

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

EQUALIZAÇÃO DE SINAIS MCP DE 2,048 Mb/s TRANSMITIDOS ATRAVÉS DE CABOS
MULTIPARES CONVENCIONAIS

por

Amauri Lopes

Tese submetida como requisito parcial
para obtenção do grãu de

MESTRE EM CIÊNCIAS
DE
ENGENHARIA ELÉTRICA

Campinas, Novembro de 1974.

AGRADECIMENTOS

Quero deixar aqui meu agradecimento a tãdas as pessoas que colaboraram na elaboraçãõ deste trabalho. Em particular sou grato a:

Dr. Hãlio Waldman, meu orientador, pela inestimãvel colaboraçãõ e paciãncia, sem as quais este trabalho nãõ teria sido possãvel;

Dr. Rege Romeu Scarabucci, meu ex-orientador, pela orientaãõ - do meu programa de mestrado;

Srta. Alice Vicente, pela paciãncia e boa vontade no trabalho - de datilografia.

A.L.

SUMÁRIO

A transmissão de trens de pulsos bipolares sobre longas distâncias através de cabos multipares, tal como se faz necessário em sistemas MCP de telefonia, exige a colocação de repetidores regenerativos regularmente espaçados ao longo da linha, de modo a evitar a degradação excessiva do sinal. Estes repetidores exercem três funções básicas: reconstituição, ressincronização e regeneração.

Este trabalho se concentra sobre a função de reconstituição. Em primeiro lugar, procurou-se estabelecer os fatores de degradação do trem de pulsos ao longo da linha, quando vários sistemas MCP de telefonia são transmitidos no mesmo cabo. A seguir, são apresentados dois métodos de otimização de um equalizador, cuja função é reconstituir o trem de pulsos ao mesmo tempo que procura restringir os efeitos do ruído de diafonia. Baseadas em um destes métodos de otimização, são apresentadas a implementação de um equalizador e uma estimativa da capacidade de utilização dos cabos multipares convencionais por sistemas MCP.

Finalmente, é sugerida a realização de um estudo para pesquisas de soluções ótimas, para transmissão de sinais MCP através de cabos multipares especialmente construídos para este fim.

ÍNDICE

Páginas

SUMÁRIO	
ÍNDICE	
I. INTRODUÇÃO	
II. SINAL - MEIO DE TRANSMISSÃO	
III. OTIMIZAÇÃO TEÓRICA DO EQUALIZADOR NA RECEPÇÃO	
III.1 - Probabilidade de Erro e Relação Sinal-Ruído.	
III.2 - Otimização de $E(f)$	
III.3 - Resultados Numéricos	
III.4 - Conclusões	
IV. PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO	
IV.1 - Interferência entre Símbolos	
IV.2 - Interferência de Paradiáfonia	
IV.3 - Otimização	
IV.4 - Simulação Numérica no Computador e Resulta dos	
IV.5 - Implementação	
IV.6 - Conclusões	
V. CAPACIDADE DE UTILIZAÇÃO DOS CABOS-TRONCO	
V.1 - Capacidade de Utilização de Cabos-Tronco em MCP de 32 Canais	

V.2 - Conclusões

VI. CONCLUSÕES

REFERÊNCIAS

INTRODUÇÃO

Nos sistemas MCP (Modulação por Codificação de Pulsos), o sinal contínuo de voz é transformado num trem de pulsos que é transmitido através de um meio de transmissão qualquer, em geral cabos telefônicos. A grande vantagem de se transmitir sinais através de sistemas MCP é a possibilidade de se reconstruir o trem de pulsos, depois que ele passou através de um meio altamente dispersivo e ruidoso. Esta reconstrução é conseguida por meio de repetidores regenerativos, devidamente espaçados ao longo do meio de transmissão. Para isto, estes repetidores exercem três funções básicas: reconstituição, resincronização e regeneração.

A principal aplicação do sistema MCP é na interligação entre centrais telefônicas locais, utilizando-se os cabos-tronco existentes como meio de transmissão. A finalidade desta aplicação é aumentar consideravelmente a capacidade de transmissão da rede tronco sem a necessidade de instalação de novos cabos, uma vez que o sistema MCP permite colocar 30 canais de voz no mesmo par de fios que, normalmente, só carrega um canal.

Entretanto, o cabo telefônico, que representa um meio dispersivo, faz com que os pulsos se alarguem e penetrem nos espaços dos bits contíguos, causando o que se conhece por interferência entre símbolos. Além disto, a estes pulsos se somarão interferências externas, como a diafonia provocada por outros sinais de sistemas MCP sendo transmitidos no mesmo cabo, o ruído térmico, e o ruído impulsivo devido ao chaveamento nas centrais.

Entre todas estas fontes de interferência que incidem sobre um sinal MCP transmitido por um cabo multipar convencional, é a diafonia a que merece maior consideração, e será a que, juntamente com a forte atenuação provocada pelo cabo, colocará um limite máximo no espaçamento entre repetidores e/ou no número de sistemas MCP operando dentro do mesmo cabo. Os ruídos impulsivos provenientes do

chaveamento na central, afetam principalmente o sinal MCP nas imediações da mesma. Entretanto, este problema é eliminado colocando-se o primeiro repetidor a uma distância adequada da central. E o ruído térmico, como será mostrado no Capítulo II, é inteiramente desprezível em relação ao nível do sinal na entrada do repetidor.

