



CPqEE/CCT-UFPB

COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA

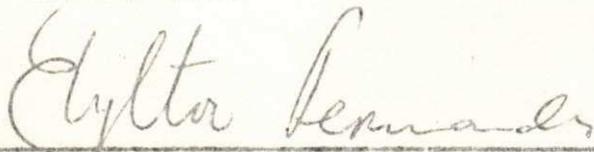
PARECER FINAL DO JULGAMENTO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

JORGE CHAVES DE MEDEIROS

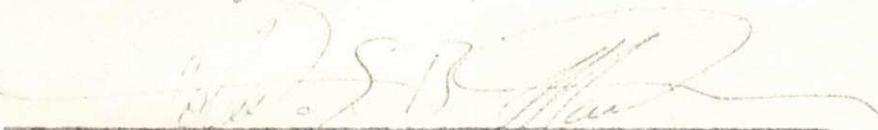
TÍTULO: "Estudo Sobre Equalização Automática Digital"

CONCEITO: APROVADO

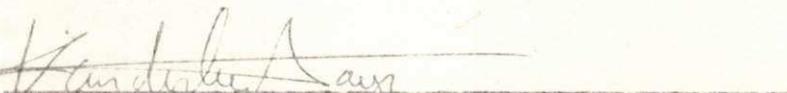
COMISSÃO EXAMINADORA:



PROF. CLYLTON JOSÉ GALAMBA FERNANDES - Ph.D

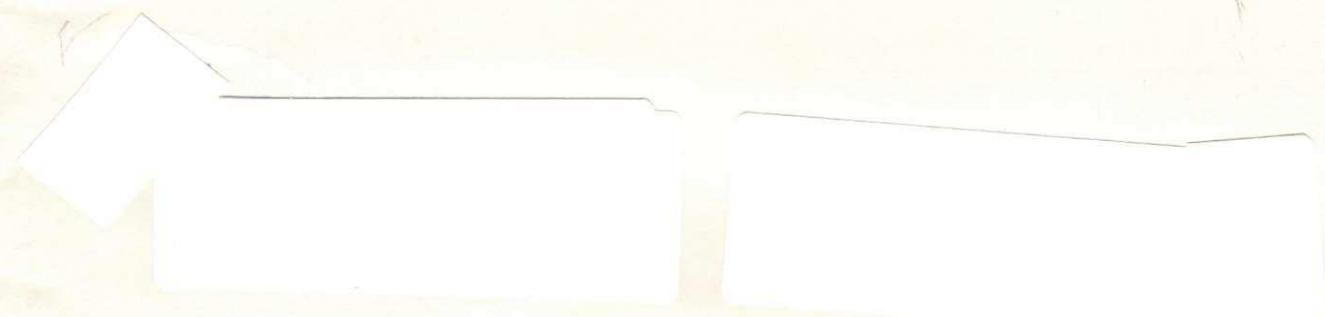


PROF. JOBERTO SÉRGIO BARBOSA MARTINS - M.Sc



PROF. WANDERLEY LOPES DE SOUSA - Dr. Ing.

Campina Grande, 11 de setembro de 1981



ESTUDO SOBRE EQUALIZAÇÃO
AUTOMÁTICA DIGITAL

por

JORGE CHAVES DE MEDEIROS

TESE SUBMETIDA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
CIÊNCIAS DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA PA
RAÍBA.

CAMPINA GRANDE, SETEMBRO DE 1981.



M488e Medeiros, Jorge Chaves de.
Estudo sobre equalização automática digital / Jorge Chaves de Medeiros. - Campina Grande, 1981.
49 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1981.
"Orientação : Prof. Dr. Ivan Rocha Neto, Prof. Clylton José Galamba Fernandes".
Referências.

1. Equalizador. 2. Computador - Equalizador. 3. Equalizador - Velocidade e Barateamento. 4. Equalização Automática Digital. 5. Dissertação - Ciências. I. Rocha Neto, Ivan. II. Fernandes, Clylton José Galamba. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

CDU 621.372.55(043)

AGRADECIMENTOS.

Aos professores *Ivan Rocha Neto* e *Clylton José Galamba Fernandes* meus sinceros agradecimentos pelo incentivo e dedicada orientação desta tese.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica e outras pesoas que direta ou indiretamente contribuíram para a confecção deste trabalho.

A Srt.^a *Maria de Lourdes Mendes da Silva* pelo esmero trabalho de ter datilografado o manuscrito.

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprígio Veloso 832 - 1 (23) 321 7222-R 355
58 100 - *Campina Grande - Paraíba*

A meus pais.

RESUMO.

Computadores são máquinas que trabalham em velocidades altas. Com suas aplicações em pesquisas, meios de comunicação, indústria, etc., necessitou-se estabelecer meios e formas de comunicação entre os computadores. A comunicação entre computadores deve ser rápida para aproveitar-se sua característica de velocidade.

Nos sistemas de comunicação existem equipamentos conhecidos por modem's que procuram fazer com que a informação vá de um ponto a outro com maior confiabilidade. Como parte do modem, tem-se o equalizador. Este ítem tem o maior peso no custo do modem com o aumento da velocidade de comunicação.

Neste trabalho estuda-se uma proposta de equalização baseada na memória do canal de comunicação onde procura-se atingir maior velocidade na comunicação com menor custo. É tentado modelar o canal de comunicação através da interferência intersimbólica.

Foram estudados quatro modelos. Entre eles destacou-se com melhor rendimento o denominado SISTEMA REALIMENTADO COM RECUPERAÇÃO PELA ASSOCIAÇÃO DIRETA. Neste trabalho são ainda descritos os outros modelos, fazendo-se comparações entre os mesmos.

ABSTRACT

Computers are machines that work at high speed. Since that computers are largely used in research, communications, industry applications, etc., there is a need to provide an adequate communication channel which takes into account the high processing speed of the computers.

The modem (modulator/demodulator) are equipments normally used in the communication systems to provide the coupling with the communication channel characteristics. Equalization is normally available in a modem and this item has an crescent and significant weight in the modem cost evaluation when we increase the data rate.

It is the aim of the present work to develop a model of equalization based on the channel communication memory where we tried to attain high velocity at lower cost. We have modeled the communication channel by means of intersymbol interference.

Four equalization models were studied. The model named "Feedback System with Recuperation by Direct Association", showed to have the best performance and is described in this work together with comparisons between the various models studied.

INDICE

Agradecimentos

Resumo Abstract

1 - Introdução	1
2 - Equalização Convencional	3
2.1 Conceitos Básicos	3
2.2 Filtro Transversal	6
2.3 Algoritmos de Equalização	9
2.3.1 Características de um algoritmo	10
2.3.2 Algoritmos clássicos de equalização	15
2.4 Método Cíclico de Treinamento	18
2.4.1 Sequência de treinamento	18
2.4.2 Processo de treinamento	19
2.4.3 Estrutura do equalizador cíclico	21
3 - Sistema de Equalização de Alta Velocidade	23
3.1 Introdução	23
3.2 Conceituação da Proposta	24
3.3 Memória do Canal de Comunicação	27
4 - Descrição do Hardware e Testes	32
4.1 Dimensões do Parâmetros Escolhidos para Implementação e Circuitos... ..	32
4.2 Sequência de Treinamento e de Testes	35
4.3 Métodos de Avaliação	37
4.4 Resultados	40
5 - Discursão e Conclusão	46
5.1 Conclusão e Sugestões	47
5.2 Uso de Malhas Digitais Adaptativas	49
APÊNDICE A	50
REFERÊNCIAS	56

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1. Curvas características de um canal telefônico
- Figura 2.2. As formas de onda são chamadas de "raised cosine" e T o período de amostragem
- Figura 2.3. Representação dos sinais com seus respectivos padrões de olho
- Figura 2.4. Diferença de tensão entre os pontos A e B em função da frequência
- Figura 2.5. Soma das tensões dos pontos A e B em relação à frequência
- Figura 2.6. Diagrama de um filtro transversal
- Figura 2.7. Modelo de um equalizador
- Figura 2.8. Gráfico de convergência de processos em relação ao tempo
- Figura 2.9. Oscilação sobre o valor de um coeficiente de ajuste de um equalizador
- Figura 2.10. Estrutura de um equalizador usando o algoritmo de Zeros Forçados
- Figura 2.11. Estrutura de um equalizador usando o algoritmo de Média Quadrática
- Figura 2.12. Curvas aproximadas de convergência para os algoritmos de Zeros Forçados (ZF) e Média Quadrática (MQ)
- Figura 2.13. Idéia base do método cíclico
- Figura 2.14. Estrutura do equalizador cíclico
- Figura 3.1. Modelo da idéia
- Figura 3.2. Diagrama de blocos do sistema (caso a)
- Figura 3.3. Diagrama de blocos do sistema (caso b)
- Figura 3.4. Sistema não realimentado, Diagrama de blocos dos métodos considerando-se a memória do canal de comunicação. (a) Decisão pelo vetor de erro. (b) Decisão pela associação direta
- Figura 3.5. Sistemas realimentados. Diagrama de blocos dos métodos considerando-se a memória do canal de comunicação. (a) Decisão pelo vetor de erro. (b) Decisão pela associação direta
- Figura 4.1. Circuito do modulador Delta
- Figura 4.2. Circuito do detetor
- Figura 4.3. Esquema do armazenador de dados
- Figura 4.4. Circuito do gerador da sequência de treinamento. O amplificador operacional realiza a conversão digital analógica

- Figura 4.5 Circuito do gerador da sequência de teste
- Figura 4.6 Resposta em frequência do canal de comunicação simulado
- Figura 4.7 Circuito para determinar o erro médio de correlação.

I

INTRODUÇÃO.

Desde sua invenção o computador vem sendo aplicado numa infinidade de áreas de pesquisa bem como utilizado em escala numérica ascendente.

Devido ao fato deste grande uso de computadores atingiu-se o estágio de fazer-se necessário uma interação entre eles ou seja, estabelecer meios e formas de comunicação entre os computadores. Nestas duas últimas décadas as pesquisas nesta área vêm tomando grande impulso seja na preparação da informação a ser transmitida ou nos dispositivos utilizados para realizar estas comunicações. A informação de um computador que de forma generalizada chama-se DADOS, é digital binária, mas no processo de comunicação entre computadores os dados são digitais podendo ser ou não binários.

Como já existe implantada toda uma rede de comunicação mundial que é a telefônica, e como o seu espectro é razoavelmente grande e sub-utilizado, as comunicações de dados entre computadores foram encaminhando-se para o uso de tais redes por ser um investimento já realizado e pronto para uso.

Por sua vez as redes telefônicas apresentam problemas que têm influências prejudiciais na transmissão de dados. Tais problemas são basicamente dois : atenuação e atraso de grupo ou deslocamento de fase. Para compensar esses problemas desenvolveu-se um processo conhecido por equalização que faz a correção da amplitude atingida como também da fase. Esse processo começou sendo feito manualmente mas chegou-se a um estágio onde a velocidade com que transmite-se a informação é muito grande como também os ajustes a serem feitos são críticos para usar o equalizador manual, daí surgiu a equalização automática realizada por algoritmos.

A equalização automática por outro lado passa a ser uma exigência para viabilizar o uso de linhas comutadas, onde para cada ligação estabelecida tem-se na realidade um canal de comunicação distinto. Isto se deve ao fato de que os equipamentos de comutação estabelecem caminhos internos diferentes a cada ligação, bem como a nível de rede nem sempre a mesma rota é utilizada. Daí a necessidade de se modelar o canal a cada ligação o que certamente não pode ser feito manualmente.

O processo de equalização é baseado na técnica de filtros transversais que tornam-se caros com o aumento da velocidade de transmissão dos dados. Visando este problema é proposto um sistema alternativo de equalização sem a aplicação de filtros transversais. Esta idéia baseia-se em fazer-se a correção de um símbolo transmitido levando-se em consideração um ou mais símbolos transmitidos anteriormente. Isto decorre do fato de assumir-se que o canal de comunicação possui memória, memória essa responsável pela interação entre os símbolos transmitidos (interferência inter-simbólica).

No capítulo seguinte é apresentada uma revisão de conceitos de transmissão de dados e um estudo resumido da técnica que serve de base para o tipo de equalização realizada atualmente. Esta técnica recebe o nome de filtros transversais. Faz-se uma avaliação sobre algoritmos de equalização vendo características e modelos dos mesmos. Finalizando trata-se de algoritmos clássicos de equalização dentre eles os de Zeros Forçados e Média Quadrática.

Introdução e conceituação da idéia proposta como um sistema alternativo de equalização sem filtros transversais é apresentada no capítulo três. Modelamento do sistema e parâmetros importantes no estudo do mesmo são examinados.

No capítulo quatro são vistos comentários sobre características dos circuitos utilizados e como foram utilizados, bem como também definição das dimensões dos parâmetros do capítulo anterior para o sistema montado. Descreve-se os métodos de avaliação usados e apresenta-se os resultados obtidos.

Finalmente no capítulo cinco tem-se uma discussão com apresentação de conclusões e sugestões a serem tomadas, para outros trabalhos a efetuarem-se em prosseguimento a este.

EQUALIZAÇÃO CONVENCIONAL

2.1 Conceitos Básicos

Neste tópicO, pretende-se mostrar alguns elementos relativos a comunicação de dados, particularmente no que se relaciona com o meio de transmissão da informação.

O canal de comunicação é a parte do sistema que abrange o meio de transmissão da informação juntamente com os dispositivos que fazem a adaptação da mensagem para ser transmitida.

Sabe-se que a reprodução da mensagem através do canal de comunicação não é perfeita devendo-se este fato ser atribuído as duas características de um canal que são a determinística e a probabilística.

Dentro das características determinísticas tem-se a variação das respostas de amplitude e de frequência dentro da banda de passagem do canal e ainda a sua não linearidade. Nas características probabilísticas tem-se os ruídos aditivos e multiplicativos como o térmico, impulsivo, desvanecimento (mudanças aleatórias da atenuação na transmissão média). Estas características são importantes, porque limitam a taxa máxima de transferência de dados pelo canal (capacidade de canal).

Todo canal tem uma dispersão no tempo e no caso de canais telefônicos a função de transferência é dada por atenuação e atraso em função da frequência. (figs. 2.1a e 2.1b) [Weber, 1979]

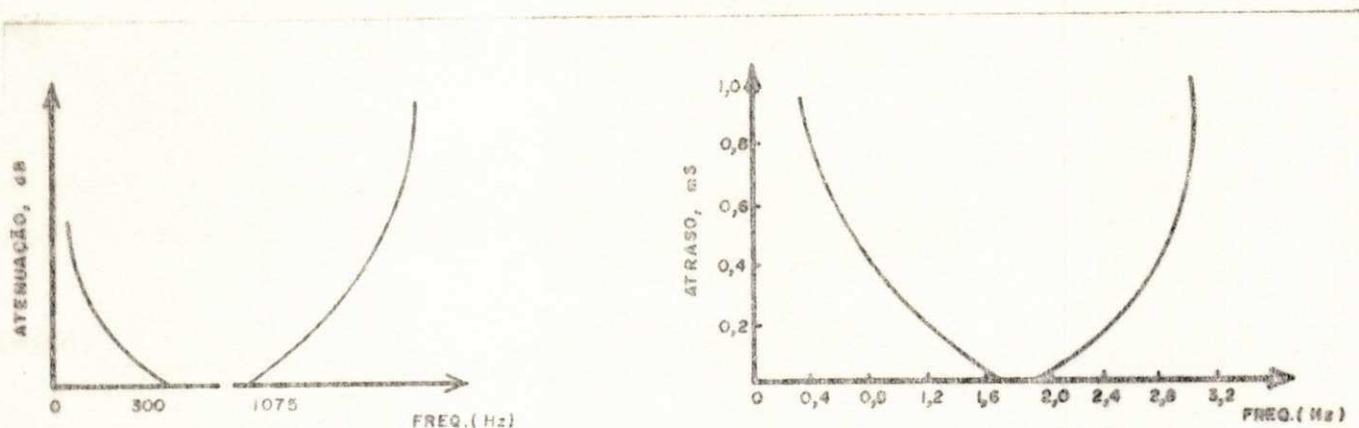


Fig. 2.1: Curvas características de um canal telefônico.

O atraso representa o tempo relativo de chegada das várias componentes de frequência do sinal. Como estas grandezas (atenuação e atraso) variam com a frequência o sinal é distorcido através do canal e esta distorção é caracterizada pela superposição no tempo entre os símbolos adjacentes a qual recebe o nome de interferência intersimbólica.

Esta interferência decorre do fato de na resposta impulsiva do canal, um pulso observado está sendo atacado pelos valores residuais dos seus outros pulsos adjacentes. Para um canal perfeito a resposta impulsiva é observada na figura 2.2. [Weber, 1979]

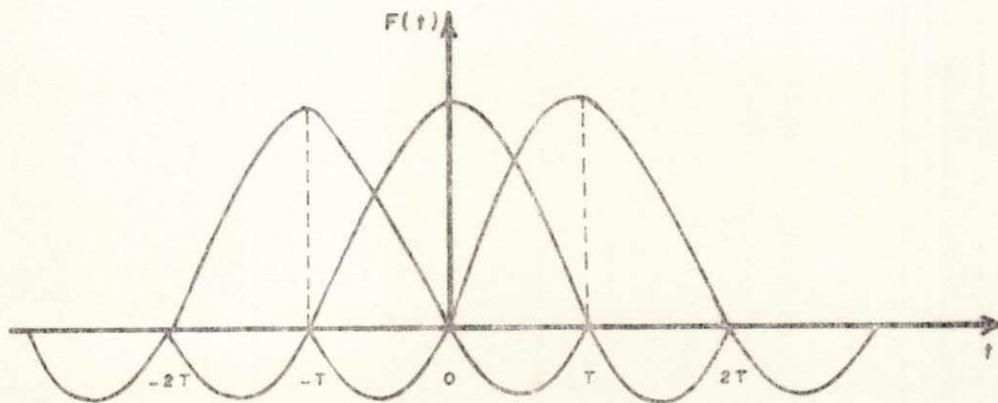


Fig. 2.2: As formas de ondas são chamadas de "raised cosine" e T o período de amostragem.

Na prática tem-se o pulso centrado em $T=0$ sofrendo influência dos outros pulsos pela não centralização dos mesmos nos pontos de zero do pulso centrado em $T=0$. Devido a este fato os pulsos sofrem interferências entre eles daí o nome de interferência intersimbólica. Esta interferência tanto ocorre com os pulsos à direita de $T=0$, ou seja, a serem transmitidos, como também com os que estão à esquerda de $T=0$, ou seja, que já foram transmitidos. A interferência com o pulso a ser enviado ocorre devido ao atraso no canal.

Uma estimativa como também medida da influência da interferência intersimbólica e do ruído na transmissão de dados, é feita através de uma figura mostrada no osciloscópio a qual é composta pelo sinal recebido entrando no eixo-Y e no eixo-X tem-se o período de amostragem do sinal. Como resultado vê-se uma forma

de onda parecida com o olho humano e por isso chama-se diagrama do olho. (ver a fig. 2.3). No caso *a* apresenta-se o sinal sem distorção e no *b* com distorção. Nos dois casos o diagrama de olho equivalente aparece ao lado.

