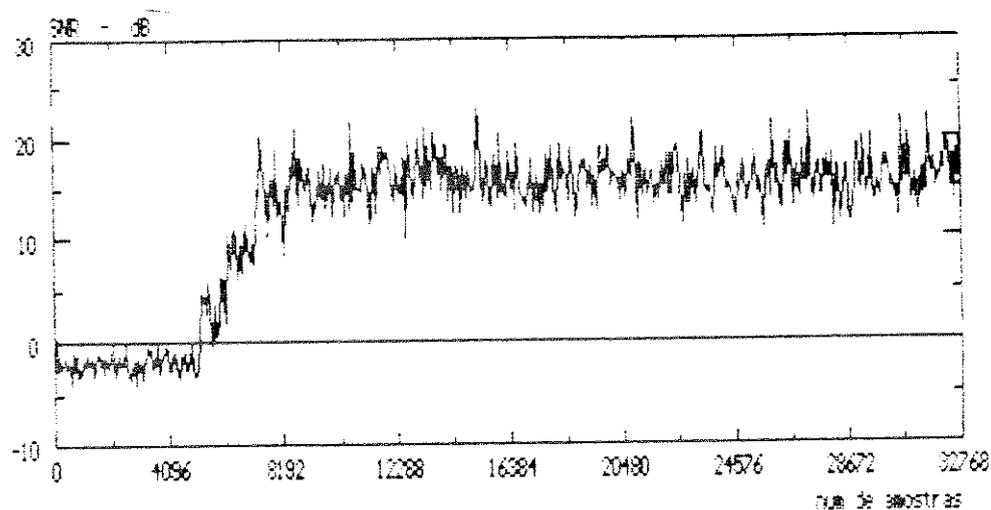
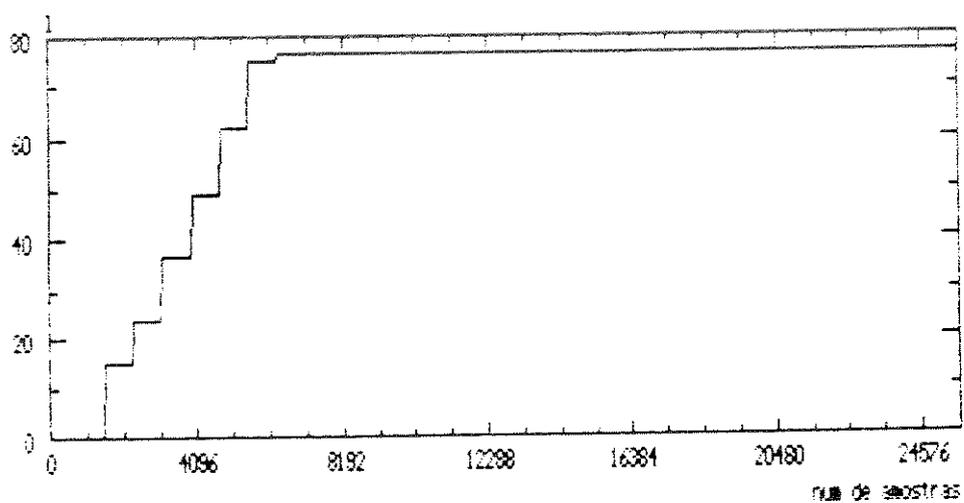


FIG. 5.30: EVOLUÇÃO DA LOCALIZ. DO ATRASO - Sinal R - D = 79



## REFERÊNCIAS

- [1] M. M. Sondhi e D. A. Berkley, "Silencing Echoes on the Telephone Network", *Proceedings on the IEEE*, Vol. 68, No. 8, Agosto 1980.
- [2] J. Pires e O. Barradas, "Sistemas Multiplex", Embratel, LTC S. A.
- [3] C. W. K. Gritton e D. W. Lin, "Echo Cancelation Algorithms", *IEEE ASSP Magazine*, Abril 1984.
- [4] H. Fan e W. K. Jenkins, "An Investigation of an Adaptive IIR Echo Canceller: Advantages and Problems", *IEEE Transactions on ASSP*, Vol. 36, No. 12, Dezembro, 1988
- [5] D. Messerschmitt, D. Hedberg, C. Cole, A. Haoui e P. Winship, "Digital Voice Echo Canceller with a TMS32020", *Digital Signal Processing Applications with the TMS32020 Family*, 1986 TEXAS Instruments Incorporated.
- [6] D. L. Duttweiler, "A Twelve-Channel Digital Echo Canceller", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, No. 5, Maio 1978.
- [7] L. Pagnucco e C. Ershine, "Combandig Routines for the TMS32010/TMS32020", *Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family*, Texas Instruments, 1986.
- [8] CCITT Recommendation Echo Cancellers, Livro Azul, Vol III, Rec. G.165.
- [9] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall, 1986.
- [10] Maurice G. Bellanger, "Adaptive Digital Filters and Signal Analysis", Marcel Dekker, Inc., 1987.
- [11] C. R. Johnson, "Adaptive IIR Filtering: Current Results and Open Issues", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol II-30, No. 2, Março, 1984.