A eliminação da interferência entre símbolos, seja pela pré-equalização dos pulsos, seja pela equalização após recepção, esbarra no problema gerado pela incidência de diafonia entre os pares do cabo. A característica da diafonia tende a acentuar as altas frequências do sinal-interferência, de maneira que a equalização, que corresponde a um aumento na faixa de passagem do sistema, agrava o problema de incidência desta interferência.

A impossibilidade de se eliminar a interferência entre símbolos sem acentuar a diafonia, e vice-versa, configura um problema de otimização. Trata-se de encontrar a combinação entre forma de pulso e resposta do equalizador, que permita tolerar o máximo de diafonia enquanto mantendo condições aceitáveis de detetabilidade dos pulsos, dadas as características de perda nos cabos.

Este trabalho se concentra no estudo deste problema, ou seja, na função de reconstituição exercida pelo repetidor. No Capítulo II estabelece-se a forma dos pulsos que compõem o sinal MCP e seu espectro correspondente, as características do meio de transmissão considerado e da diafonia, seguindo-se uma discussão sobre o espaçamento ótimo entre repetidores e os objetivos a serem alcançados com o projeto do equalizador.

A seguir, no Capítulo III, é apresentado um método teórico de otimização, cujo critério é a maximização do número de sistemas MCP operando simultaneamente no mesmo cabo, obtendo-se uma característica ótima para a resposta do equalizador.

No Capítulo IV segue-se um método alternativo de otimização de resultados mais diretamente aplicáveis num projeto prático, cujo critério é obter a característica equalizadora racional, que permita o maior acoplamento possível de diafonia devido a um único interferente sem causar erro na detecção dos pulsos. Baseado neste método é apresentado o projeto de um equalizador ótimo e os resultados

obtidos com uma implementação física nos laboratórios da UNICAMP.

No Capítulo V, as características típicas de cabos em operação no Brasil, são analisadas a fim de gerar uma estimativa de sua capacidade de utilização por sistemas MCP de 32 canais (2,048 Mb/s). Vários tipos de instalação de repetidores de linha são considerados, sendo construídas curvas em que se prevê a probabilidade de desempenho satisfatório do sistema, em função do grau de utilização do cabo por sistemas MCP, supondo-se pares não selecionados. É, também, sugerida a realização de um estudo para pesquisa de soluções ótimas para transmissão destes sinais através de cabos multipares, especialmente construídos para este fim.

Finalmente, no Capítulo VI, são apresentadas as conclusões gerais - resultantes de todo o estudo.

- CAPÍTULO II -

SINAL - MEIO DE TRANSMISSÃO

A escolha do sinal de transmissão deve ser feita com base em vários fatores, quais sejam: a) necessidade de melhor casamento possível do espectro do sinal com a faixa de passagem do cabo telefônico; b) eliminação da componente DC e do conteúdo de baixas frequências do sinal; c) a necessidade de manter os pulsos suficientemente finos para que seus espectros não se anulem na faixa de Nyquist (metade da frequência de repetição dos pulsos), sem o que não será possível eliminar a interferência entre símbolos na equalização.

Baseado nestas exigências, escolheu-se o código pseudo ternário, conhecido como bipolar, onde o nível lógico "1" é representado por pulsos de polaridade alternada e o nível "0" por ausência de pulsos.

Em particular, neste estudo, o sinal a ser transmitido é formado por pulsos de amplitude ± 3 volts, com um fator de ocupação de 50%. Este trem de pulsos terá uma frequência de repetição de 2,048 Mb/s, correspondendo a um sistema de 32 canais e 256 níveis amostrados a uma taxa de 8 KHz.

O espectro de densidade de potência de um trem de pulsos aleatório com as características acima, possui um máximo em torno da metade da frequência de repetição (Aaron, 1962), ou seja, 1,024 MHz, e um nulo em 2,048 MHz. Abaixo desta frequência se situa a maior parte da energia do sinal, como se pode observar na Figura II.1, onde são mostrados uma sequência aleatória deste sinal e seu correspondente espectro de densidade de potência.

Como já visto, o objetivo básico do emprego de sistemas MCP em telefonia, é a conexão de centrais locais via cabos-tronco existentes, visando o aumento da capacidade destes. Isto posto, vamos considerar as características de um ca-