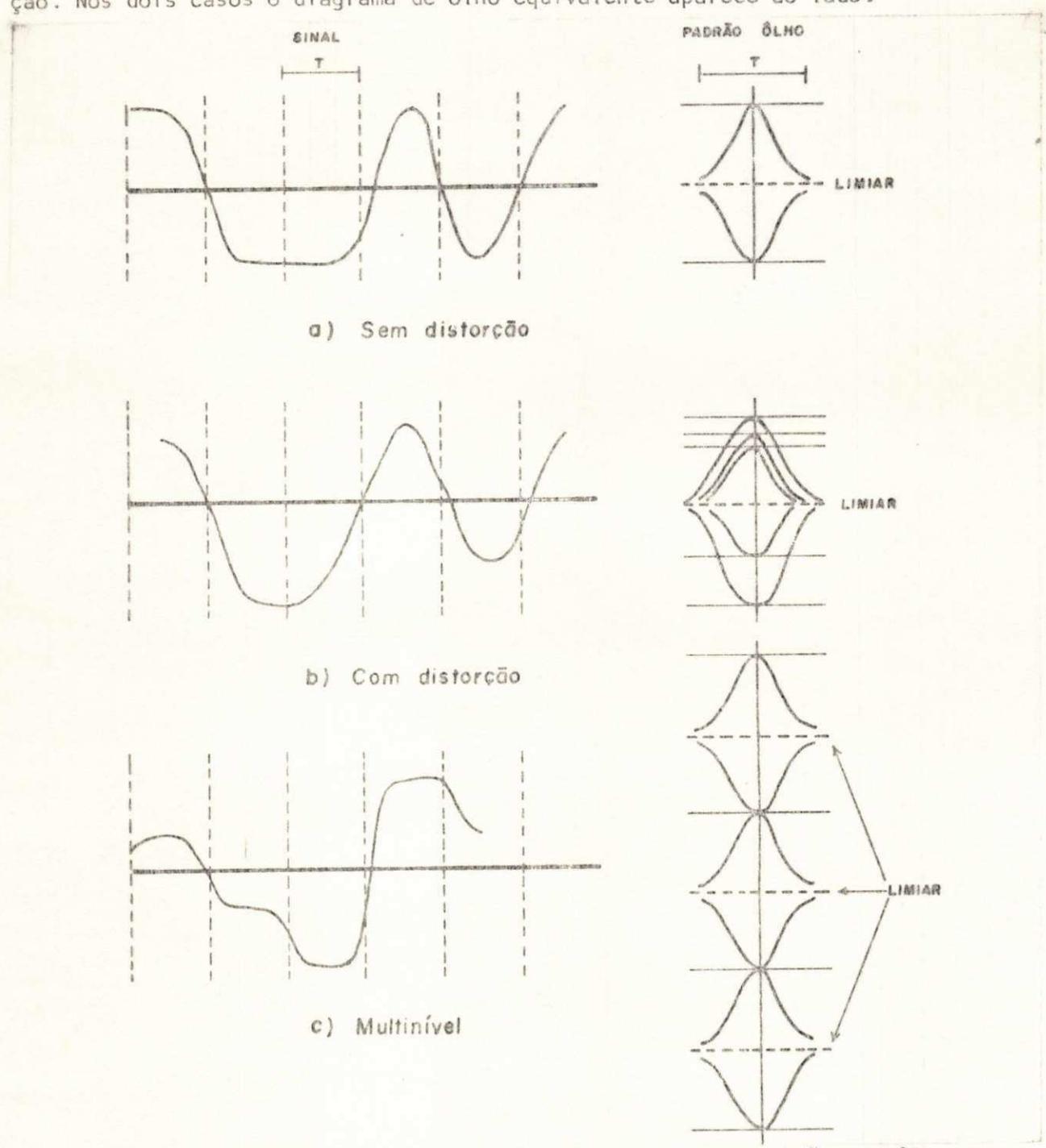


Fig. 2.3: Representação dos sinais com seus respectivos padrões de olho.

No caso de um sinal multinível o diagrama também é utilizado só que mostrará mais de um olho (Fig. 2.3c). O número de decisões (limiar) é o número de olhos que se tem na figura. Neste mesmo diagrama obtém-se ainda informações sobre o melhor tempo de amostragem, distorções nos cruzamentos dos zeros, distorções nos tempos de amostragem e sensibilidade aos erros de tempo [Shanmugam, 1979].

2.2 Filtro Transversal

Este tipo de filtro foi citado num trabalho técnico atribuído à Heinz Kallmann em 1940, portanto é um dispositivo conhecido a muito.

A vantagem primordial deste filtro é a ótima aproximação que ele consegue à uma resposta em amplitude desejada e sem nenhuma distorção de fase ou com uma variação muito lenta neste parâmetro, facilitando assim sua correção. [Weber, 1979] Um fator importante é a não composição estrutural do mesmo por capacitores e indutores. Compõe-se por uma linha de retardo com ramificações a intervalos de tempo T_s iguais ao período de amostragem do sinal. Em cada ramificação tem-se um dispositivo de ganho variável que é ajustado através de um circuito de controle o qual é alimentado pela soma das saídas de todos os dispositivos correspondentes às ramificações.

Nos filtros usuais os sinais percorrem os estágios no sentido longitudinal saindo na extremidade oposta à qual entraram ao passo que os utilizados por Kallmann fazem amostragens e modificações no sinal, nas seções transversais da linha de retardo e depois somam todos os resultados das ramificações para recompor o sinal.

Até certo tempo atrás a linha de retardo era constituída por um cabo. Se tomar-se dois pontos de derivação neste cabo (A e B), separados tal que o tempo de um sinal chegar em B saindo de A seja igual ao período de sinal (T), tem-se que a diferença de tensão entre A e B é zero para múltiplos de $1/T$ ($\Delta E_{AB} = 0$ para n/T , sendo $n=0,1,---$). Qualquer outra posição dos pontos A e B acarretará num defasamento do sinal e conseqüentemente uma diferença de tensão.

Este comportamento é plotado e apresenta-se da seguinte forma: $E = 2E_0 \sin \pi f t$ (Fig. 2.4) [Weber, 1979]. Fazendo-se a soma das tensões nos pontos A e B em lugar da diferença, tem-se o comportamento dado por [Weber, 1979]: $E = 2E_0 \cos \pi f t$ (Fig. 2.5).

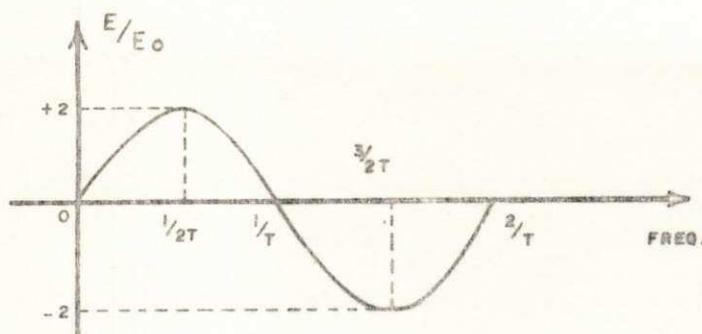


Fig. 2.4: Diferença de tensão entre os pontos A e B em função da frequência.

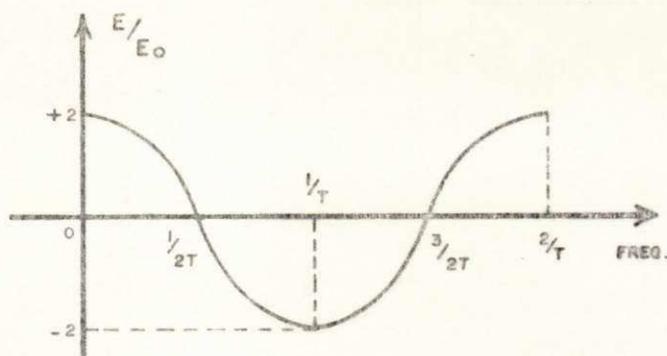


Fig. 2.5: Soma das tensões dos pontos A e B em relação à frequência.

Suponha-se um aumento no número de seções transversais de derivação e tome-se como referência um ponto localizado na metade do cabo. Todos os pontos de derivação à esquerda da referência tem um correspondente à direita, tal que a distância entre um e outro é T . As diferentes formas de onda obtidas das interações entre estes pontos, resultam como resposta em amplitude formatadas como soma das diferentes ondas senoidais. Pelo teorema de Fourier, estas ondas são as componentes em frequência do sinal introduzido na linha de retardo [Weber, 1979]. Os dispositivos de ganho variável são os coeficientes da componente fundamental e suas harmônicas. Alterando-se estes dispositivos modifica-se a forma de onda original. Um ponto crítico nestes filtros é que as derivações devem efetuarem-se nos pontos exatos sob pena de não manter-se a periodicidade em frequência. Um va

lor médio para o sinal resultante é achado, bastando para isso ter-se uma derivação no ponto de referência central do cabo c_0 (Fig. 2.6).

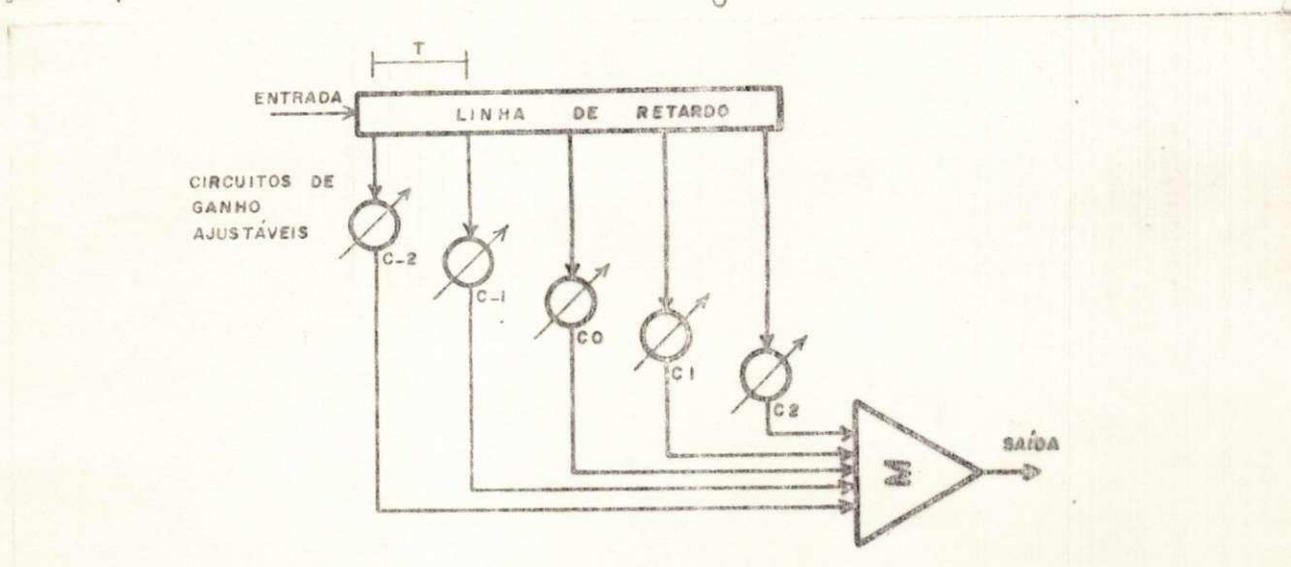


Fig. 2.6: Diagrama de um filtro transversal.

Todas as considerações ditas acima foram basicamente sob o domínio da frequência. No domínio do tempo pode-se pensar como os sinais das derivações sendo o próprio sinal aplicado chegando atrasado de um tempo múltiplo do espaço de tempo T que é a distância entre uma derivação e outra. O sinal atrasado terá mesma amplitude e polaridade se o ganho da derivação for um, caso contrário tem-se o sinal atrasado com forma similar à onda original mas com amplitude e ou polaridade diferentes. É importante notar que numa correção através de uma derivação pode-se estar acarretando maior interferência noutro ponto de derivação do sinal, necessitando portanto de uma outra correção no sinal após a anterior, neste ou outro ponto alterado. Em resumo, obtêm-se todas as derivações defasadas no tempo e pode-se utilizá-las para formar o sinal aplicado por meio de somas e subtrações.

Devido ao desenvolvimento dos circuitos digitais os filtros transversais puderam ser aplicados mais amplamente. A linha de retardo por cabo foi substituída por registradores de deslocamento possibilitando um maior número de derivações fazendo com que funções mais complicadas pudessem ser compostas. Outro ponto beneficiado foi a parte dos coeficientes e do somador que podem ser implementados com blocos mais compactos como são os multiplicadores e somadores digitais. Está

claro que o sinal antes de ser aplicado no registrador de deslocamento deve so
frer a conversão analógica/digital.

Considerando-se a flexibilidade de sintetizar muitas funções diferen-
tes apenas corrigindo os coeficientes das derivações é que o filtro transversal
tornou-se um elemento muito importante nos sistemas de equalização. Esta corre
ção corresponde na realidade à uma função que compensa a distorção causada pela
função de transferência do canal de comunicação.

Nos primeiros equalizadores usados para canais de voz com filtros trans-
versais tinha-se ajustes manuais. Com as dificuldades apresentadas para realiza-
ção destes ajustes manualmente passou-se a realizá-los automaticamente. Portanto,
os equalizadores automáticos fazem a correção dos coeficientes através de circui-
tos eletrônicos sem a interferência externa. Neste modo automático, os circui-
tos eletrônicos referidos acima geralmente chamam-se de circuitos de controle e
já foram citados no início desta seção. As pesquisas realizadas mais recentes são
exatamente nestes circuitos de controle para determinação de um melhor algoritmo
de ajuste dos coeficientes.

As distinções entre os filtros residem em: método de armazenamento do
sinal; número de derivações da linha de retardo e componentes dos circuitos de
controle de ganho.

2.3 Algoritmos de Equalização.

Dois modos de operação da equalização devem ser observados antes de
apresentar-se os algoritmos de equalização automática. Esses modos referem-se ao
período de tempo em que o controle da equalização é realizado por um algoritmo .
Eles recebem os nomes de treinamento e adaptação.

No modo de treinamento o transmissor envia uma sequência de dados conhe-
cida pelo receptor e neste faz-se uma comparação entre a enviada e a local (refe-
rência absoluta) determinando-se assim a distorção que o canal causou à informa-
ção. Este treinamento pode ser utilizado e geralmente o é em três casos [Weber,
1979]

- a) Equalização — aqui usa-se o treinamento para a equalização em si. Is-
to se a característica do canal é bastante estável e os períodos de
transmissão da informação propriamente dita são curtos. Caso contrá-
rio, se o canal ataca bastante a informação, sua transmissão deve

ser interrompida para dar lugar à um novo período de treino.

- b) Prê-equalização — o treinamento é utilizado para um ajuste grosso às características do canal visando-se uma rápida convergência na fase de adaptação.
- c) Sincronismo da sequência da embaralhamento — as transmissões de alta velocidade utilizam geralmente o embaralhamento da informação para obter uma distribuição de potência melhor no espectro. Este embaralhamento (scrambler) e desembaralhamento devem ser sincronizados no transmissor e receptor. Pode-se efetuar esta sincronização, dentro do período de treinamento, com uma pequena modificação no algoritmo.

No modo de adaptação não possui-se um sinal absoluto para referência no receptor portanto faz-se uma estimativa do próprio sinal que chega para se ter a referência. Vê-se portanto que as correções dos coeficientes realizam-se ao longo da transmissão evitando assim o desperdício de tempo para treinar. Uma equalização desta forma só é possível operando-se com um sistema de pequena distorção.

Como a estrutura do equalizador é similar para os dois modos tem-se nos equipamentos atuais o uso dos dois modos para uma equalização automática. Daí o nome comum hoje em dia de equalizador automático adaptativo, pois numa primeira fase usa-se o treino para uma aproximação grosseira dos coeficientes, depois o instrumento se auto-comuta e passa para a fase de adaptação, seguindo as variações mais lentas do canal no tempo.

2.3.1 Características de um algoritmo.

Utiliza-se o modelo de equalização apresentado na figura 2.7 para o comentário sobre as características básicas que tem um algoritmo. O X_K representa o sinal na entrada do filtro transversal e Z_K a sua saída. Este índice (K) é inteiro e indica o período ou distribuição no tempo destas sequências. O filtro tem $N+1$ derivações localizadas no tempo em múltiplos inteiros do período de amostragem do sinal de dados. c_j representa os coeficientes de ganho destas derivações com j inteiro. Geralmente a derivação para $j=0$ é chamada derivação central e o ganho c_0 é muito maior que os outros, tal que neste ponto localiza-se o pico da função de transferência. A relação entre saída e entrada do filtro é dada pela e

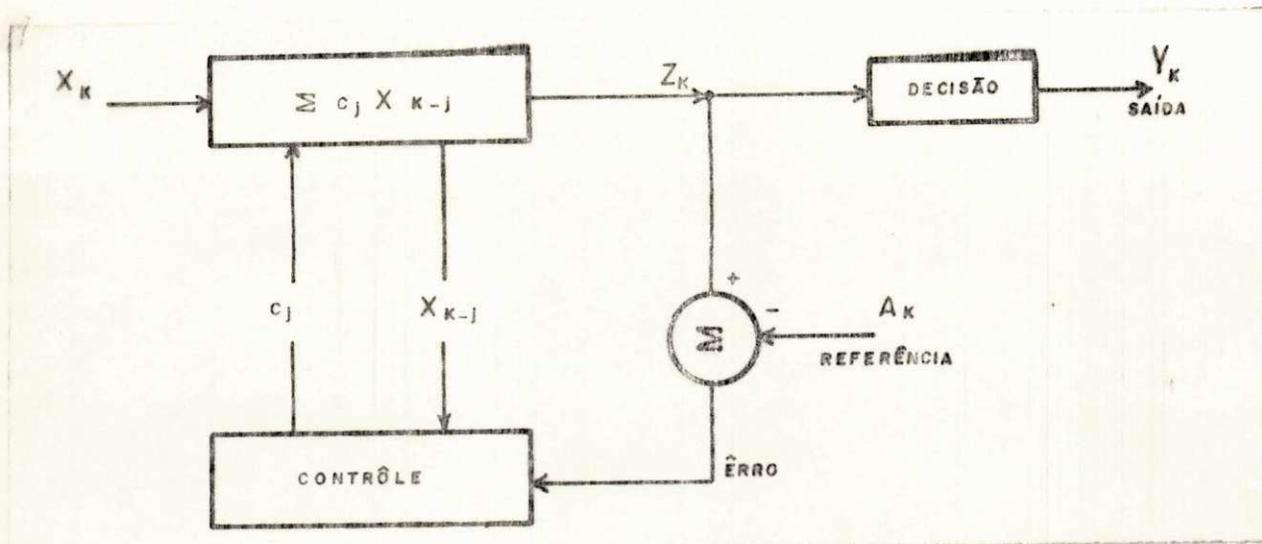


Fig. 2.7: Modelo de um equalizador.

quação abaixo. Os dados transmitidos são usados no receptor como sequência de referência A_K .

$$Z_K = \sum_j c_j X_{K-j} \quad (\text{Eq. 2.1})$$

Pode-se analisar um algoritmo em relação a três pontos básicos: [Weber, 1979] função de desempenho, método de atualização dos ganhos e forma de avaliar a variação da qualidade de equalização em função das alterações nos ganhos.

A função de desempenho só depende dos coeficientes dos ganhos das derivadas e do erro. Deve-se procurar determinar os melhores valores para os coeficientes tal que o erro seja minimizado. Conhecendo-se bastantes detalhes das características do canal esta função pode ser determinada em termos dos coeficientes de ganho. Assim os melhores coeficientes seriam os resultados das $N+1$ equações da forma

$$\frac{\partial F}{\partial c_j} = 0 \quad (\text{Eq. 2.2})$$

sendo F a função de desempenho. Dependendo do F escolhido pode-se ter todas, só uma ou nenhuma solução para a equação acima. Nos algoritmos mais usados tem-se o F conhecido como distorção para o algoritmo de Zeros Forçados e erro médio quadrático para o algoritmo de Média Quadrática. No de Zeros Forçados ajusta-se os ganhos para minimizar a distorção e no outro para minimizar o erro médio quadrático.