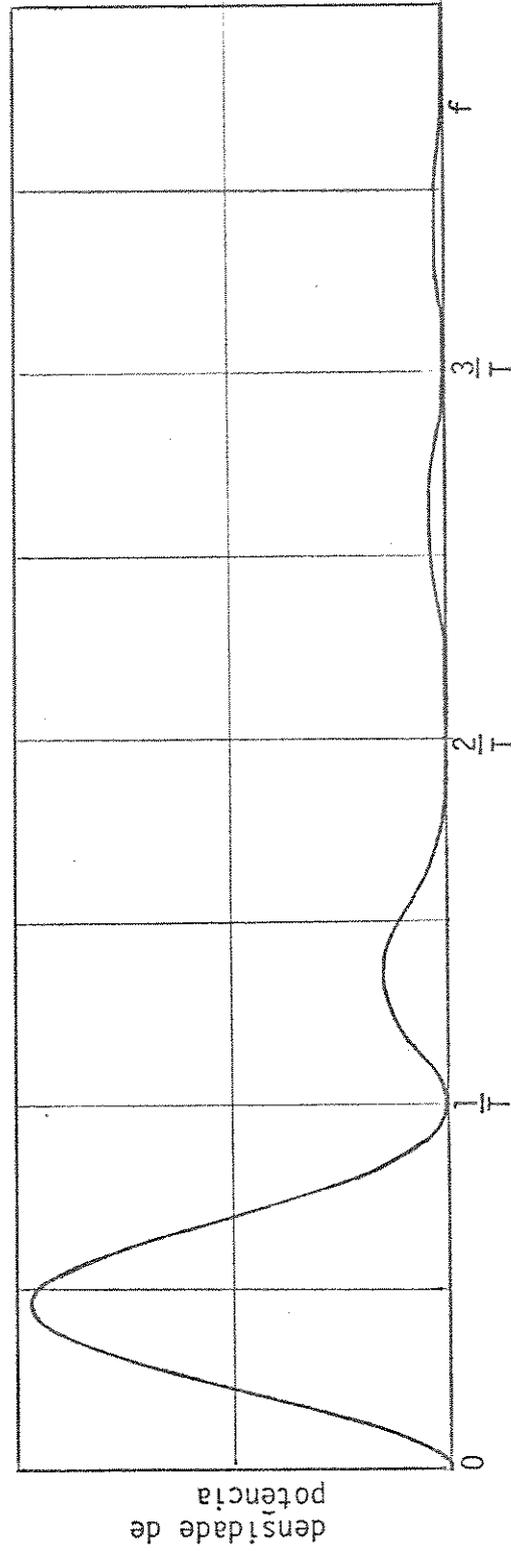
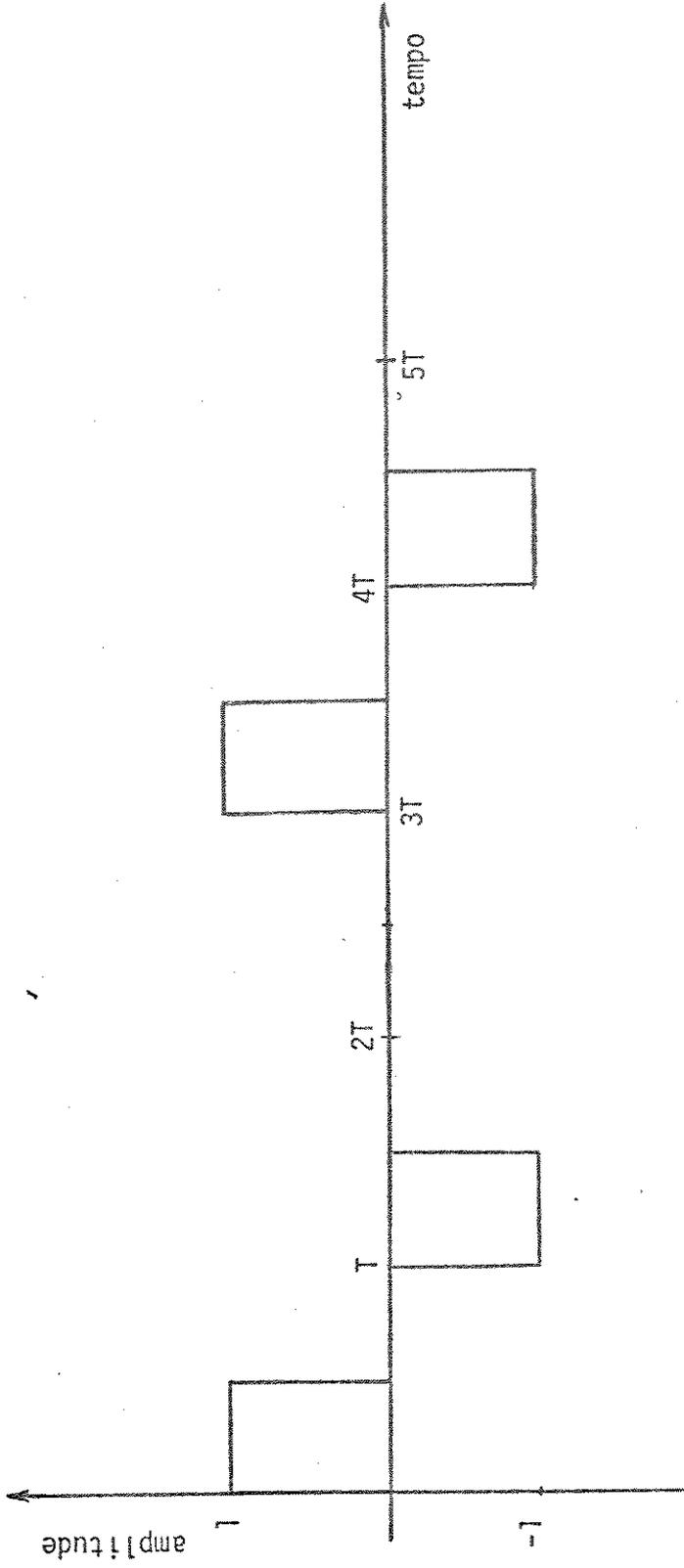


Figura II.1 - Trem de pulsos a ser transmitido e seu correspondente espectro de densidade de potência.

bo telefônico calibre 22 AWG, que é o mais usado na conexão entre centrais.

A resposta típica de atenuação em função de frequência para estes cabos, cresce de forma exponencial como mostra a Figura II.2. Isto dá ao meio de transmissão uma característica integradora, o que fará com que os pulsos sejam severamente atenuados e alargados, penetrando nos espaços dos pulsos adjacentes. Isto acarreta uma condição bastante desfavorável à detecção dos mesmos, uma vez que poder-se-á detetar um sinal onde deveria existir uma ausência de pulso, e vice-versa.

Por outro lado, devido a assimetria na forma geométrica dos pares do cabo, energia é transferida de um par interferente para outro interferido por meio de acoplamentos eletromagnéticos, fazendo com que os sinais sendo transmitidos em vários pares, interfiram entre si dando origem ao fenômeno da diafonia.

Numa instalação em que todos os pares de um cabo estejam transmitindo na mesma direção, a diafonia entre dois pares quaisquer é passada ao longo de todo o percurso, sendo o sinal interferente atenuado juntamente com o sinal interferido. Nesta situação a interferência resultante é proporcional ao comprimento do cabo, e recebe o nome de telediafonia (far-end-crosstalk).

Quando há pares transmitindo em ambos os sentidos no mesmo cabo, a diafonia que incide num sinal de retorno é conhecida como paradiafonia (near-end crosstalk). Neste caso a parte dominante da interferência provém das vizinhanças da saída do repetidor interferente, pois trechos mais distantes do cabo contri - buem cada vez menos em virtude da crescente atenuação; em geral, os primeiros - 300 m do cabo que se seguem a um repetidor, constituem a região de maior contri - buição para a paradiafonia incidente num par transmitindo em sentido contrário. - Um esquema mostrando os tipos de instalações descritos acima, é mostrado no Capítulo V, Figura V.1.

Conclue-se, portanto, que a telediafonia será o fator relevante - quando da transmissão em uma sõ direção, ou quando do uso de cabos especiais para sistemas MCP transmitindo nas duas direções. Quando da transmissão nas duas direções dentro do mesmo cabo, será a paradiafonia a interferência mais importante a

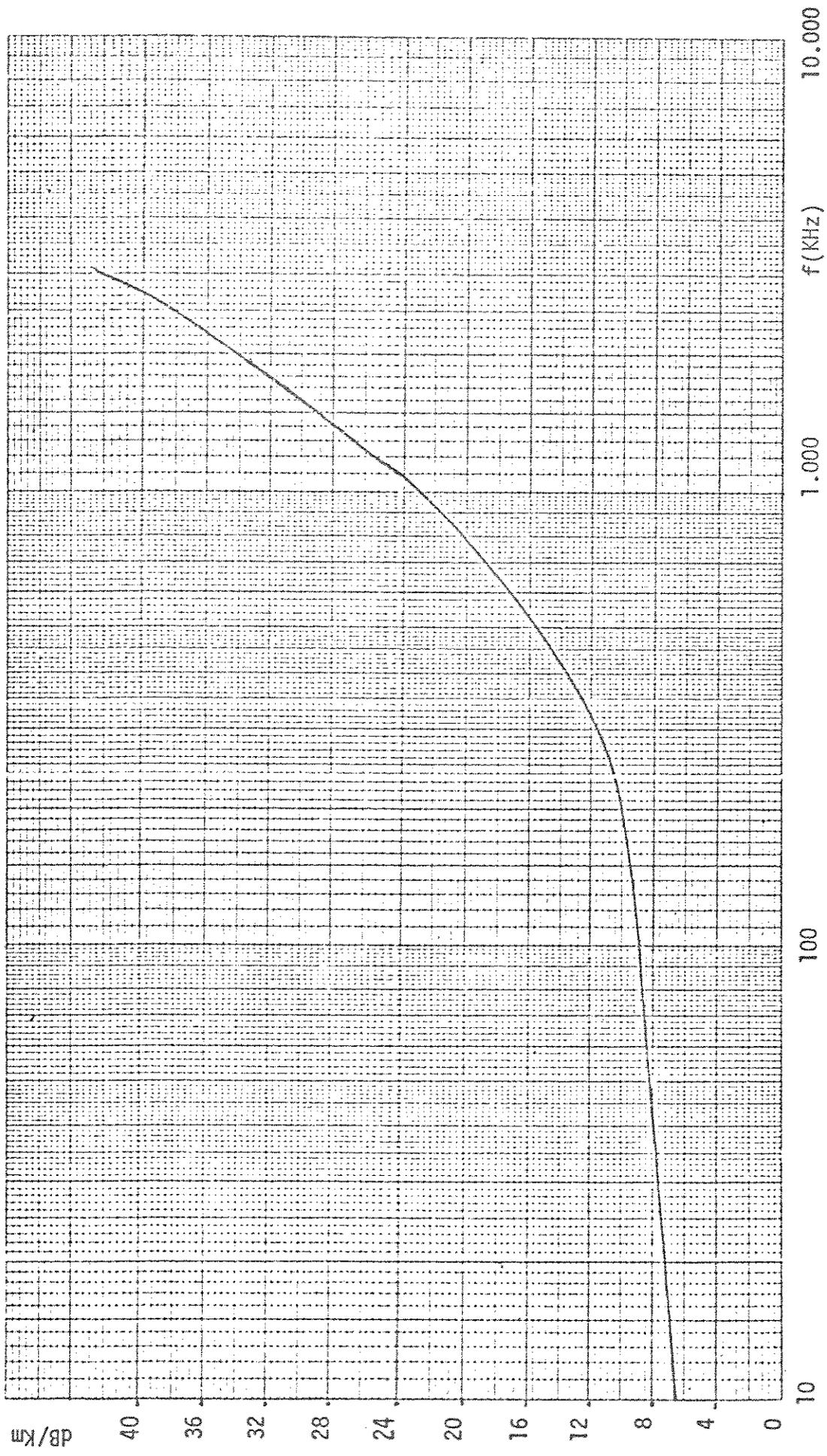


Figura II.2 - Curva típica de atenuação versus frequência para cabo telefônico calibre 22 A.W.G.