A atualização dos ganhos faz-se por iterações, sendo os ajustes dos

coeficientes baseado em medidas feitas no receptor. Na maioria, esta atualização é feita por um algoritmo chamado 'steepest descent' ou método de relaxação. Neste método, numa iteração 'n' qualquer, o coeficiente é ajustado incrementando-se uma pequena quantidade (Δ) na direção oposta ao gradiente da função de desempenho F em relação ao valor anterior do coeficiente.

$$c_j^{(n+1)} = c_j^{(n)} - \Delta_j \frac{dF^{(n)}}{dc_j} \quad (\text{Eq. 2.3})$$

O incremento Δ pode ter valor fixo independente de 'n' e 'j'. Outros usam Δ como um valor variável para tornar a convergência mais rápida. A escolha deste parâmetro deve ser cuidadosa pois um valor pequeno pode levar a convergência lenta e um valor grande provocará divergência. O problema consiste em determinar quais os valores ideais para cada algoritmo, qualidade do canal e velocidade de transferência de símbolos.

O terceiro ponto de análise refere-se ao método usado pelo receptor para estimar os valores dos gradientes das equações (2.2) e (2.3). Lembre-se que só medidas no receptor são disponíveis, para determinar este gradiente.

Resumindo: [Weber, 1979]

- I) A equalização automática deve basear-se em um critério de desempenho. Procura-se determinar a cada iteração a qualidade da informação recuperada e melhorá-la minimizando, por exemplo a distorção ou o erro médio quadrático.
- II) A melhora do desempenho é obtida atuando-se sobre os ganhos das derivações. O método de ajuste dos ganhos é praticamente universal e consiste em promover pequenas alterações no valor dos coeficientes em cada iteração em função do desempenho observado. Se o desempenho piorou conclui-se que as alterações nos ganhos devem ser feitas em sentido oposto.
- III) Por fim o algoritmo deve possuir um método de avaliação do desempenho. A avaliação deve basear-se em medidas realizadas exclusivamente no receptor.

Ainda existem os critérios de eficiência que servem de comparação em

tre algoritmos. Eles são três: convergência, tempo de assentamento e erro residual.

A convergência do processo verifica-se quando a taxa de erro de transferência ou seja a percentagem de símbolos errôneos em relação ao número de símbolos transmitidos diminui com o tempo. Então quando o processo converge para um ponto ideal com taxa de erro nula diz-se que algoritmo de equalização é convergente. Por outro lado, se o processo não oferece uma diminuição da taxa de erro pode-se dizer que é inoperante se essa taxa de erro com ou sem equalização permanece a mesma ou então é divergente quando a taxa de erro aumenta com o tempo.

Para uma visualização mais ampla veja as curvas da figura 2.8. As curvas a e b são de processos convergentes. A curva c é de um processo inoperante e as curvas e e f são obviamente de processos divergentes. Mas a curva d não pode ser dita totalmente convergente ou divergente. Depende até que ponto ela é analisada. No intervalo $t_0 - t_1$ converge, depois de t_1 diverge. Em vista deste problema os algoritmos dito convergentes o são numa determinada região, fora da qual nada se pode afirmar.

Como esclarecimento, dizemos que na prática o parâmetro usado na análise de convergência é a função de desempenho (F). Por questão de simplificação usa-se a taxa de erro.

As curvas de cada processo, usando-se a mesma ordenada, diferem dependendo do algoritmo usado, da qualidade do canal e do valor do fator de atualização Delta.

Quando apresentam-se dois processos convergentes pode-se compará-los analisando qual tem maior velocidade de convergência. Este é outro dado muito importante num algoritmo de equalização e pode ser chamado também de tempo de assentamento. A velocidade de convergência é dada pela derivada da curva de convergência enquanto tempo de assentamento é o tempo necessário para recuperar símbolos sem falhas ou com pequena taxa de erro. Tempo gasto pelo equalizador para ajustar-se as características da linha de transmissão é também visto como tempo de assentamento. O conceito tem validade para adaptação a um novo canal como para seguir alterações durante a transferência nos equalizadores adaptativos.

Por mais aproximados que sejam os parâmetros ajustáveis de um equalizador não tem-se uma adaptação perfeita às características do canal. Isto se deve ao aparecimento de um erro chamado erro residual no sinal equalizado. Um dado in

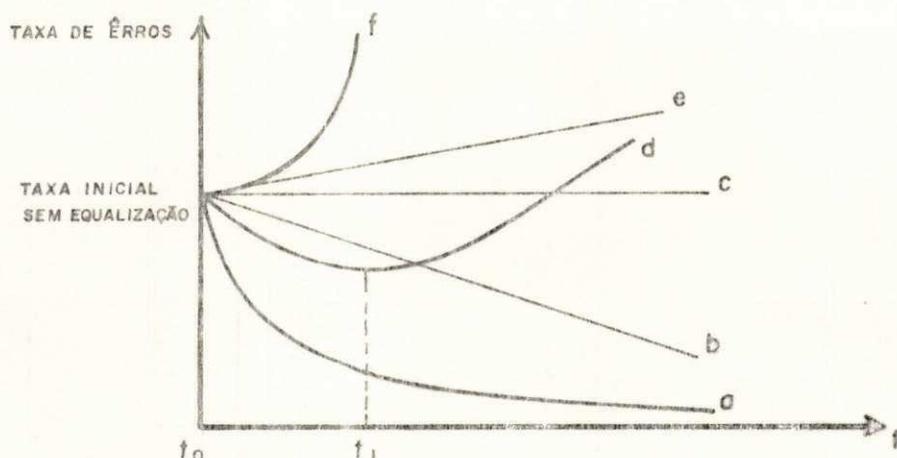


Fig. 2.8: Gráfico de convergência de processos em relação ao tempo.

timamente ligado ao erro é o valor de Delta e para um Delta pequeno o erro residual é pequeno. Acontece porém que o valor de Delta esta também intimamente ligado a velocidade de convergência, só que inversamente proporcional. Portanto valores grandes de Delta fornecem pequenos tempos de assentamento mas resultam em grandes erros residuais.

A cada iteração alteram-se os ganhos dos coeficientes para o equalizador ajustar-se ao canal. Quanto maior o Delta mais rápido chega-se aos valores de ganho que promovem o ajuste ao canal, podendo resultar um erro residual de tal ordem que impeça a correta recuperação do símbolo. Os valores de ajuste ficam oscilando e pode ocorrer divergência. Então deve-se escolher um valor de Delta tal que minimize o tempo de assentamento e o erro residual. Para uma melhor compreensão é bastante observar o gráfico abaixo. [Weber, 1979]

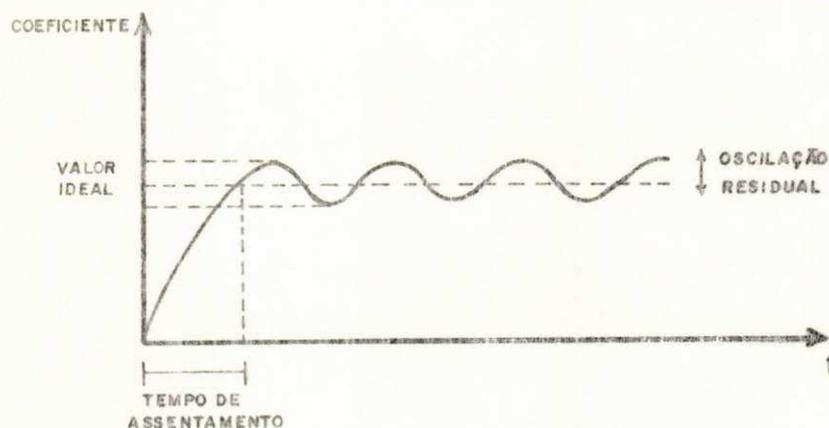


Fig. 2.9: Oscilação sobre o valor de um coeficiente de ajuste de um equalizador.

2.3.2 Algoritmos clássicos de equalização,

Básicamente dois tipos de algoritmos são usados na maioria dos equalizadores automáticos. O algoritmo de Zeros Forçados e o algoritmo de Média Quadrática.

O algoritmo de Zeros Forçados foi apresentado por Lucky na década de 60. [Lucky, 1965]. Os trabalhos sobre equalização automática que se sucederam basearam-se no equalizador de Lucky.

Estes algoritmos usam a distorção como a sua função de desempenho e Lucky a definiu assim.

$$D = \frac{1}{h_0} \sum_{i \neq 0} |h_i| \quad (\text{Eq. 2.4})$$

Na expressão acima, h_0 é a resposta de pico ou de referência para normalização centrada na linha de retardo.

Este algoritmo efetivamente age sobre os ganhos forçando a função de transferência $h(t)$ a ter zeros em todas as derivações exceto a central. A derivação central está associada a resposta de pico da função de transferência no tempo e seu valor normalizado de ganho é unitário.

O algoritmo de Zeros Forçados usa a polaridade do sinal equalizador e também a polaridade do erro estimado para dar os ajustes nos ganhos. O produto dessas duas polaridades determina o sentido (soma ou subtração) de correção nos ganhos. Esses sinais são atrasados um em relação ao outro e o número de multiplicações necessárias é determinado pelo número de derivações que tem-se. Essas multiplicações são binárias e seus resultados são acumulados para tirar-se a média do valor de correção para cada coeficiente de ganho.

A figura 2.10 mostra o esquema de um equalizador contruído com tal algoritmo. Os contadores binários determinam a média das atualizações dos coeficientes. As portas lógicas OU EXCLUSIVO são os multiplicadores binários e D são os registradores de deslocamento das polaridades do erro estimado e do sinal de saída equalizado. O bloco quantizador determina a referência correspondente ao sinal equalizado e os denominados por SNL determinam a polaridade de erro estimado e do sinal de saída equalizado. Para maiores esclarecimentos ver as referências [Weber, 1979], [Lucky, 1965], [Lucky, 1966].

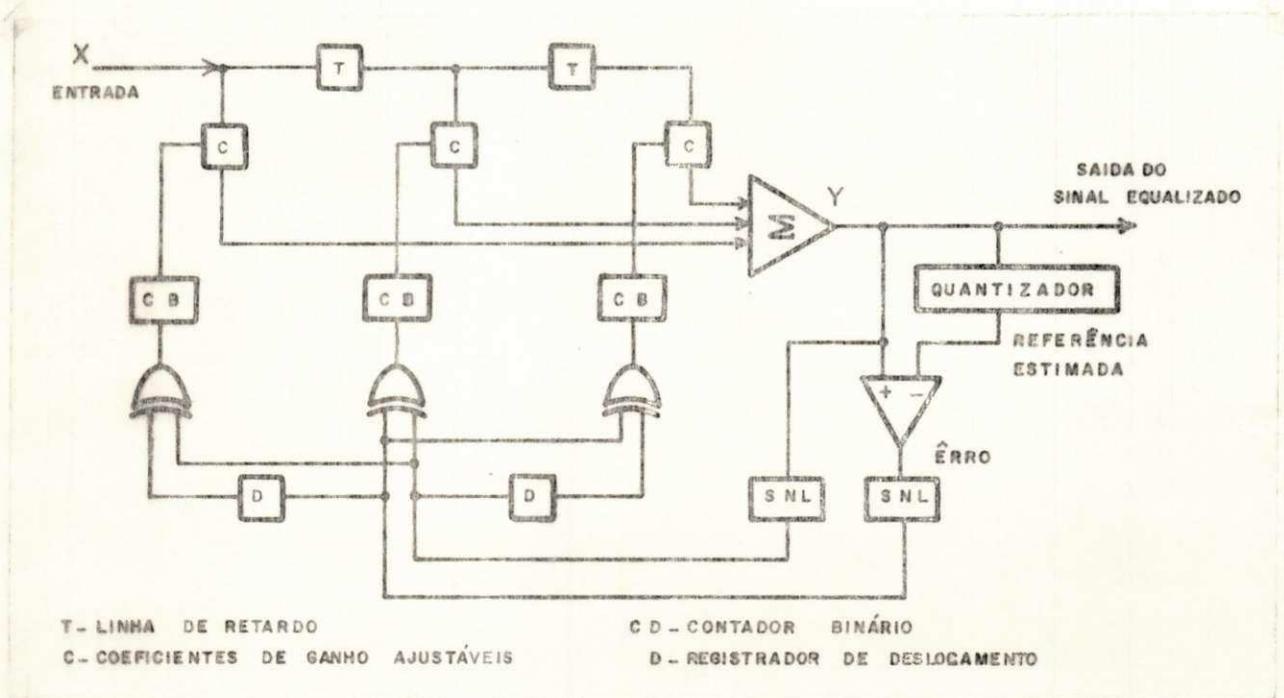


Fig. 2.10: Estrutura de um equalizador usando o algoritmo de Zeros Forçados.

O algoritmo de Média Quadrática é um dos mais amplamente utilizados em equalizadores digitais. Até pouco tempo atrás havia restrições a este algoritmo devido a sua complexidade mas com o aparecimento crescente de circuitos integrados em média e larga escala essas limitações foram vencidas. Aqui, a finalidade dos ajustes dos coeficientes de ganho das j derivações é para minimizar a função estimada de correlação entre o erro e o sinal em cada uma dessas j derivações. A função correlação é definida pela expressão 2.5.

$$\rho_j = \sum_{i=1}^j c_i X_{i-j} \quad (\text{Eq. 2.5})$$

Pode ser demonstrado para dados aleatórios que o algoritmo de Média Quadrática minimiza o valor da distorção média quadrática que é chamada D_{rms} e definida pela expressão abaixo

$$D_{\text{rms}} = \sum_{i \neq 0} h_i^2 \quad (\text{Eq. 2.6})$$

A parcela h_0 que foi excluída do somatório, corresponde ao pico da função de

transferência centrada na linha de retardo. A figura 2.11 mostra o esquema de um equalizador construído com algoritmo de Média Quadrática. Para um interesse maior de aprofundar-se neste assunto recomenda-se as referências [Weber, 1979], [Gersho, 1969], [Proakis, 1969] e [Niessen, 1970].

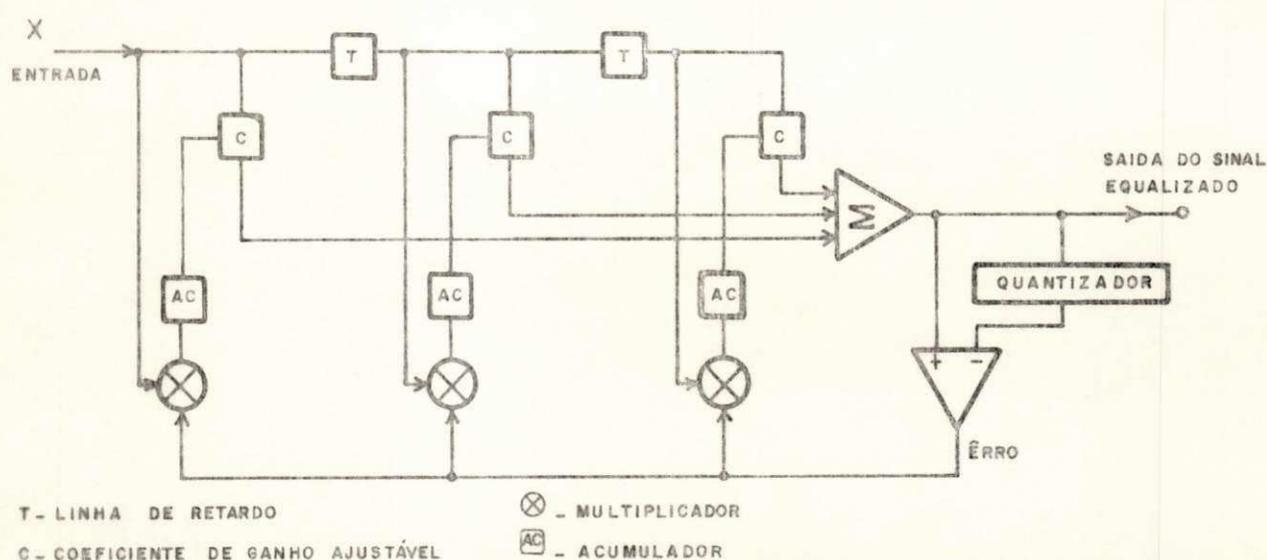


Fig. 2.11: Estrutura de um equalizador usando o algoritmo de Média Quadrática.

Alguns pontos comparativos entre esses dois algoritmos são especificados a seguir. [Weber, 1979]

O algoritmo de Zeros Forçados apresenta velocidade de convergência menor que o algoritmo de Média Quadrática.

A convergência é garantida com algoritmo de Média Quadrática para canais com grande distorção usando a pré-equalização no período de treinamento. Por outro lado a convergência não é garantida para o algoritmo de Zeros Forçados quando o padrão olho apresenta-se fechado mesmo sendo usado a pré-equalização.

Pode-se observar na figura 2.12 o gráfico das curvas aproximadas de convergência para os dois algoritmos. [Weber, 1979]

Como o sinal usado para traçar este gráfico tinha distorção muito alta vê-se que o algoritmo dos Zeros Forçados diverge ao passo que o de Média Quadrática consegue uma boa velocidade de convergência.

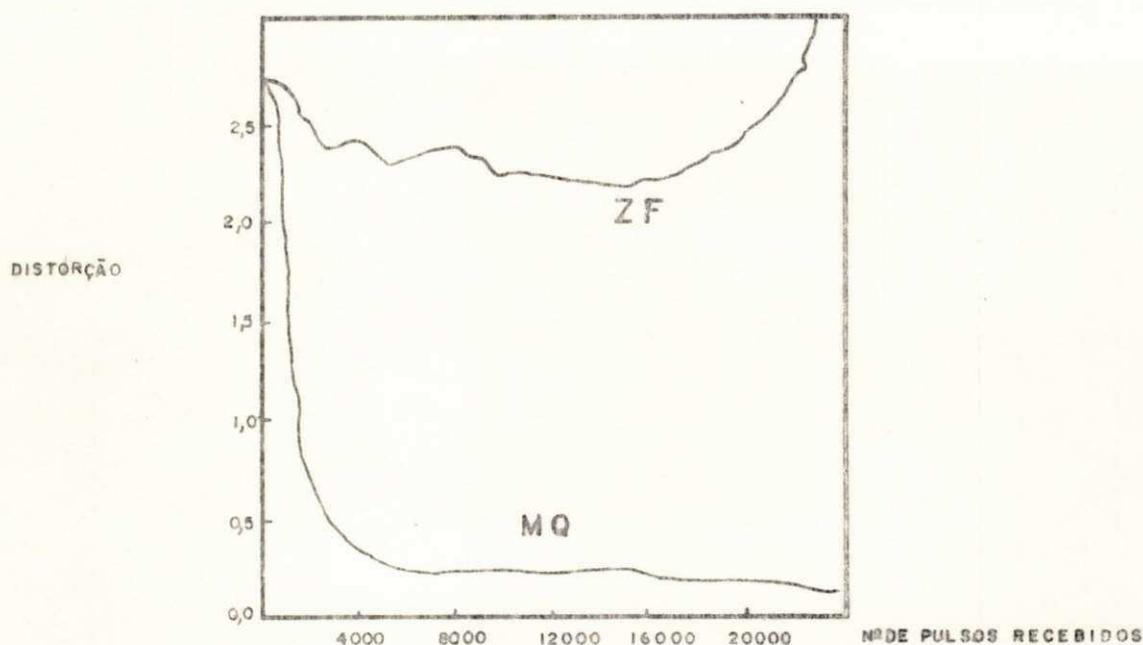


Fig. 2.12: Curvas aproximadas de convergência para os algoritmos de Zeros Forçados (ZF) e Média Quadrática (MQ).

2.4 Método Cíclico de Treinamento

Ao longo desses anos, muitos trabalhos surgiram tentando alterar um pouco as formas de equalização descritas com a finalidade de diminuir o tempo de assentamento dos equalizadores automáticos. Isto é importante porque nos sistemas de comunicação de dados quanto maior a velocidade de assentamento menos tempo útil é desperdiçado no processo de adaptação as características do canal de comunicação.

O tempo de treino para o equalizador ajustar os coeficientes das derivações é a fração predominante no tempo de assentamento. Além disso os equalizadores necessitam uma veloz recuperação do relógio de transmissão ou seja, do sincronismo. O tempo de treino pode ser reduzido pela escolha conveniente da sequência de treinamento e dos valores iniciais dos coeficientes ajustáveis.