(Obtida junto à Pirelli S/A.)

ser considerada (Cravis et al, 1962). Como esta situação é a mais comum na prática, este trabalho só levará em conta este tipo de interferência, que apresenta uma característica diferenciadora, sendo portanto mais forte quando maior for a frequência do sinal interferente.

A distância entre centrais, numa área urbana, é tipicamente da ordem de dezenas de quilômetros, havendo neste percurso um certo número de bobinas de pupinização, para equalização passiva dos sinais de áudio transmitidos. Na conversão dos pares para uso em sinais MCP, essas bobinas devem ser retiradas. Logo, a opção mais econômica para a instalação do sistema é a simples substituição de bobinas por repetidores regenerativos. Por isso, o espaçamento nominal de 2 Km entre bobinas consecutivas é adotado para os repetidores. Espaçamentos múltiplos de 2 Km são excluídos em razão da atenuação excessivamente forte.

Pela Figura II.2, observa-se que a atenuação típica imposta pelo cabo está em torno de 40 dB para um comprimento de 2 Km, na frequência de 1,024 MHz. Portanto, os pulsos na entrada do repetidor terão uma amplitude de aproximadamente 30 mV, ainda que sua forma seja consideravelmente arredondada, devido à característica integradora do cabo em altas frequências. Em comparação, a tensão r.m.s. de ruído térmico, na faixa de 2 MHz, de uma resistência de 100 Ω (valor típico da impedância característica do cabo) é da ordem de alguns microvolts. Isso justifica o fato de não considerarmos o efeito do ruído térmico neste estudo.

Para reconstituir estes pulsos, bastaria elevar seu nível e recolocá-los em seu próprio intervalo de tempo, através de um equalizador que compense a característica em frequência do cabo, na faixa de frequências exigida pelo sinal. Isto, contudo, resultaria numa situação totalmente crítica em relação à interferência por paradiáfonia, devido ao aumento da faixa de passagem do sistema.

Ficam, portanto, evidenciados a necessidade da reconstituição dos pulsos, e o compromisso existente entre a necessidade de eliminação da interferência entre símbolos e a interferência por paradiáfonia, de modo a se conseguir uma situação favorável à detecção dos pulsos, quando da transmissão nas duas direções dentro de um mesmo cabo-tronco, com repetidores espaçados de 2 Km.

O equalizador ótimo será aquele que aceitar a maior interferência por paradiáfonia e ainda manter condição favorável à detecção dos pulsos. Este será o objetivo do projeto apresentado.

De acordo com as equações (23) e (23A) de Eager et al (1959), a defasagem por unidade de comprimento (β) para cabos telefônicos em altas frequências, pode ser aproximada por:

$$\beta \cong \omega \sqrt{LC} \quad (2.1)$$

onde $\omega = 2\pi f$, L = indutância por unidade de comprimento e C = capacitância por unidade de comprimento.

Medindo-se os parâmetros primários do cabo R , G , L , C , respectivamente resistência, condutância, indutância e capacitância por unidade de comprimento e utilizando-se a equação (23) citada acima, obteve-se a curva mostrada na Figura II.3 para a defasagem β , que confirma a aproximação acima para frequências superiores a 100 KHz. Como na faixa de frequências do sinal MCP, a defasagem por unidade de comprimento oferecida pelo cabo, é praticamente linear com frequência, não se levará em conta neste estudo a equalização de fase do cabo.

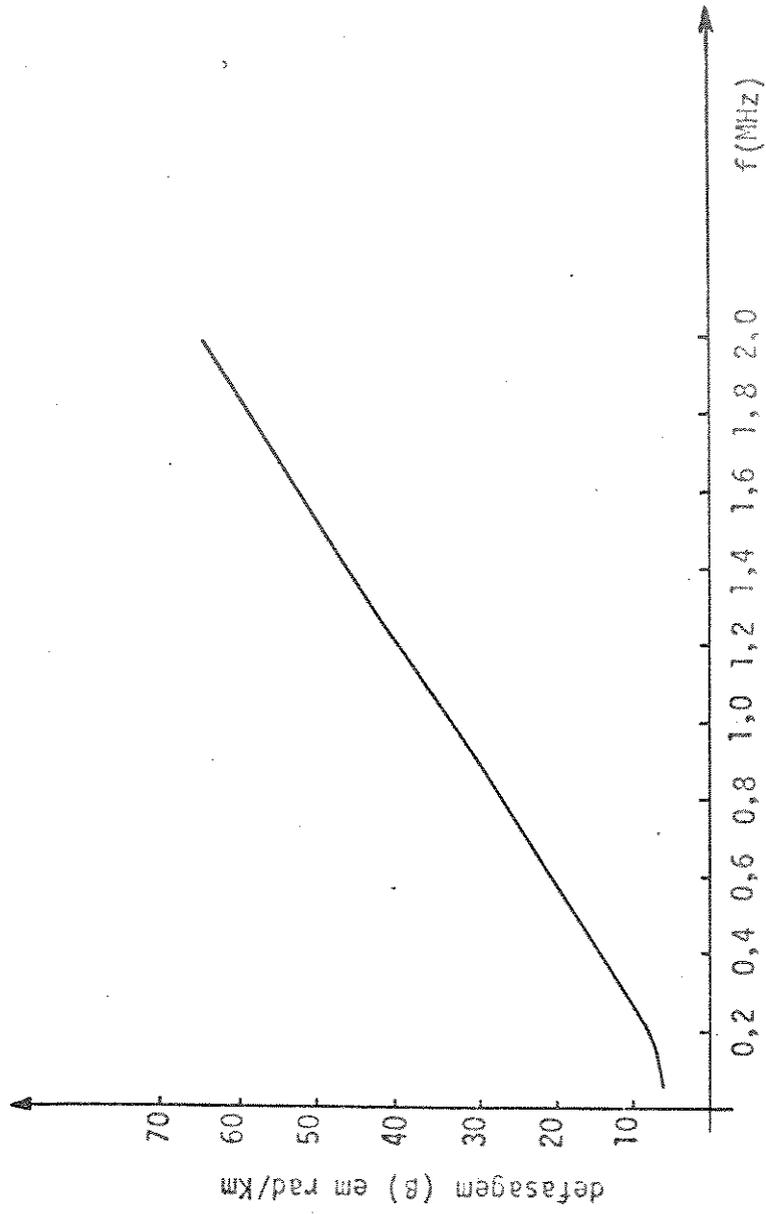


Figura II.3 - Defasagem (β) em função de frequência para um cabo telefônico calibre 24 A.W.G.

OTIMIZAÇÃO TEÓRICA DO EQUALIZADOR NA RECEPÇÃO

Como já mencionado anteriormente, o critério de otimização utilizado neste Capítulo será a maximização, sujeito a uma determinada taxa de erro no detector, do número de sistemas MCP operando no mesmo cabo. O método utilizado foi introduzido por Einarsson (1971), cujos resultados são aqui estendidos para o caso de uma diafonia cujo acoplamento cresce a 6 dB/oitava com frequência.

O repetidor será composto por uma parte linear $E(f)$, seguido por um detector baseado no princípio de amostragem e detecção por limiar. $E(f)$, em geral, é composto por um simulador de linha, de modo a garantir o espaçamento efetivo igual ao nominal de 2 Km entre repetidores, e por um pré-amplificador-equalizador. Todo esse conjunto receberá o nome de equalizador.

Os pulsos a serem transmitidos serão denominados $p(t)$ com transformada de Fourier $P(f)$. Portanto, o trem de pulsos na saída do repetidor será:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m p(t - mT) \quad (3.1)$$

onde $T = \frac{1}{f_0}$ é o período de repetição dos pulsos e b_m representa a amplitude do

pulso correspondente ao m 'ésimo intervalo de tempo, que só pode assumir um número finito e geralmente pequeno de valores. Por hipótese o sinal aleatório $s(t)$ não terá componente DC, o que pode ser conseguido escolhendo-se um código de transmissão conveniente.

O trem de pulsos aleatórios assim formado terá um espectro de den -

idade de potência $S(f)$.

Denominando $x(t)$ o pulso recebido após passar pelo equalizador, e $X(f)$ sua transformada de Fourier, tem-se:

$$X(f) = P(f) C(f) E(f) \quad (3.2)$$

onde $C(f)$ representa a função de transferência do cabo.

A paradiáfonia incidente sobre o par de fios, e portanto, sobre o repetidor em consideração, provocada por n sistemas operando no mesmo cabo, será a única interferência a ser considerada. Chamando de $A_i(f)$ o acoplamento de paradiáfonia devido ao i 'ésimo sistema interferente, a densidade espectral de potência do ruído resultante de n sistemas interferentes independentes será:

$$R(f) = S(f) \sum_{i=1}^n |A_i(f)|^2 \quad (3.3)$$

Após o equalizador, este ruído terá uma densidade espectral de potência dada por:

$$N(f) = R(f) |E(f)|^2 \quad (3.4)$$

Portanto, o problema será obter $E(f)$ de modo que n seja máximo para uma determinada probabilidade de erro, sob a condição de ausência de interferência entre símbolos na saída do equalizador.

III.1 - PROBABILIDADE DE ERRO E RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

Sabe-se que a probabilidade de erro P_e é função decrescente da relação sinal-ruído no detetor. Esta, como será mostrado, é função de n e $E(f)$. Portanto, é possível relacionar P_e com n de maneira indireta, através da relação sinal-ruído no detetor, a qual será calculada a seguir.

Suponha que o símbolo b_0 foi transmitido, e se quer detetá-lo no instante $t = 0$. O sinal amostrado neste instante será:

$$y(t = 0) = y_0 = b_0 x(0) + \sum_{\substack{m = -\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} b_m x(mT) \quad (3.5)$$

onde a somatória no lado direito de (3.5) representa a interferência entre símbolos.