Mueller e Spaulding [Mueller, 1975] sugeriram um método que não necessitava de recursos adicionais de sincronização de sequências e promove a rápida convergência durante o período de treino. O método é conhecido por equalização cíclica e consiste na utilização do algoritmo de Média Quadrática com pequenas alterações no período inicial de treino.

2.4.1 Sequência de treinamento

Numa equalização, no período de treino é recebido uma sequência de sí

bolos conhecidos no receptor mas nenhuma referência absoluta de tempo é disponível. O receptor não sabe quando iniciou-se a transmissão e desconhece qual o símbolo que deveria estar sendo recebido a cada instante. É necessário sincronizar a sequência recebida com a sequência armazenada de referência para determinar o erro no período de treino.

Dois pontos referentes a escolha da sequência de símbolos de treinamento são importantes neste método cíclico. São eles:

- I) determinação do comprimento em símbolos da sequência.
- II) determinação dos símbolos da sequência.

A idéia básica do método cíclico reside exatamente na escolha do comprimento da sequência. Foi escolhida uma sequência de comprimento igual ao número de derivações do filtro transversal.

A escolha dos símbolos de treino não pode ser arbitrária. Para alcançar-se o menor tempo de assentamento a seleção da sequência deve ser cuidadosa. Mueller e Spaulding apresentaram três casos especiais de sequências que eles consideram uma boa escolha. Foi suposto um número ímpar de derivações e os casos são os seguintes:

- a) Pulso positivo — os símbolos estão espaçados T segundos
 $SEQ = (0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0, 0)$.
- b) Pulso negativo — os símbolos estão espaçados T segundos e produzem uma amplitude maior da componente de frequência nula.
 $SEQ = (1, 1, \dots, 1, -1, 1, \dots, 1, 1)$.
- c) Sequências pseudo-aleatórias de máximo comprimento — tais sequências possuem comprimento igual a $N=2^m-1$ onde N é o número de estados que a sequência terá e m o número de variáveis de estado usadas para formar os estados.

As sequências pseudo-aleatórias de máximo comprimento fornecem o mais largo espectro de energia e parecem ser portanto a melhor escolha principalmente para canais com ruído.

2.4.2 Processo de treinamento.

Para analisar-se o treinamento neste método cíclico toma-se a sequência

de comprimento igual ao número de derivações do filtro transversal,

Suponha-se que o algoritmo é de Média Quadrática e o canal é ideal, sem distorção. Ainda diz-se que a sequência transmitida está sincronizada com a sequência de referência no receptor. Então o algoritmo ajustará os coeficientes e vê-se que na derivação central tem-se ganho um e todos os outros coeficientes têm ganho zero. Isto é devido a sincronização entre as duas sequências.

Tendo-se a sincronização defasada de um símbolo o coeficiente de ganho um estará defasado de uma posição em relação à central como também todos os coeficientes de ganho zero. O deslocamento de uma posição do ganho um em relação ao ponto central de referência significa o defasamento entre as duas sequências (transmitida e referência) de um símbolo.

Nos canais reais existe distorção, e portanto os coeficientes não terão ganho zero como também o coeficiente que tem ganho um pode estar deslocado em relação ao ponto de derivação central. A distância de ganho um ao ponto de derivação central determina o número de símbolos defasados entre a sequência transmitida e a referência. Isto é possível se for considerado os deslocamentos dos coeficientes como cíclicos. Dizendo de outra forma, pode-se ver que a sequência é periódica com período igual ao número de derivações. O sinal recebido mesmo distorcido (sem considerar o ruído) também é periódico tal que se um símbolo chega ao fim da linha de retardo, ele é substituído por outro igual no início desta mesma linha mantendo a integridade da sequência.

Através da figura 2.13 pode-se visualizar mais fácil o deslocamento cíclico dos coeficientes. Tem-se uma linha de retardo com cinco derivações e os seus coeficientes correspondentes c_1 a c_5 . A sequência de treino é formada por cinco dígitos X_1 a X_5 . No instante $t_0 + 2T$ observa-se um deslocamento de duas posições para a direita. De forma geral diz-se que num tempo $t=t_0$ as saídas $Y(t_0 + kT)$ podem ser obtidas pelo deslocamento cíclico dos coeficientes de ganho, tanto para a direita quanto para a esquerda.

A possibilidade de obter todas as saídas por simples deslocamento apresenta-se como uma solução inteligente para o problema de sincronização das sequências de treino e referência. Qualquer defasagem entre essas sequências vai provocar um deslocamento de compensação correspondente nos ganhos das derivações. Assim, não é necessário prover sincronização anterior ao processo de equalização mas naturalmente será preciso promover o deslocamento apropriado dos coeficien -

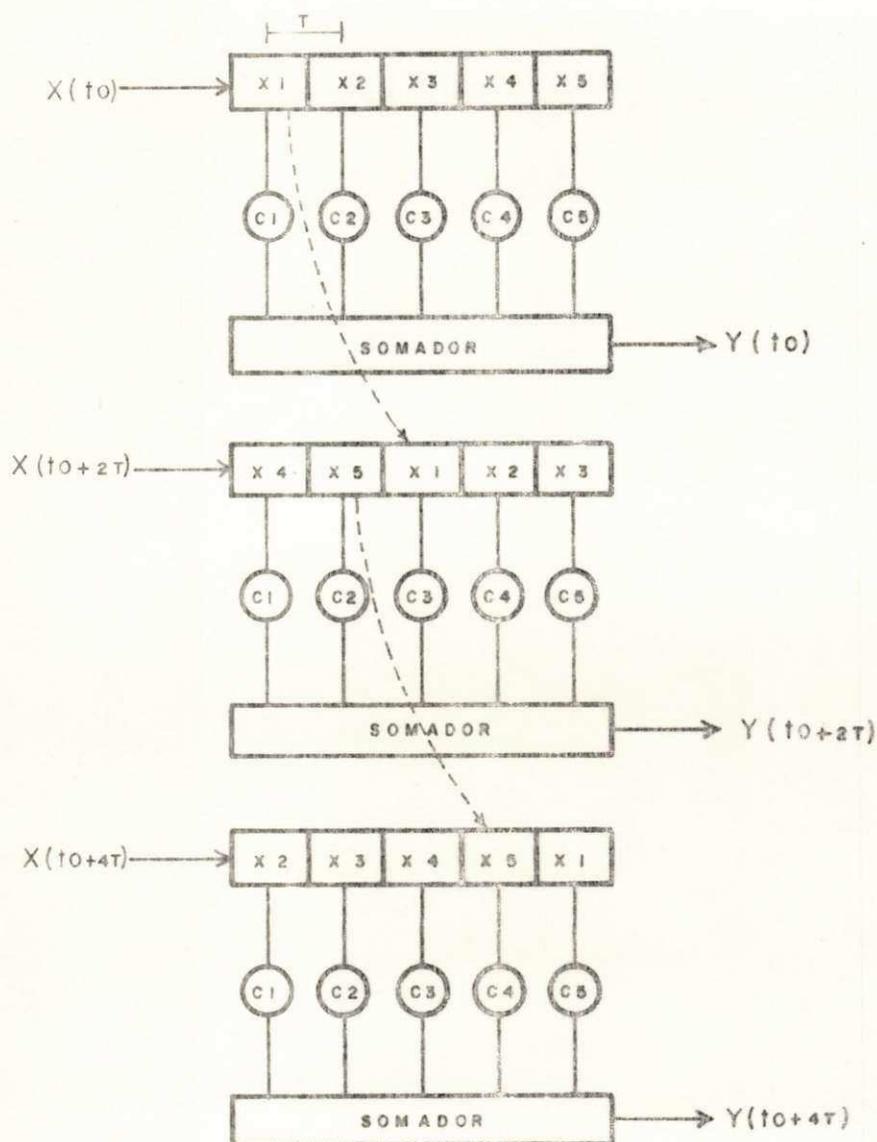


Fig. 2.13: Idéia base do método cíclico.

tes para as posições corretas logo após o final do período de treino. Esse deslocamento prepara o equalizador para receber os dados. A posição correta de todos os coeficientes é determinada pelo alinhamento do coeficiente de maior valor ou coeficiente de pico na posição de derivação central. No alinhamento todos os coeficientes são deslocados juntos conservando suas posições relativas.

2.4.3 Estrutura do equalizador cíclico.

A composição usada foi a do algoritmo de Média Quadrática com uma pequena modificação necessária ao deslocamento cíclico dos coeficientes (Fig.2.14).

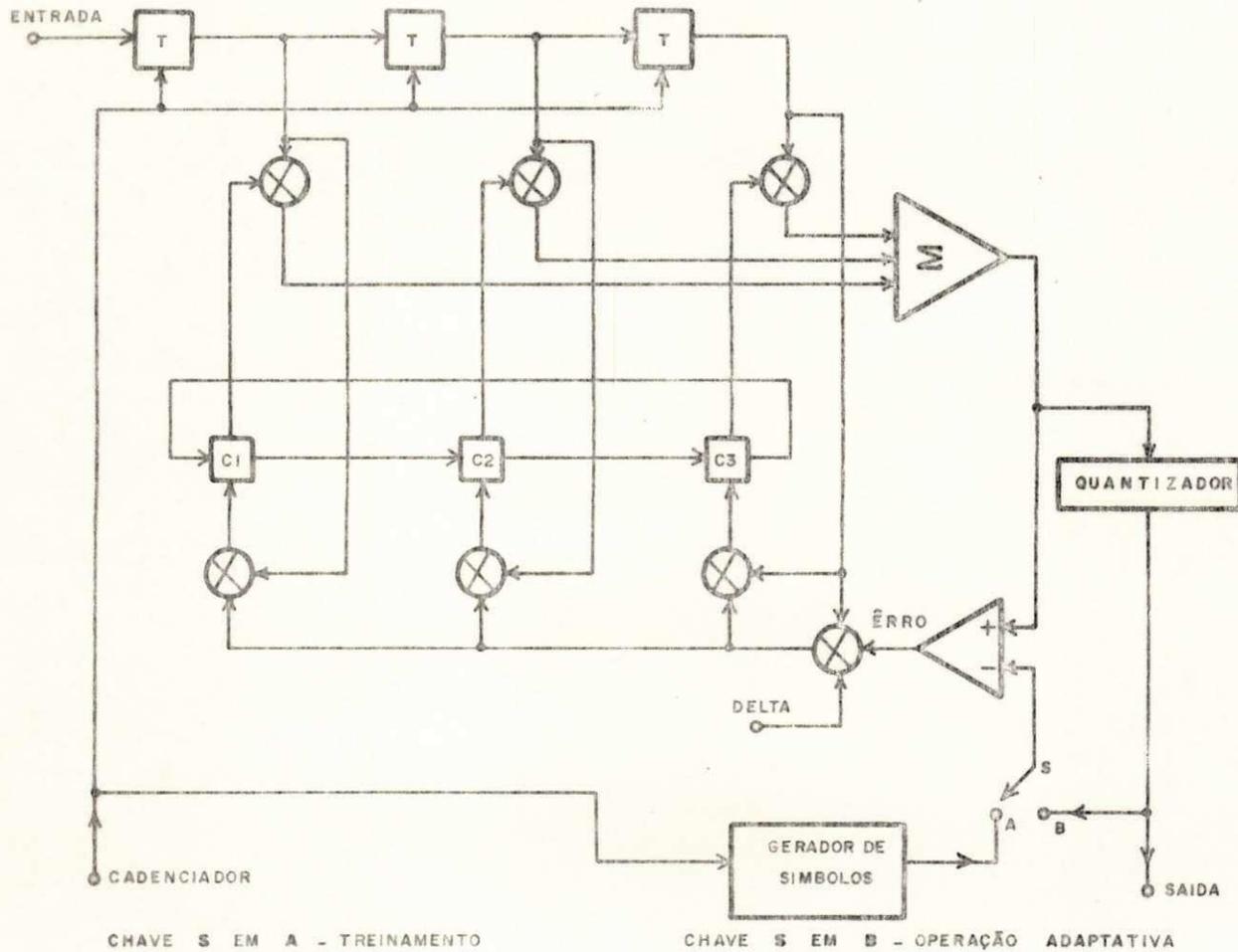


Fig. 2.14: Estrutura do equalizador cíclico.

Esta alteração consiste em criar um caminho para os coeficientes circulararem. Antes de receber a sequência transmitida os coeficientes devem ser inicializados todos com o mesmo valor uma vez que não se sabe a posição do coeficiente de pico.

Ao fim do período de treino, deve-se chavear o equalizador para o mesmo continuar no modo adaptativo. Este chaveamento deve desligar todos os pontos inerentes ao treinamento até que um novo treino se faça necessário.

3

SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO DE ALTA VELOCIDADE

Pesquisa bibliográfica dos sistemas de equalização utilizados até o presente momento seja nos modem's ou em outros equipamentos, mostra a aplicação universal de filtros transversais na construção dos mesmos.

Como na transmissão de dados um fator importante é a velocidade com que os dados são transmitidos, reconhece-se a dificuldade de projetar filtros transversais para uso nos equalizadores quando pretende-se uma taxa de transmissão alta. Para taxas de 4800 bps e 9600 bps tem-se além de outras dificuldades o aumento do custo do equipamento.

Este estudo tem a finalidade de desenvolver projetos de baixo custo com altas taxas de transmissão para um sistema alternativo de equalização sem o uso de filtros transversais. Com a diminuição dos custos da equalização será maior a aplicação de modem's nos sistemas de comunicação de dados.

3.1 Introdução

Para introduzir-se esta idéia considere-se a representação simbólica dos sinais de um sistema de comunicação digital abaixo, onde os símbolos maiúsculos apresentam-se como sinais discretos e os minúsculos são sinais contínuos, sendo t uma escala de tempo discreta.

$X(t) = X_i \in I$; $I = \{X_0, X_1, \dots, X_{n-1}\}$ conjunto de sinais transmitidos.

$Z(t) = Z_j \in O$; $O = \{Z_0, Z_1, \dots, Z_{m-1}\}$ conjunto de sinais recebidos (representação discreta do sinal $y(t)$ entregue pelo meio de transmissão).

$X^*(t) = d[Z(t)] = X_i \in I$; função decisão que decidirá qual o símbolo transmitido em função do símbolo recebido ($Z(t)$).

No caso de canais discretos sem memória a caracterização completa dos mesmos é feita pela matriz de canal $P = [p(Z_j/X_i)]$ onde $X_i \in I, Z_j \in O$ e $p(Z_j/X_i)$ é a

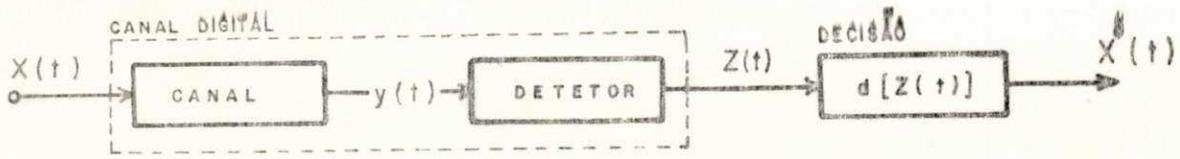


Fig. 3.1: Modelo da idéia.

probabilidade do símbolo recebido ser Z_j , condicionada a que o símbolo transmitido tenha sido X_i . A matriz de canal P juntamente com a matriz de probabilidades a priori do conjunto I , $[p(X_i)]$ sendo esta a probabilidade inerente a cada símbolo, contém toda a informação necessária e suficiente para que a função decisória minimize a probabilidade de erro [Abramson, 1963]. Por exemplo, a máxima probabilidade conseguida minimizará a probabilidade de erro para cada símbolo recebido Z_j individualmente

$$d[\bar{Z}_j] = X_i \text{ se } p(X_i/Z_j) > p(X_k/Z_j), \text{ para todo } X_k \neq X_i \text{ e } k=(0, \dots, n-1) \text{ (Eq.A)}$$

$$\text{onde } p(X_i/Z_j) = \frac{p(Z_j/X_i) p(X_i)}{p(Z_j)} \text{ (Eq. B) e } p(Z_j) = \sum_i p(Z_j/X_i) p(X_i) \text{ (Eq.C)}$$

O modelo probabilístico dado acima deve-se ao fato do mapeamento $X(t) \rightarrow Z(t)$ não ser determinístico devido a presença de perturbações aleatórias impostas ao sinal no meio de transmissão. Os efeitos de tais perturbações não podem ser eliminados mas eles podem ser minimizados com uma função de decisão estatística como a vista acima.

3.2 Conceituação da Proposta

Os métodos de equalização não visam corrigir as perturbações aleatórias causadas pelo ruído no meio de transmissão, mas distorções introduzidas pelas características típicas de um canal de comunicação como distorções de fase, atenuação não uniforme para as diversas componentes do sinal ou seja, atenuação e desvio de fase ou atraso de grupo variáveis com a frequência.

Tais distorções não são necessariamente aleatórias como são por exemplo as causadas pelo ruído branco gaussiano, uma vez que elas dependem essencialmente das características físicas do meio de transmissão, características essas que

não variam aleatoriamente. Isto dispensaria um tratamento probabilístico para o processo de equalização. No entanto o processo de equalização proposto aqui pode ser visto como um processo decisório, não determinístico, devido a memória do canal.

Neste trabalho propõe-se dois métodos para realizar-se a equalização num sinal. O primeiro deles será chamado de DECISÃO PELO VETOR DE ERRO e o outro chama-se de DECISÃO PELA ASSOCIAÇÃO DIRETA.

a) Método de decisão pelo vetor de erro.

Esta proposta de equalização é baseada na idéia de aplicar-se ao sinal recebido $y(t)$ um sinal equalizador $E(t)$ com a finalidade de compensar a distorção introduzida pelo canal. Acontece que a distorção introduzida sobre $X(t)$ que resulta em $y(t)$, em geral depende do símbolo X_i transmitido ou seja, se $X(t) = X_0$ ou $X(t) = X_1$, etc. Daí a necessidade de decidir-se sobre qual sinal equalizador $E(t)$ aplicar-se em função do sinal $Z(t)$ recebido.

Como $Z(t)$ pertence a um conjunto discreto, trabalha-se com um conjunto discreto de sinais equalizadores $W = \{E_0, E_1, \dots, E_{m-1}\}$. Assim considere-se o caso geral onde $Z(t)$ consiste de d amostras de $y(t)$ o que representa-se por $Z^d(t)$.

$Z^d(t) = Z^1(t), Z^2(t), \dots, Z^d(t)$, cada amostra $Z^d(t)$ pode também ter 1, 2, ..., r bits de precisão.

Cada $E_j^d \in W$ consistirá de d componentes sendo computado durante a fase de treinamento do processo de equalização, quando tem-se a representação discreta de $y(t)$ e $X(t)$, $Z^d(t)$ e $X^d(t)$ respectivamente sendo estas comparadas bit a bit:

$$E^d(t) = X^d(t) \oplus Z^d(t)$$

Assim $E^d(t)$ é armazenado como E_j^d em associação com o $Z_j \in 0$ caso $Z^d(t) = Z_j$. Ou seja, para cada sinal recebido $Z_j \in 0$ decide-se por uma equalização E_j^d conforme o diagrama abaixo, onde durante a fase de treinamento o sistema tenta associar a cada Z_j o melhor vetor de erro.

Equacionando a equalização realizada pelo sistema abaixo tem-se

$$Z^d(t)_* = Z^d(t) \oplus E^d(t)_* \text{ sinal amostrado equalizado.}$$

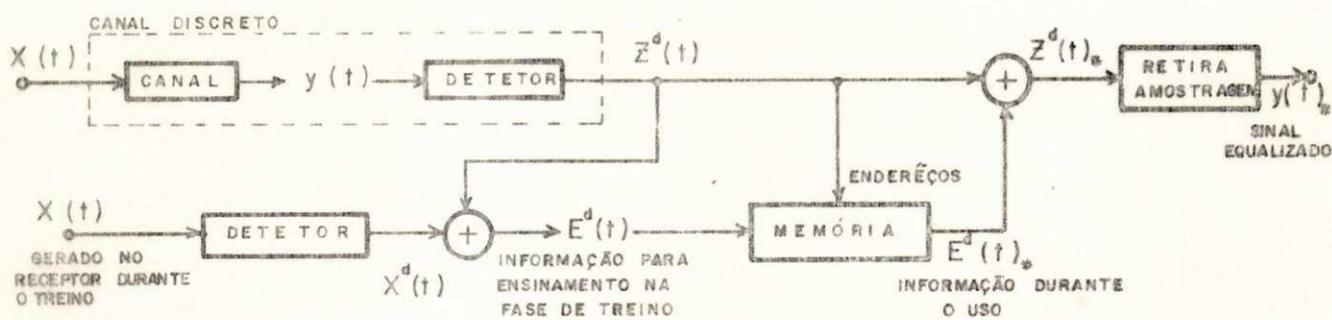


Fig. 3.2: Diagrama de Blocos do Sistema (caso a).

O sinal $y(t)_*$ no diagrama acima é o sinal $y(t)$ equalizado, sobre o qual agora se processará a decodificação da informação que foi transmitida.

A memória do canal tem um efeito sobre a maneira como $X(t)$ é distorcido, dependendo dos símbolos que foram transmitidos anteriormente $X(t-1), X(t-2), \dots$, etc. Ou seja, a interferência intersimbólica pode ser usada para beneficiar a computação do vetor de erro de equalização, conforme visto adiante.

É bastante questionável o fato de se corrigir $y(t)$ baseado na sua própria representação discreta $Z^d(t)$ que funciona como endereço para recuperação da informação armazenada $E^d(t)$. Talvez se pudessem tomar uma decisão sobre a natureza de $X(t)$ diretamente a partir de $Z^d(t)$ sem ter que passar pelo processo intermediário de equalização. Aqui nasceu a idéia de equalização pela associação direta.

b) Método de decisão pela associação direta.

Esta proposta difere da anterior no que diz respeito a informação que armazena-se na memória. Neste caso a informação não é a diferença entre dois sinais $X^d(t)$ e $Z^d(t)$, mas sim o próprio sinal transmitido $X^d(t)$. Para cada X_i el tem se um vetor $X_i^d \in I^d$, sendo I^d o mesmo conjunto I onde cada elemento consiste de d amostras.

Equacionando a equalização realizada pelo sistema abaixo tem-se

$$X^d(t)_* = d [Z^d(t)] = X_i^d, X_i^d \text{ sendo o símbolo mais provável de ter sido transmitido em associação ao símbolo recebido } Z^d(t) = Z_j^d, \text{ onde } p[X^d(t) = X_i^d / Z^d(t) = Z_j^d] > p[X^d(t) = X_q^d / Z^d(t) = Z_j^d] \text{ para todo } q \neq i, \text{ com } X_q^d \text{ e } X_i^d \in I^d.$$

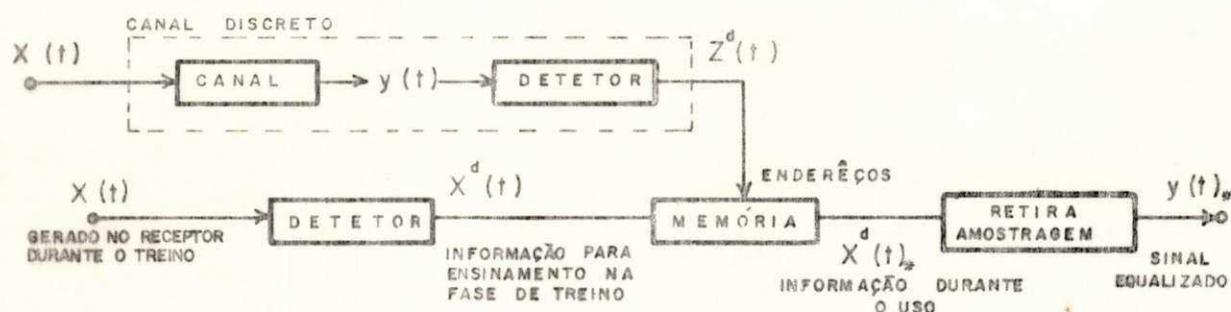


Fig. 3.3: Diagrama de Blocos do Sistema (caso b).

Também neste caso, como no anterior, usa-se a influência da interferência intersimbólica entre os símbolos transmitidos para armazenar-se o símbolo mais provável referente a cada transmissão, o qual é associado diretamente no sentido de otimizar-se as decisões.

Para qualquer um dos casos tem-se como um problema de engenharia a escolha do número d de amostras adequadamente bem como a sua dimensão r .

A rigor este método não seria considerado como um processo de equalização no sentido convencionalmente utilizado para o termo.

3.3 Memória de Canal de Comunicação.

A memória do canal de comunicação pode ser expressa pela dependência estatística entre o símbolo recebido $Z(t)$ e o transmitido $X(t)$, condicionado aos símbolos transmitidos anteriormente $X(t-1)$, $X(t-2)$, etc.

Assim a matriz do canal seria do tipo:

$$P \left[Z_j(t) = Z_j / X(t), X(t-1), \dots, X(t-k) \right] \quad (\text{Eq.D})$$

onde p é a probabilidade do símbolo Z_j ser o recebido no tempo t , conhecendo-se o símbolo transmitido neste instante t e os k símbolos transmitidos anteriormente. Embora os efeitos de distorção devido às características do canal não serem necessariamente aleatórias, tal modelo probabilístico serve para modelar a interferência intersimbólica.

Pode-se dizer que o canal tem memória de ordem k se $p \left[Z_j / X(t), X(t-1), \dots, X(t-k) \right] = p \left[Z_j / X(t), X(t-1), \dots, X(t-D) \right]$ para todo $D > k$ e todo $X_i \in \mathcal{I}$ com $t=1, 2, 3, \dots, \infty$ ou seja, a maneira como o canal distorce $X(t)$ é independente em relação aos símbolos transmitidos anteriormente a $X(t-k)$. Neste caso é irrelevante levar-se em consideração o símbolo ou símbolos anteriores de $X(t-k)$.

No entanto o fato do canal ter memória de ordem k não significa que o

conhecimento do símbolo recebido $Z(t)$ e seus k predecessores $Z(t-1), \dots, Z(t-k)$ se já suficiente para determinar-se com certeza o $X(t)$ transmitido. Para isto seria necessário que a ordem k do canal fosse tal que os elementos da matriz P' (abaixo)

$$P' = [p(X(t)=X_i/Z(t), Z(t-1), \dots, Z(t-k))] \quad (\text{Eq. E})$$

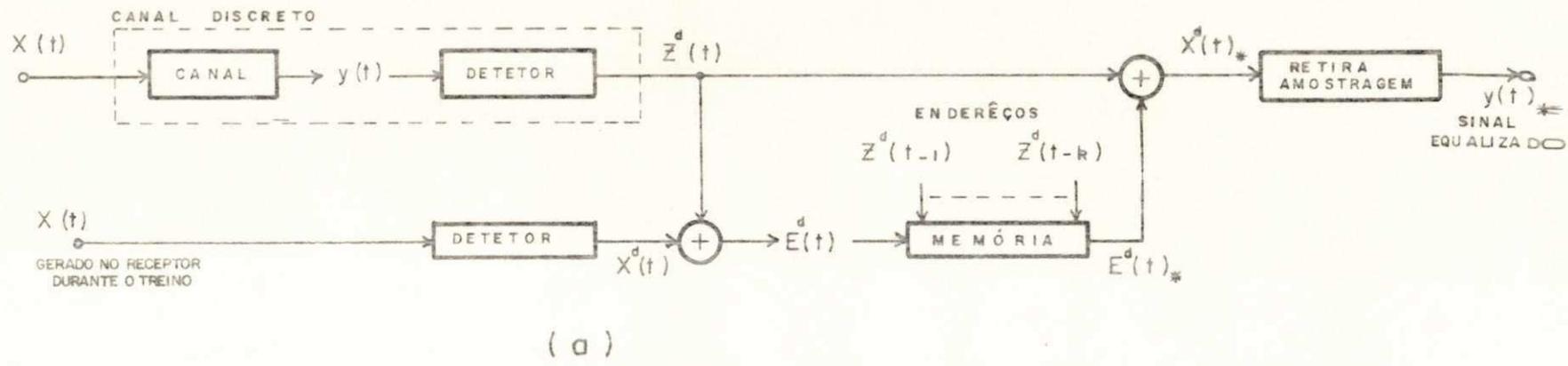
fossem unitários, o que pode não ser o caso para um dado canal. Note-se que a decisão é baseada no conhecimento prévio dos símbolos recebidos, daí a necessidade de se computar P' , o que pode ser feito a partir de P conforme a Eq. D e a matriz de probabilidades a priori $[p(X_i)]$, de acordo com as equações B e C.

Deve estar claro que uma função de decisão baseada em valores de $k=1, \dots$ etc. trará uma menor probabilidade de erro de detecção do que o caso $k=0$, onde a memória do canal não é levada em consideração ou seja, a interferência intersimbólica não é computada.

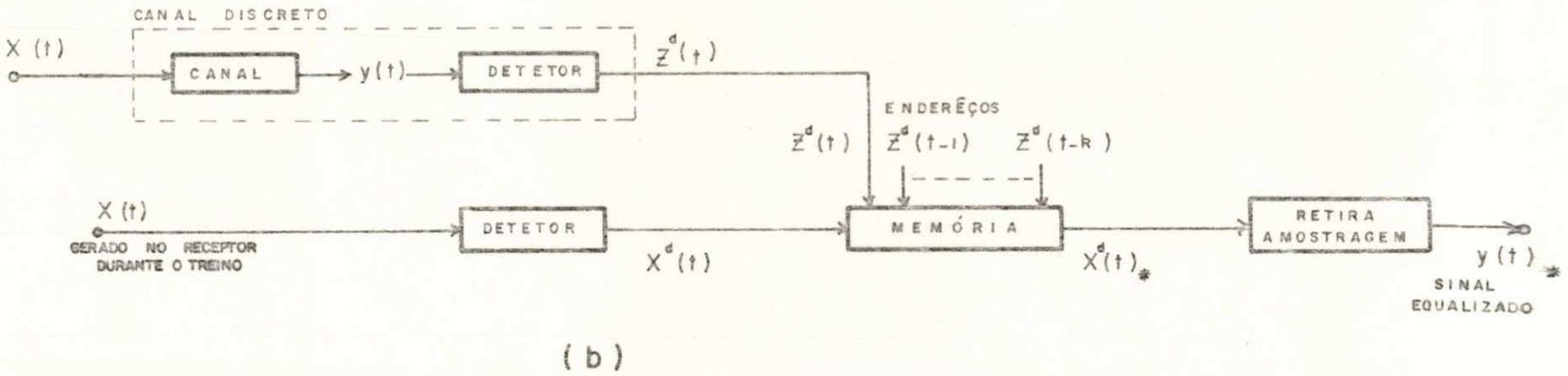
Levando-se este caso da memória do canal para os dois métodos de equalização propostos neste trabalho espera-se um aumento no desempenho dos mesmos. Na figura 3.4 tem-se os métodos operando sem realimentação enquanto que os da figura 3.5 são sistemas realimentados.

Os sistemas realimentados diferem dos outros pelo fato da função de decisão decidir por uma correção estando as probabilidades condicionais condicionadas aos símbolos já transmitidos e corrigidos anteriormente (p. ex. $p(Z(t)=X_i/X(t-1)_*, X(t-2)_*, \dots, X(t-k)_*)$). Na figura 3.4a e 3.5a o sinal $Z(t)$ não entra na memória como endereço por ser redundante, visto que $Z(t)$ já participa diretamente da computação do valor de $X(t)_*$. Assim em vez de usar $[Z(t), Z(t-1), Z(t-2), Z(t-3), Z(t-4)]$ no caso sem realimentação ou $[Z(t), X(t-1)_*, X(t-2)_*, X(t-3)_*, X(t-4)_*]$ no caso com realimentação usa-se $[Z(t-1), Z(t-2), \dots, Z(t-5)]$ e $[X(t-1)_*, X(t-2)_*, \dots, X(t-5)_*]$ respectivamente. Com isso usa-se a memória mais eficientemente usando como endereço em substituição a $Z(t)$ símbolos anteriores [Fernandes, 1977]. O conjunto de dependências tanto para o sinal recebido $Z(t)$ quanto para o sinal já recuperado $X(t)_*$, chamar-se-á de estado do canal.

Aqui a engenharia do problema consiste essencialmente na escolha de uma ordem k de canal que não precise de memória em excesso e modele satisfatoriamente a memória do canal. Lembrando-se que para um dado canal existe um valor limite para k tal que de nada adianta usar símbolos $Z(t-D)$ ou $X(t-D)_*$ para $D > k$ na decisão sobre $Z(t)$.



(a)



(b)

Fig. 3.4: Sistemas não realimentados. Diagrama de blocos dos métodos considerando-se a memória do canal de comunicação. (a) Decisão pelo Vetor de Erro. (b) Decisão pela Associação Direta.

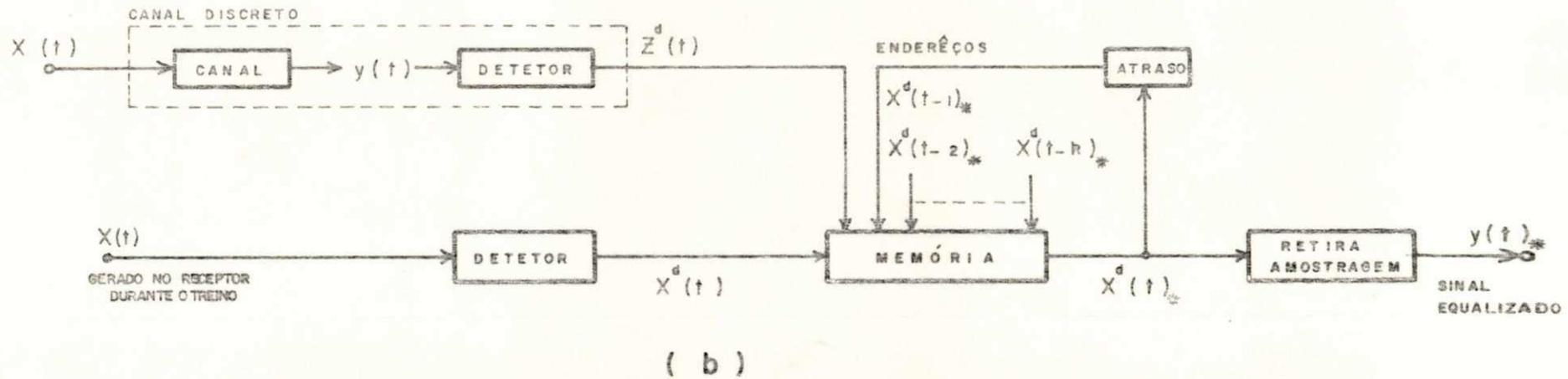
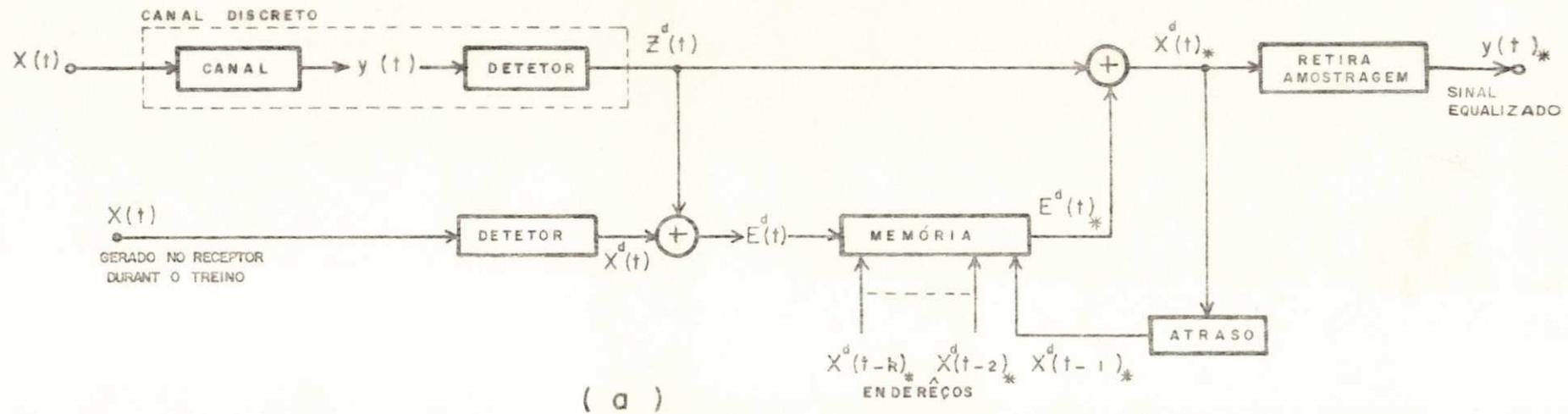


Fig. 3.5: Sistemas realimentados. Diagrama de blocos dos métodos considerando-se a memória do canal de comunicação. (a) Decisão pelo Vetor de Erro. (b) Decisão pela Associação Direta.

Neste capítulo apresentou-se um estudo sobre as propostas de equalização sugeridas. Partindo-se da idéia do modelo probabilístico para a memória do canal ou seja a influência intersimbólica. Tal modelo probabilístico para a memória do canal não é necessariamente o melhor, sendo no entanto de simples inferência.

Na realidade a memória do sistema vê a interferência intersimbólica durante a fase de treinamento (modelagem) como um processo não determinístico. Isto porque uma sequência de símbolos por exemplo, $Z(t), Z(t-1), \dots, Z(t-k)$ (ENDE-REÇO) pode ser associada a diferentes vetores de erro por exemplo, $E^d(t)$ (DADOS), uma vez que um número finito de dependências não necessariamente determina o símbolo transmitido. Assim durante a fase de treinamento a memória dos diversos sistemas propostos armazena a correção mais provável.

É importante notar-se a diferença fundamental entre processos de equalização do tipo proposto neste trabalho e aqueles baseados em filtros transversais.

No uso de tais filtros os processos atuam a nível do sinal elétrico ou seja, modelam a maneira como as características físicas do canal modificam as formas de onda utilizadas independentemente de qual o símbolo provável de ter sido transmitido.

No caso de sistemas como o proposto há um processo decisório envolvido. A atuação dos mesmos na correção dos sinais elétricos depende do símbolo que mais provavelmente foi transmitido.

Foram também definidos parâmetros essenciais aos sistemas que são responsáveis pelo desempenho dos mesmos e que são: número de amostras tomadas e precisão das mesmas, número de dependências para representar o estado do canal.

DESCRIÇÃO DO HARDWARE E TESTES.

Nesta fase procura-se dar uma descrição sobre a implementação do sistema sob estudo. É uma montagem experimental portanto sujeita a modificações. A codificação de canal ou meio de transmissão foi realizada no sentido do sinal tornar-se multinível. Neste fato reside o segundo ponto forte desta idéia e que é diretamente responsável pelas altas taxas de transmissão que pode-se enviar. Transmitiu-se um sinal quaternário o qual será explicado mais abaixo quando tratar-se das sequências de dados.

Na implementação usou-se tecnologia CMOS e TTL mas sempre observando-se uma compatibilidade entre as mesmas. Em alguns pontos do circuito foram usados resistores de 'pull-up' para se garantir um nível de tensão alto (HIGH) mais próximo da tensão de alimentação. Procurou-se também fazer com que o circuito tivesse o menor número possível de tensões de alimentação diferentes, conseguindo-se o funcionamento com somente duas (+5V e -5V). As duas únicas partes que não foram implementadas particularmente para o sistema foram as fontes de alimentação e o oscilador para as transições para o qual usou-se um gerador de pulsos da Tektronix.