O ruído $N(f)$ é um processo aleatório estacionário de média zero, uma vez que teve como origem a soma de trens de pulsos aleatórios independentes de mesmas características espectrais e estatísticas que $s(t)$, cuja média é nula. Portanto para o cálculo da relação sinal-ruído, será conveniente trabalhar com o valor quadrático médio σ_N^2 desta variável aleatória, onde:

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) df \quad (3.6)$$

Utilizando-se as equações (3.3), (3.4) e (3.6) obtém-se:

$$\sigma_N^2 = \sum_{i=1}^n \int_{-\infty}^{\infty} S(f) |E(f)|^2 |A_i(f)|^2 df \quad (3.7)$$

A paradiáfonia apresenta uma característica bastante irregular com frequência como mostra a curva típica da Figura III.1.

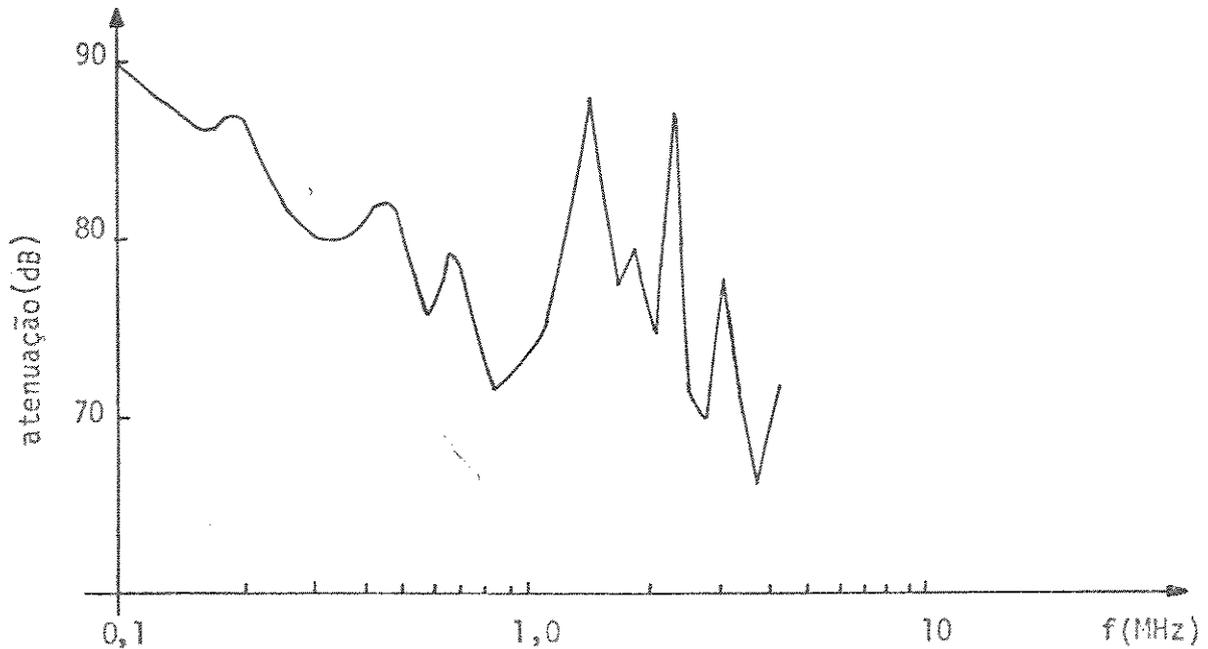


Figura III.1 - Curva típica de atenuação de paradiáfonia em função de - frequência.

Entretanto, $S(f)$ e $|E(f)|^2$ variam lentamente com frequência quando comparados com $|A_i(f)|$. Portanto, para o cálculo de σ_N^2 , pode-se utilizar o comportamento médio - $|\overline{A_i}(f)|$ do acoplamento de paradiáfonia, como uma razoável aproximação. Este comportamento médio é usualmente representado por uma atenuação que decresce ou com 6 dB/oitava (p. ex. Mayo, 1962) ou com 4,5 dB/oitava (p. ex. Cravis et al, 1962) , sendo esta última a mais fiel ao comportamento médio medido (Eager et al, 1959). Neste Capítulo os resultados serão obtidos para essas duas aproximações. Portanto, o acoplamento médio de paradiáfonia pode ser escrito como:

$$|\overline{A_i}(f)| = D_i |f|^y \quad (3.8)$$

onde D_i é uma constante que depende da combinação de pares tomada, e γ pode assumir os valores 1 ou 3/4.

Substituindo (3.8) em (3.7) resulta:

$$\sigma_N^2 = \sum_{i=1}^n D_i^2 \int_{-\infty}^{\infty} S(f) |E(f)|^2 |f|^{2\gamma} df \quad (3.9)$$

Seja

$$\sum_{i=1}^n D_i^2 = D^2(n) \quad (3.10)$$

e

$$\sigma_f^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) |E(f)|^2 |f|^{2\gamma} df \quad (3.11)$$

Portanto:

$$\sigma_N^2 = D^2(n) \sigma_f^2 \quad (3.12)$$

Isto posto, a relação sinal-ruído no detetor será:

$$\frac{S}{R} = \left[\frac{y_0}{D(n)\sigma_f} \right]^2 \quad (3.13)$$

A relação sinal-ruído $\frac{S}{R}$ é função decrescente de n , pois $D(n)$ é função crescente de n .

Portanto, maximizar n sujeito a uma determinada probabilidade de erro significa maximizar $\frac{S}{R}$ sem afetar a interferência entre símbolos, suposta nula na solução a seguir. Logo, o equalizador ótimo será aquele que fornecer a melhor relação sinal-ruído.