4.1 Dimensões dos Parâmetros Escolhidos para Implementação e Circuitos.

Para um melhor desenvolvimento desta seção mostra-se os circuitos utilizados e concomitantemente faz-se referência as dimensões escolhidas para os parâmetros que existam no circuito tratado.

Inicialmente tem-se os blocos detetores (ver fig. 3.2) que primeiramente foram feitas experiências com moduladores Delta onde o número de amostras (d) era de 128 para cada símbolo transmitido. Este tipo de detetor foi tentado por apresentar um 'hardware' bastante simples tanto na modulação quanto na demodulação. Foi construído com uma malha de realimentação formada por dois integradores RC passivos (Fig. 4.1). Tal artifício foi usado objetivando-se uma sinal de realimentação mais fiel ao sinal de entrada do modulador, com isso melhorar-se-ia a relação S/N da modulação [Steele, 1975]. Uma outra relação S/N ainda melhor seria achada se fosse usado o modulador Delta Adaptativo [Niwa, 1981]. Este modulador não é ideal para usar como detetor no caso da DECISÃO PELO VETOR DE ERRO, pois deveria ter-se dois moduladores funcionando precisos e idênticos um ao outro pelo fato de fazer-se uma comparação bit a bit nas saídas destes e se os mesmos atuam diferentemente sobre um mesmo sinal de entrada, tem-se um erro ineren-

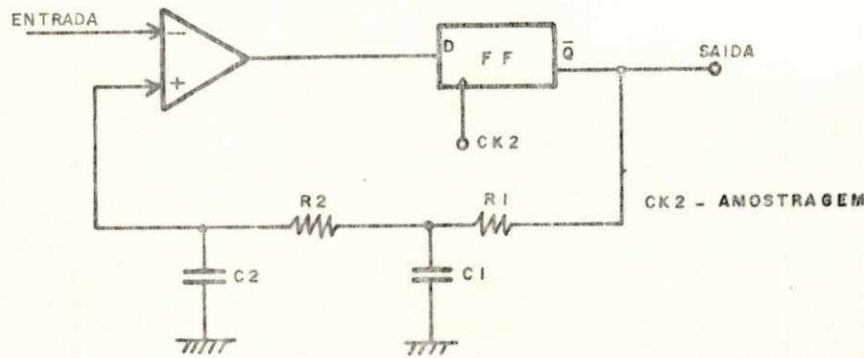


Fig. 4.1: Circuito do modulador Delta.

te ao processo de digitalização. O erro associado a um modulador Delta chama-se de erro de quantização mas no caso em estudo o erro inerente é aquele que verifica-se pela divergência entre os erros de quantização dos moduladores e este sempre existirá pelo fato da impossibilidade física de conseguir-se dois circuitos idênticos.

O uso de moduladores Delta exigiria um processo mais elaborado que simples comparação bit a bit. Provavelmente um processo de correlação entre os moduladores [Nakamura, 1976].

Essa divergências introduzem erros globais no sistema bastante acentuados, decorrentes deste tipo de modulação ser um processo estatístico e como tal baseia-se na média de ocorrência dos eventos (bits de saída), indo de encontro a proposta de comparação dentro deste modelo de sistema que compara os eventos distintos e não a sua média. Como uma pequena sugestão devido ao problema surgido neste caso particular, incentiva-se a pesquisa de um circuito que acoplado aos moduladores Delta realizaria a comparação entre os mesmos.

Em face deste impasse resolveu-se implementar os detetores de uma forma típica de conversão analógico digital conhecida como paralela (Fig.4.2). Para este tipo de detetor o número de amostras foi de apenas uma por símbolo ($d=1$) e a precisão de cada amostra foi de dois bits por amostra ($r=2$).

Usou-se este tipo de conversão pelo fato desta possuir um atraso menor que os outros, e este parâmetro é bastante importante para o detetor que fornece os bits para as linhas de endereço da memória. A resolução deste circuito é de uma parte em oito ou ainda 12,5% do valor máximo de detecção.

A lógica combinacional mostrada na figura 4.2 tem como finalidade codificar quatro valores diferentes com dois bits binários. O tempo de conversão é da ordem de 120 nano-segundos. Este parâmetro tem bastante relevância visto que os bits não devem chegar atrasados nas linhas de endereço da memória sob pena da informação de ensinamento ser armazenada em locação errada.

Agora faz-se uma descrição sobre a memória como também parâmetros

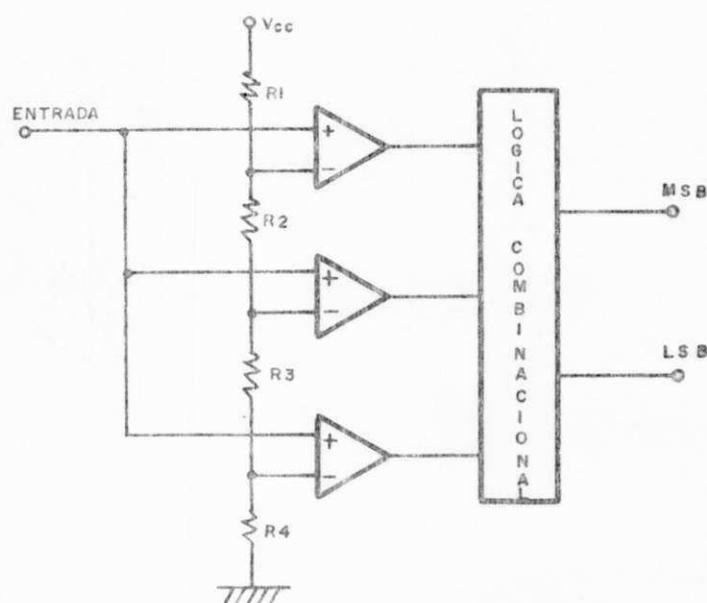


Fig. 4.2: Circuito do detetor.

associados à ela e o seu circuito de controle da linha de ler ou escrever.

A capacidade de memória utilizada está aquém da necessidade deste caso particular, mas foi usada por uma questão de disponibilidade como também é suficiente dentro dos objetivos a que se destina este trabalho. Esta memória tem uma organização de 1024 bits por um ou seja, possui dez linhas de endereço correspondendo as 1024 locações distintas e em cada locação armazena-se um dado formado por um bit. Esta organização permite decidir-se qual o símbolo transmitido com uma dependência máxima até de quatro símbolos transmitidos anteriormente (2bits/símbolo) ou melhor dizendo, com uma ordem de memória de canal (k) máxima de quatro. Como a dimensão da informação para ensinamento (r) é dois, usa-se duas dessas memórias uma para cada um dos bits (Fig. 4.3). As linhas de entrada e saída de dados da memória (2102-1) estão em aberto porque são ligadas a pontos diferentes de acordo com o modelo sob estudo (casos das Figs. 3.2 e 3.3).

No diagrama abaixo apresenta-se também o circuito de controle que seleciona a linha de leitura ou escrita da memória (Ler/Esc). Usa-se um contador 'resetável' manualmente que controla a duração da fase de treinamento. A transição de descida do bit mais significativo do contador ativarã um 'flip-flop' que irá inibir através de uma porta OU os pulsos que permitem escrever-se na memória. Estes pulsos são fornecidos por um circuito mono-estável o qual é excitado pelo

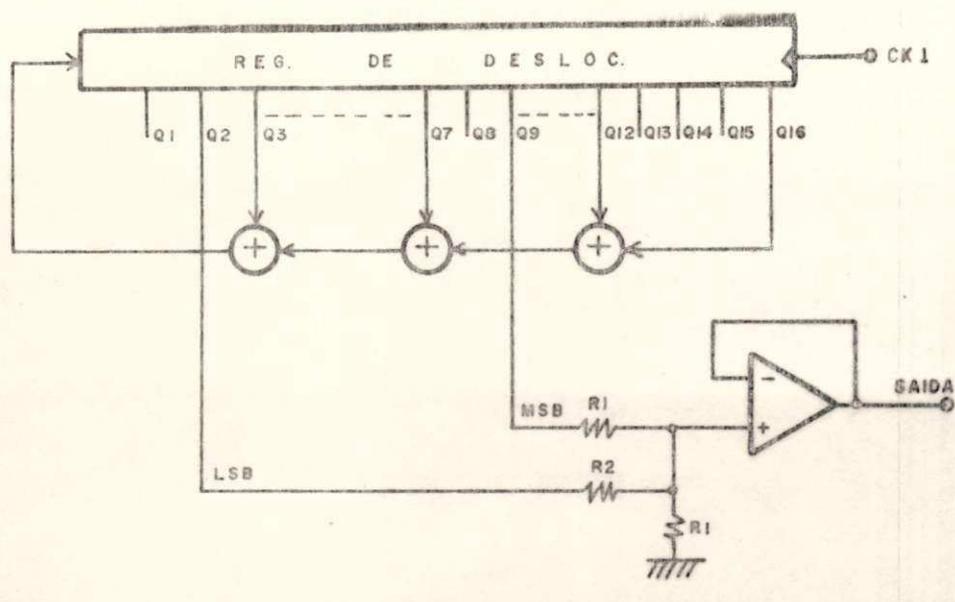


Fig. 4.5: Circuito do gerador da sequência de teste.

4.3 Métodos de Avaliação.

Para realizar-se a avaliação do funcionamento do circuito completo, fez-se a simulação do canal de comunicação.

Todas as alterações que um canal de comunicação pode causar ao sinal transmitido, foram englobados neste teste sob a forma única de DISTORÇÃO no sinal e a simulação do canal foi feita por um filtro passa baixa RC passivo. As respostas em frequência de amplitude e fase do canal simulado vê-se na figura 4.6. A frequência de corte situa-se em 10,5 KHz e apresenta uma atenuação de 5 dB/oitava. Também foi feito uma tentativa de testar o sistema acoplado a rêde telefônica do campus universitário, não sendo possível devido a dificuldade de obter-se uma 'interface' sistema-rêde telefônica que fornecesse um acoplamento razoável.

Utilizou-se dois processos para avaliação do funcionamento do sistema. O primeiro que é um método tradicional para avaliação de sistemas de comunicações digitais e que chama-se de diagrama do olho. É um diagrama obtido no osciloscópio colocando-se o sinal a ser verificado em um canal e o sinal de amostragem deste na entrada da varredura externa do osciloscópio. Este é um diagrama versátil com várias informações sobre o sinal analisado como por exemplo, desvio do instante de amostragem, se a atenuação realmente foi compensada, etc.

Um segundo processo de avaliação foi a determinação do erro médio de comparação dos símbolos (E_c). Este erro é computado comparando-se o símbolo que

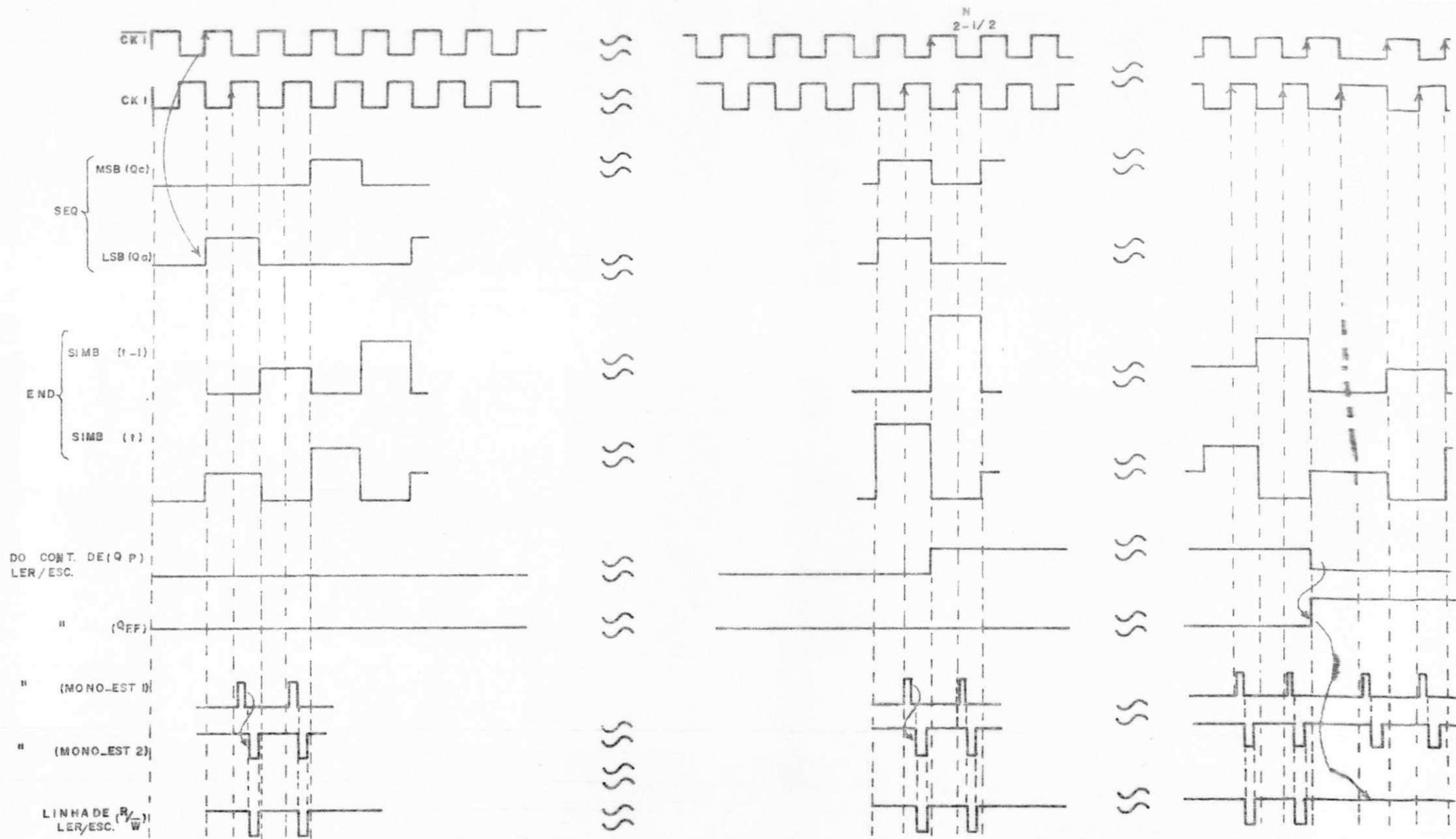
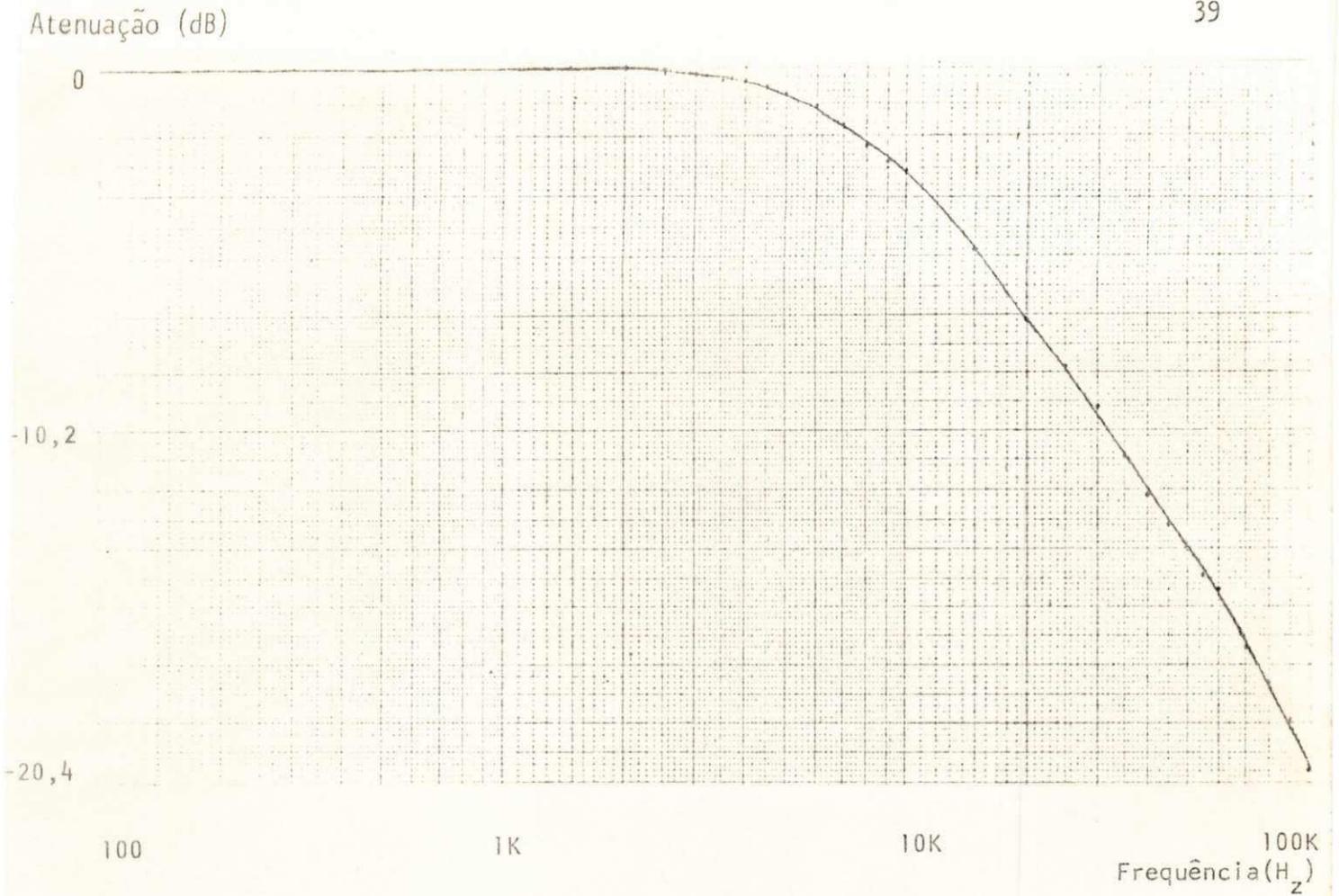
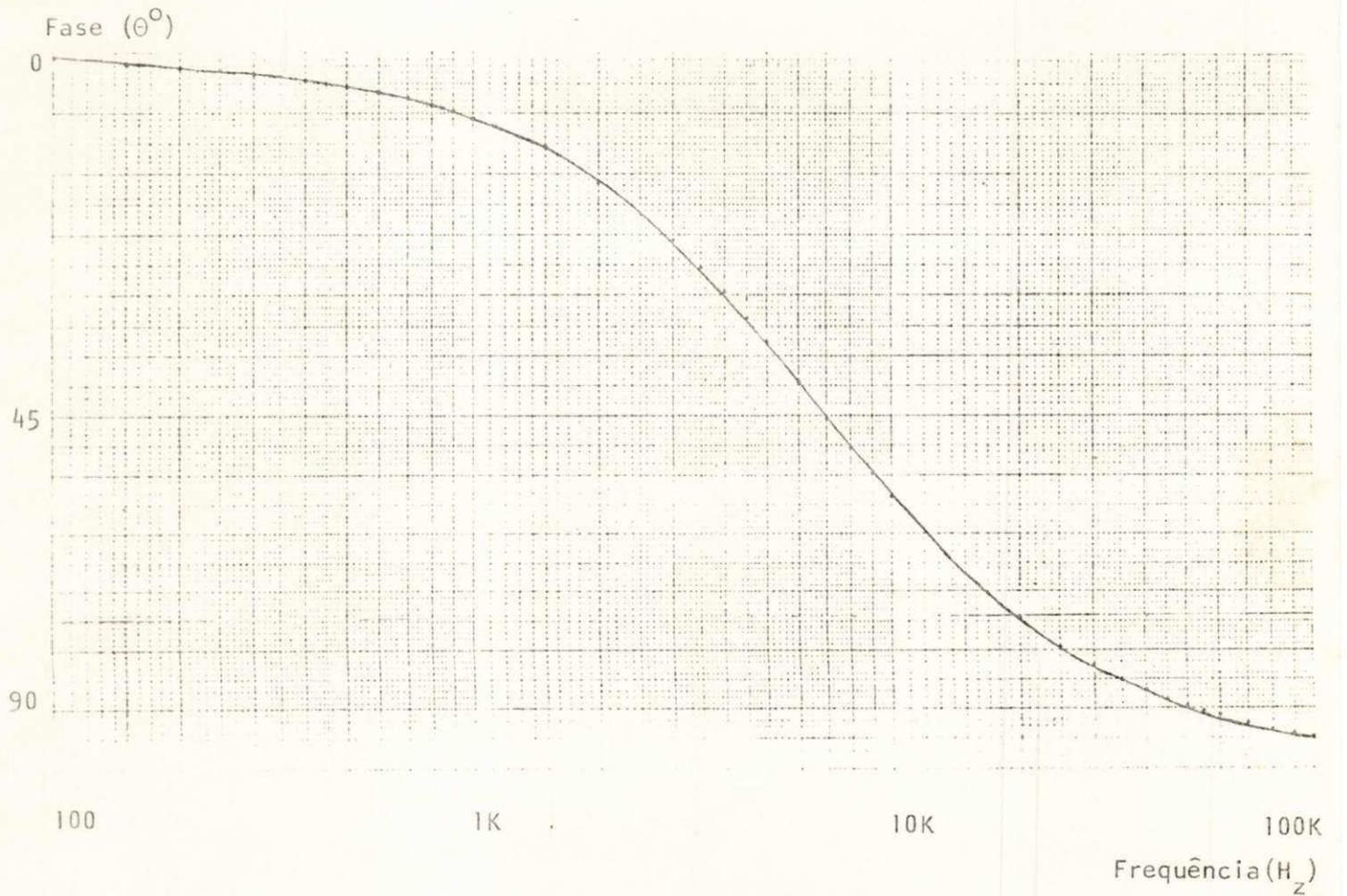


Diagrama de Tempos do Sistema (TIMING).

A Seq. Apresentada neste diagrama é a de referência ou treino.



(a)



(b)

Fig. 4.6: Resposta em frequência do canal de comunicação simulado.

foi transmitido com o regenerado, tendo como referência o relógio que determina as transições do gerador da sequência de referência (Fig. 4.7) as medidas deste erro são conseguidas através da relação

$$E_c = \frac{N_c}{f_{CKT} \cdot t}$$

onde: N_c é o número de comparações errôneas
 f_{CKT} é a frequência de transmissão dos símbolos
 t é o tempo de duração do teste.

Note-se que $f_{CKT} \cdot t$ é o número total de símbolos transmitidos durante o teste. Portanto $0 \leq E_c \leq 1$

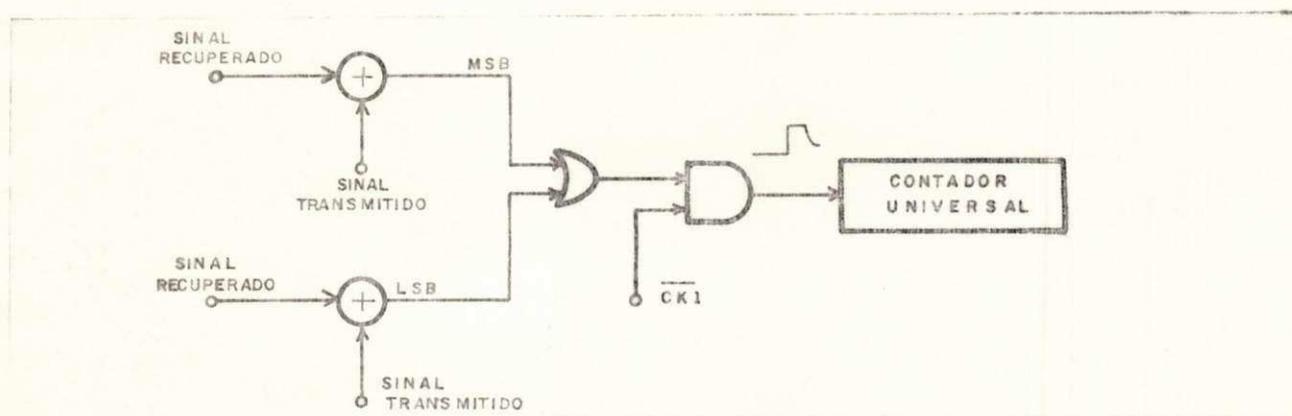


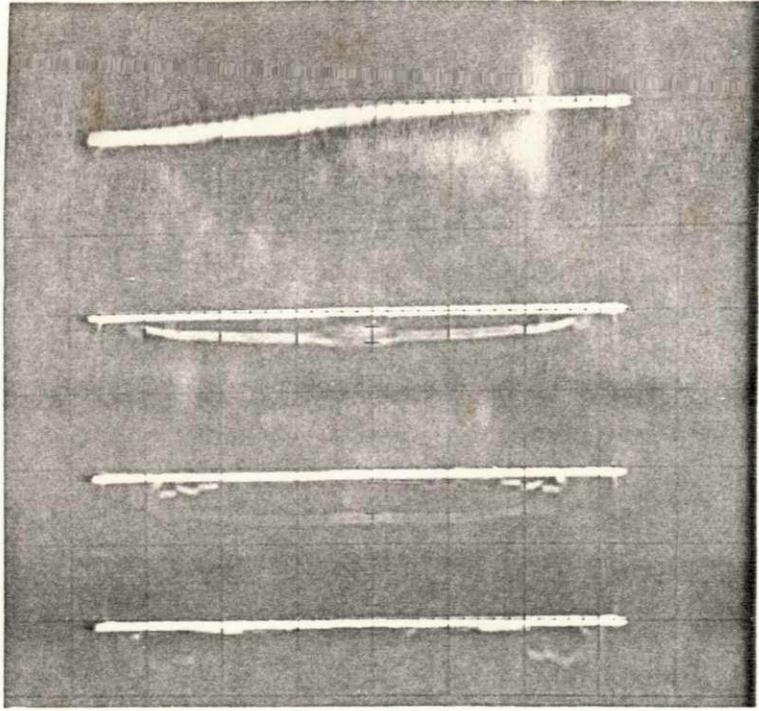
Fig. 4.7: Circuito para determinar o erro médio de comparação.

4.4 Resultados

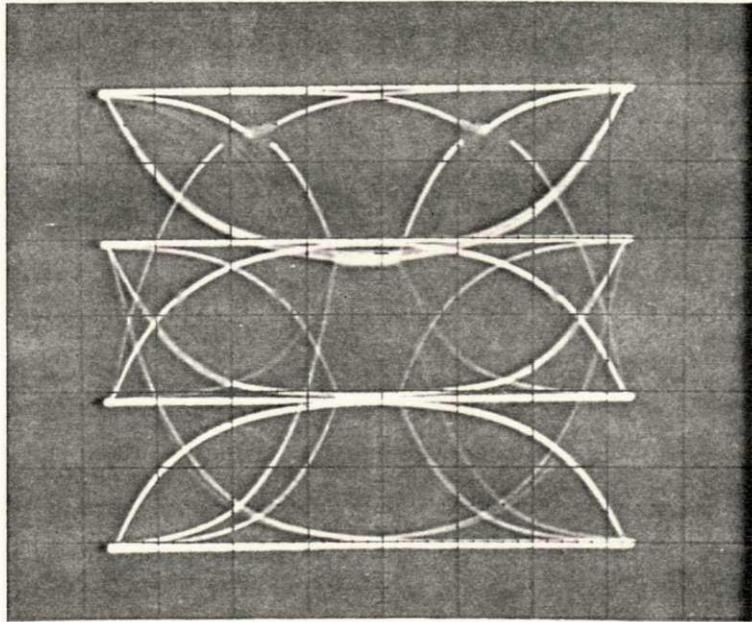
Agora mostra-se os resultados obtidos pelos métodos de avaliação aplicados ao sistema. Nas figuras 4.8 e 4.9 tem-se os diagramas de olho comparativos entre os dois processos propostos para fazer a equalização. Ambos foram obtidos com o sistema sem realimentação. Para se poder discutir sobre o desempenho do sistema proposto foi tomado também o diagrama de olho do sinal recebido sem o uso do sistema proposto ou seja, sem fazer-se nenhuma recuperação no sinal (Fig. 4.10).

Os resultados referentes ao erro de comparação foram tabelados em função da ordem da memória de canal como também se o sistema é realimentado ou não e ainda para os dois métodos de equalização propostos (Tabela A).

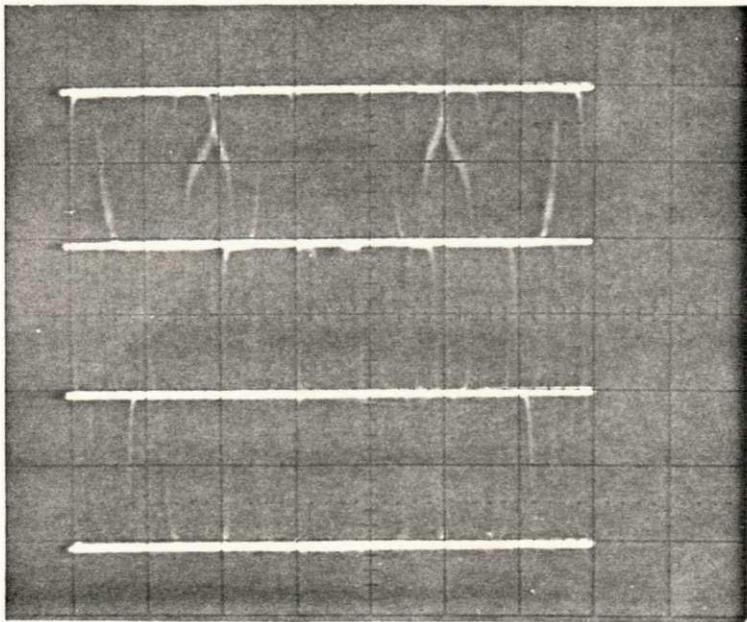
Observando-se os diagramas de olho das figs. 4.8c, 4.9c e 4.10 pode-se fazer uma comparação e verificar que esta idéia realiza alguma correção, haja visto que os olhos das figs. 4.8c e 4.9c são mais abertos do que o da fig. 4.10. Em termos do método aparece o da associação direta com vantagem sobre o do vetor



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.8: Diagrama do olho. Sistema não realimentado e correção pelo vetor de erro. (a) Sinal transmitido, (b) Sinal recebido, (c) Sinal recuperado.

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
 Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
 Centro de Pós-Graduação
 Rua Apr. 13 Veloso, 882 Tel (083) 321-7222-4 315
 58 000 - Campina Grande - Paraíba

quantização, entre outros que como estes são vitais para um bom desempenho do sistema.

O interessante seria trabalhar com uma memória constante e variar os parâmetros d (nº de amostras/vetor), r (nº de bits/amostra) e k (ordem da memória do canal).

A memória utilizada foi de 1024 vetores de 2 bits ($2 \times 2^{10} - 1$). A dimensão dos vetores ($d=1$ amostra) usados como endereço foram de dois bits ($r=2$), podendo neste caso aplicar-se até $k=5$ vetores para compor o endereço. No caso da figura 3.5a por exemplo, pode-se ter como endereço $X(t-1), X(t-2), X(t-3), X(t-4), X(t-5)$ ou seja $5 \times 2 = 10$ bits de endereçamento.

Não partiu-se para outras combinações dos parâmetros k , d e r por limitações práticas do 'hardware' utilizado. Obviamente que quanto maior k , d e r me

lhor serão os resultados esperados. No entanto, a engenharia do problema consiste em melhor utilizar uma dada memória ou seja, um sacrifício no número de amostras d , propiciando por exemplo uma maior ordem k . A obtenção da combinação ideal dos parâmetros k , d e r deve ser obtida experimentalmente.

Os parâmetros k , d e r determinam o número de bits de endereçamento ($k \cdot d \cdot r$), correspondendo portanto a $2^{k \cdot d \cdot r}$ localizações de memória. Cada localização constando de $d \cdot r$ bits conforme diagrama das figs. 3.4 e 3.5 ou seja, para armazenamento dos vetores $E^d(t)$ ou $X^d(t)$ conforme o caso. Como já foi explicado, usa-se $5 \times 1 \times 2 = 10$ linhas de endereço e $1 \times 2 = 2$ bits por localização de memória.

Suponha agora que se adote a seguinte escolha de parâmetros: ordem da memória do canal $k=5$, número de amostra por símbolo $d=32$ e número de bits por amostra $r=4$. Tal escolha há de se convir não seria exagerada pelo menos do ponto de vista teórico. No entanto do ponto de vista prático necessitaria-se de uma memória com $5 \times 32 \times 4 = 640$ linhas de endereço correspondendo a 2^{640} localizações de $32 \times 4 = 128$ bits. Obviamente que tal memória é impraticável. Na realidade um grande número das 2^{640} possíveis combinações jamais ocorreriam ou o fariam com baixíssima probabilidade. Daí uma alternativa seria armazenar as M (M inteiro) mais prováveis associações ENDEREÇO versus DADO do tipo indicado nas figs. 3.4 e 3.5, como por exemplo, $X^d(t-1)$, $X^d(t-2)$, ---, $X^d(t-k)$ versus $E^d(t)$.

Tal alternativa no entanto seria de implementação não tão simples como no caso usado para teste no capítulo anterior, onde $X^d(t-1)$, ---, $X^d(t-5)$ é usado diretamente como endereço. Teria-se que ter uma memória para armazenar os vetores $X^d(t-1)$, ---, $X^d(t-k)$ e uma segunda memória para armazenar o vetor $E^d(t)$ associado. O endereço de $X^d(t-1)$, ---, $X^d(t-k)$ na primeira memória fornece o endereço do $E^d(t)$ associado na segunda memória, o que implica em problemas de busca. Ou seja, a busca do endereço colocará limites na velocidade de operação.

Com relação a circuitos propriamente ditos tem-se basicamente duas sugestões. À primeira já fez-se referência na seção 4.1 e diz respeito a possibilidade de comparar-se um a um os bits que saem de dois moduladores Delta. Possivelmente esta comparação venha a ser feita considerando-se a correlação existente entre os bits [Nakamura, 1976]. Em segundo vem a 'interface' de acoplamento sistema-canal de comunicação. É indicado ver a referência Oppong, 1977 onde existem exemplos de acoplamento capacitivo usando amplificadores diferenciais só que na referência tem-se como canal de comunicação um enlace ótico. Ainda den

tro deste fato do acoplamento coloca-se o detetor, cujo circuito utilizado ainda não é o ideal devido a referência usada no mesmo.

Finalmente considera-se como conclusão principal a perspectiva de abertura de uma nova área de pesquisa nesta universidade com o objetivo concreto que será um protótipo deste sistema.

5.2 *Uso de Malhas Digitais Adaptativas.*

Com vetores de endereçamento com dimensões de algumas centenas de bits, como por exemplo $k.d.r=640$ bits, a alternativa mais viável é o uso de memórias de parâmetros distribuídos como as malhas Digitais Adaptativas discutidas em [Fernandes, 1977].

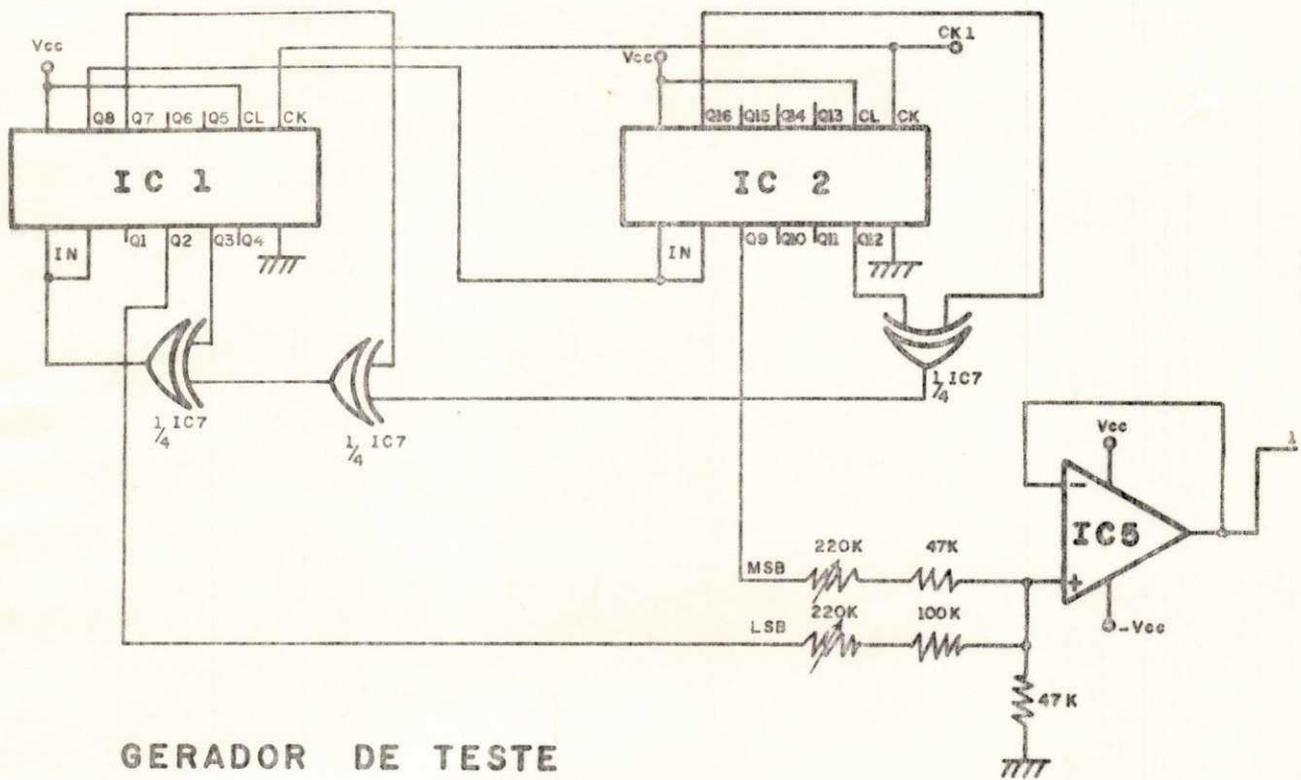
Tais malhas foram usadas com sucesso em problemas de reconhecimento de padrões onde as dimensões dos vetores binários são consideráveis, podendo ser aplicada no problema de modelar a interferência intersimbólica para uma melhor equalização.

Portanto fica a sugestão de estudar-se este problema da área de comunicação através da técnica de reconhecimento de padrões.

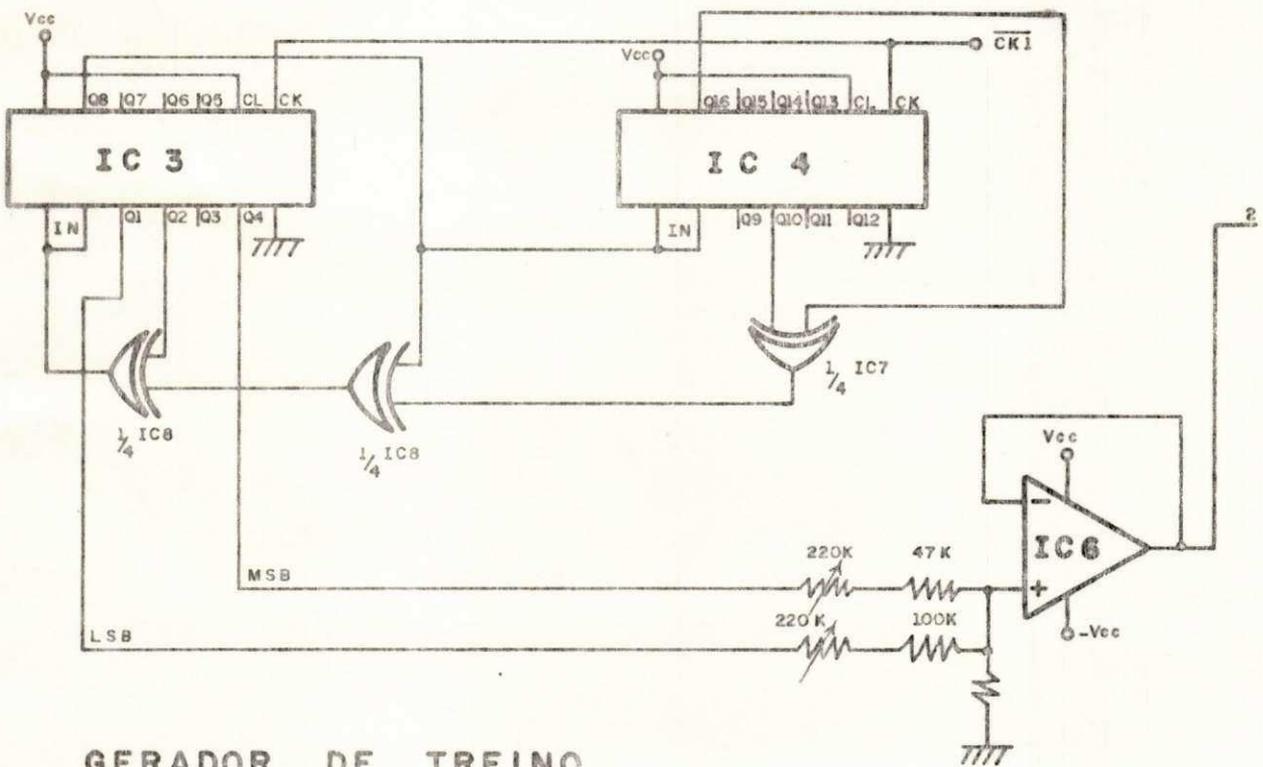
UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprígio Veloso, 832 Tel (683) 321-7222-R 355
58.100 - Campina Grande - Paraíba

APÊNDICE A

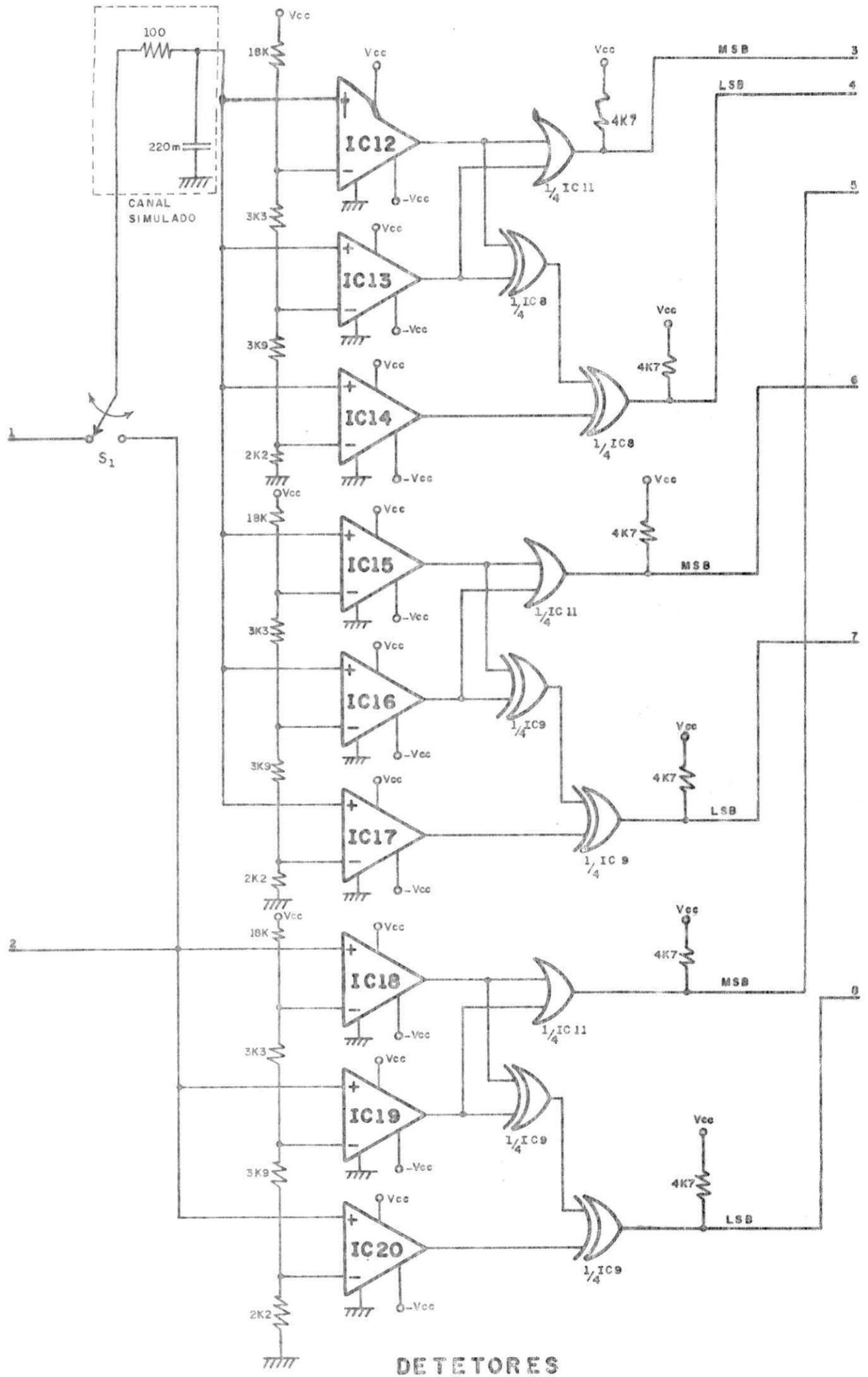
DIAGRAMA DO CIRCUITO



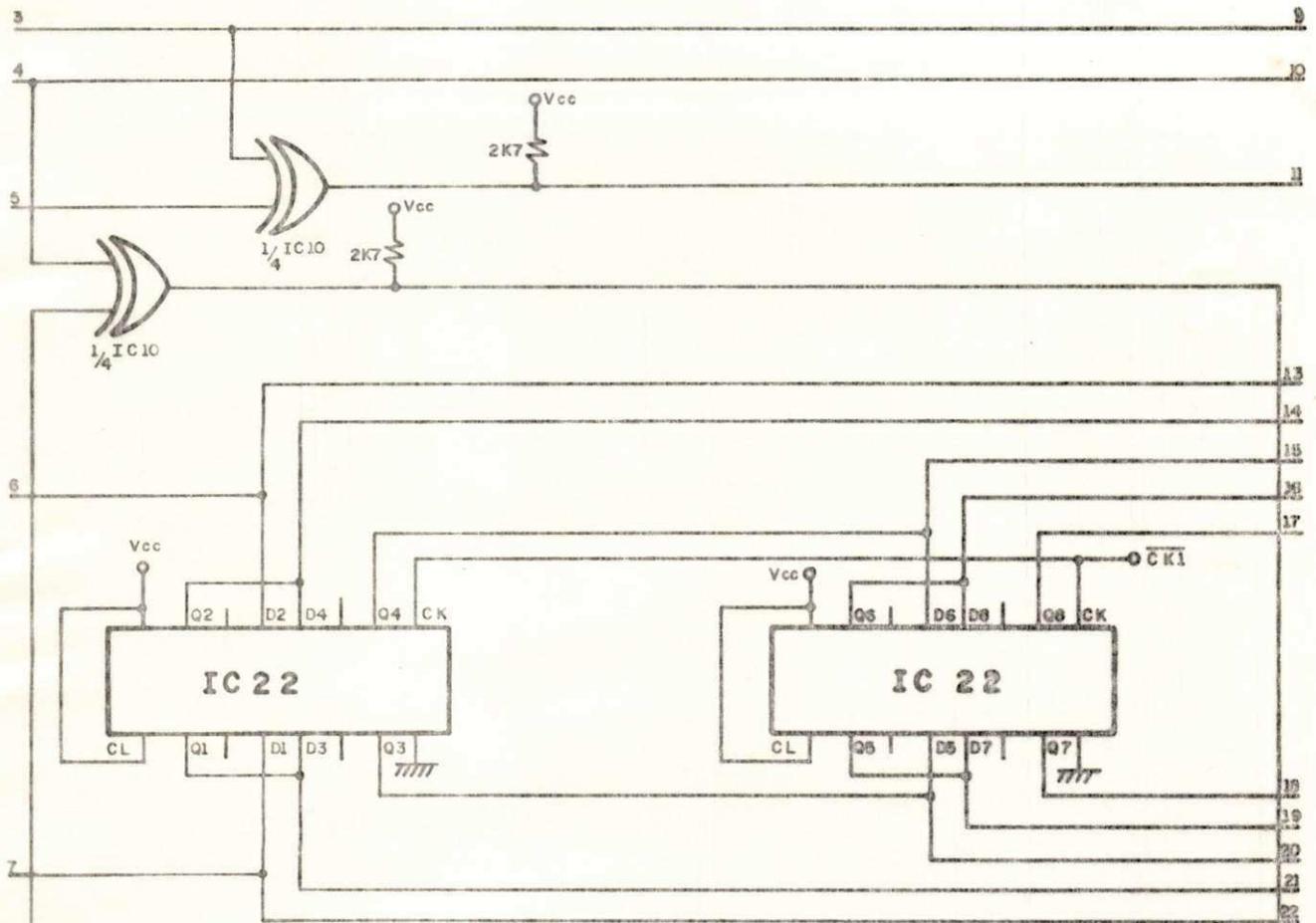
GERADOR DE TESTE



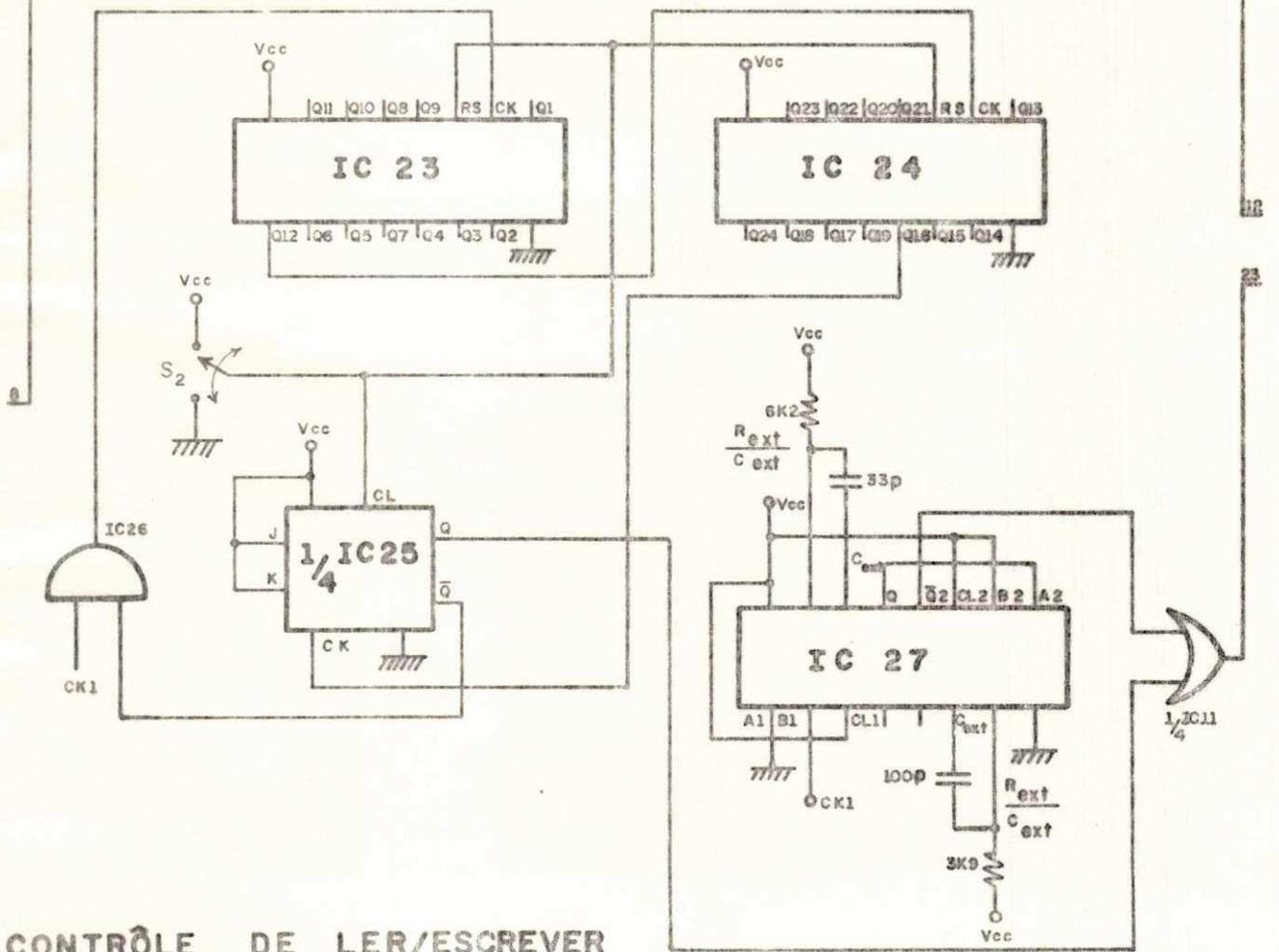
GERADOR DE TREINO



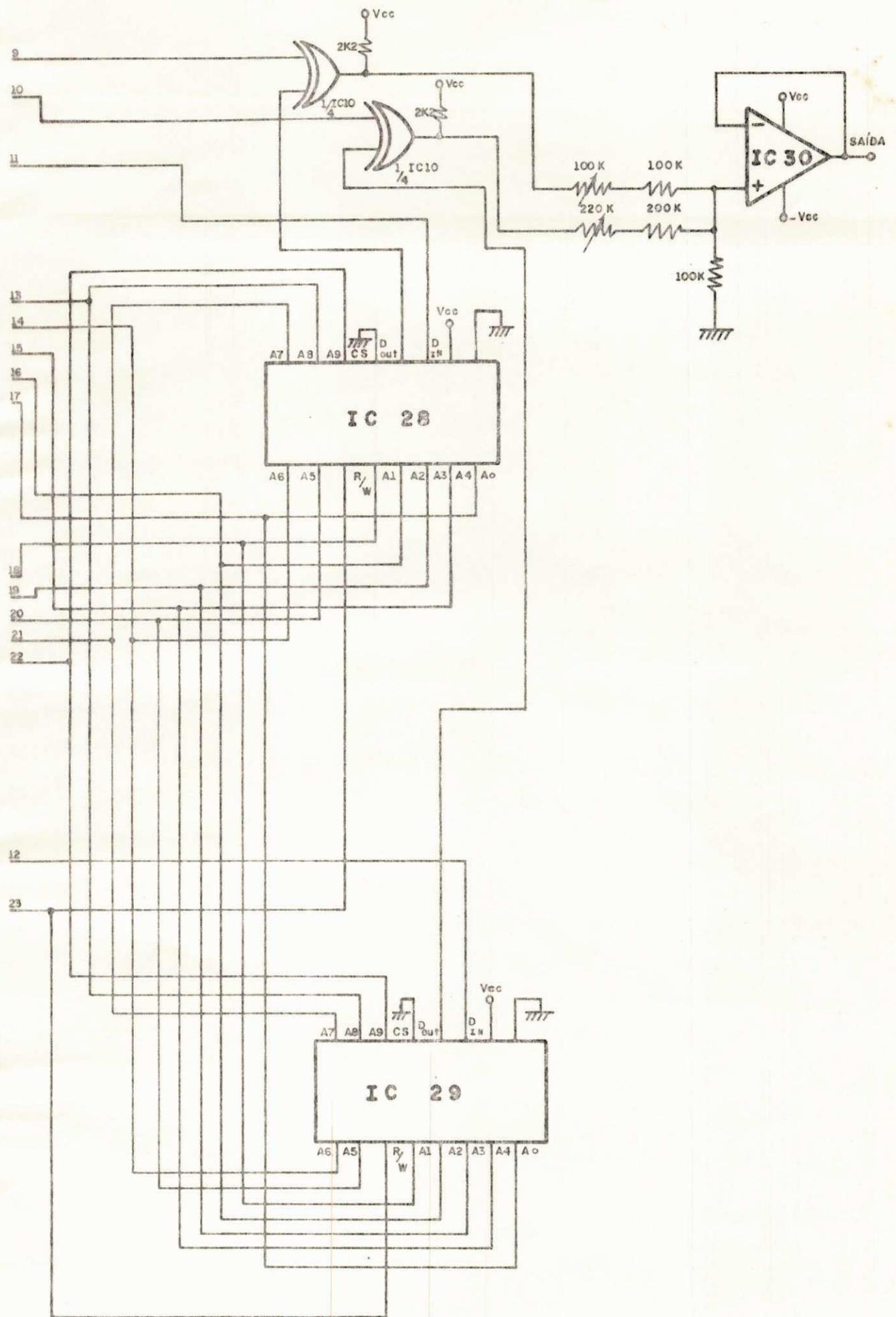
DETETORES



LINHA DE ATRASOS



CONTRÔLE DE LER/ESCREVER



ARMAZENADOR

REFERÊNCIAS

- Abramson, N., Information Theory and Coding, McGraw-Hill Book Company, New York, 1963.
- Fernandes, C.J.G., Adaptive Sequence Recognition with Memory Elements, PhD Thesis, Brunel University, London, 1977.
- Gersho, A., Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for Data Transmission, The Bell S. Tech. J., New York, 48 (1); 55-70, Jan. 1969.
- Hartley, M.G., Digital Simulation Methods, Institution of Electrical Engineers Monograph Series, 1975.
- Lucky, R.W., Automatic Equalization for Digital Communication, The Bell S.Tech. J., New York, 44 (4): 547-88, Ap. 1965.
- Lucky, R.W., Techniques of Adaptive Equalization of Digital Communication Systems, The Bell S. Tech. J., New York, 45 (2): 255-86, Feb. 1966.
- Mueller, K.H. & Spaulding, D.A., Cyclic Equalization - a New Rapidly Converging Equalization Technique for Synchronous Data Communication, the Bell S. Tech. J., New York, 54 (2): 369-405, Feb. 1975.
- Niwa, K., Yukawa, A., Tomozawa, A., A Discretely Adaptive Delta Modulation Codec, IEEE Transactions on Communications, New York, 29 (2):168-173, Feb. 1981.
- Niessen, C.W. & William, D.K., Adaptive Equalizer for Pulse Transmission, IEEE Transactions on Communication Technology, New York, 18 (4): 377-95, Aug. 1970.
- Oppong, J.K., Experimental Studies Related to Serial Data Highway Systems, Mini-thesis, University of Southampton, June 1977.
- Proakis, J.G. & Miller, J.H., An Adaptive Receiver for Digital Signalling Through Channels with Intersymbol Interference, IEEE Transactions on Information Theory, New York, 15 (4): 484-97, July 1969.
- Shanmugam, K.S., Digital & Analog Communication Systems, John Wiley & Sons Inc., New York, 1979.
- Steele, R., Delta Modulation Systems, A Halsted Press Book, New York, 1975.
- Weber, T.S., Equalização Automática para Transmissão de Dados em Alta Velocidade, Dissertação de Mestrado, U.F.R.G.S., Dez. 1979.
- Nakamura, S., A Digital Correlator Using Delta Modulation, IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, New York Vol. ASSP - 24 nº 3, June 1976.