III.2 - OTIMIZAÇÃO DE $E(f)$

A maximização da relação $\frac{S}{R}$ será feita minimizando-se o ruído para uma dada interferência entre símbolos, ou seja, mantendo-se $x(mT)$ fixo para todo m .

Após o equalizador, o valor quadrático médio do ruído será:

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) df = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{(2k-1)/2T}^{(2k+1)/2T} N(f) df \quad (3.14)$$

o que, após uma mudança de variável, resulta em:

$$\sigma_N^2 = \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} N\left(f + \frac{k}{T}\right) df = \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} N_{eq}(f) df \quad (3.15)$$

onde

$$N_{eq}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} N(f + \frac{k}{T}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(f + \frac{k}{T}) | E(f + \frac{k}{T}) |^2 \quad (3.16)$$

N_{eq} é uma quantidade não negativa. Logo, minimizar σ_N significa minimizar $N_{eq}(f)$ para todo f .

A desigualdade de Schwarz para sinais discretos pode ser escrita como:

$$\left| \sum_k a_k b_k \right|^2 \leq \sum_k |a_k|^2 \sum_k |b_k|^2 \quad (3.17)$$

sendo válida a igualdade somente quando $a_k = cb_k^*$, onde c é uma constante arbitrária e b_k^* o complexo conjugado de b_k .

Fazendo

$$a_k = \sqrt{R(f + \frac{k}{T})} E(f + \frac{k}{T}) \quad \text{e} \quad b_k = \frac{P(f + \frac{k}{T}) C(f + \frac{k}{T})}{\sqrt{R(f + \frac{k}{T})}}$$

tem-se:

$$\sum_k R(f + \frac{k}{T}) |E(f + \frac{k}{T})|^2 \geq \frac{\left| \sum_k P(f + \frac{k}{T}) C(f + \frac{k}{T}) E(f + \frac{k}{T}) \right|^2}{\sum_k \frac{|P(f + \frac{k}{T}) C(f + \frac{k}{T})|^2}{R(f + \frac{k}{T})}} \quad (3.1)$$

Mas, o pulso $x(t)$, depois de amostrado, pode ser representado por:

$$X_{eq}(f) = \sum_k X(f + \frac{k}{T}) = \sum_k P(f + \frac{k}{T}) C(f + \frac{k}{T}) E(f + \frac{k}{T}) \quad (3.2)$$

substituindo (3.16) e (3.19) em (3.18) resulta:

$$N_{eq}(f) \geq \frac{|X_{eq}(f)|^2}{\sum_k \frac{|P(f + \frac{k}{T}) C(f + \frac{k}{T})|^2}{R(f + \frac{k}{T})}} \quad (3.3)$$

Como este resultado foi obtido fixando-se $X_{eq}(f)$, conclue-se que o lado direito de (3.20) independe de $E(f)$ e representa um limite inferior ao valor de $N_{eq}(f)$. A igualdade em (3.20) será obtida com $a_k = cb_k^*$, ou seja:

$$\sqrt{R(f + \frac{k}{T})} E(f + \frac{k}{T}) = F(f) \frac{P^*(f + \frac{k}{T}) C^*(f + \frac{k}{T})}{\sqrt{R(f + \frac{k}{T})}} \quad (3.21)$$

onde $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, e $F(f)$ representa a constante arbitrária c .

Após uma mudança de variável em (3.21) obtêm-se:

$$E(f) = \frac{P^*(f) C^*(f)}{R(f)} F(f - \frac{k}{T}) \quad (3.22)$$

o que mostra que $F(f - \frac{k}{T})$ é periódica, pois a equação (3.22) é válida para todo k .

O equalizador dado por (3.22) é ótimo, pois maximiza a relação sinal ruído para uma dada interferência entre símbolos. $E(f)$ pode ser decomposto em um filtro com característica $[R(f)]^{-1/2}$, chamado filtro branqueador, em um filtro

$\frac{P^*(f) C^*(f)}{\sqrt{R(f)}}$, casado com o sinal na saída do filtro branqueador e num filtro tranve

sal $F(f - \frac{k}{T})$, cuja característica dependerá da quantidade de interferência entre símbolos a ser fixada. Para obter uma expressão em termos de quantidades conhecidas para este filtro transversal, é imposta a condição que o sinal, no detetor, deve se apresentar livre de interferência entre símbolos, ou seja:

$$x(mT) = 0 ; \quad m \neq 0 \quad (3.23)$$

Pelo critério de Nyquist, sabe-se que a condição necessária e suficiente para (3.23) é (p. ex. Lucky et al, 1968):

$$\sum_k X\left(f + \frac{k}{T}\right) = T y_0 \quad (3.24)$$

combinando as expressões (3.2), (3.22) e (3.24) resulta:

$$\sum_k P\left(f + \frac{k}{T}\right) C\left(f + \frac{k}{T}\right) \frac{P^*\left(f + \frac{k}{T}\right) C^*\left(f + \frac{k}{T}\right)}{R\left(f + \frac{k}{T}\right)} F\left(f + \frac{k}{T}\right) = T y_0 \quad (3.25)$$

ou ainda:

$$F\left(f + \frac{k}{T}\right) = F(f) = \frac{T y_0}{\sum_k \frac{\left| P\left(f + \frac{k}{T}\right) C\left(f + \frac{k}{T}\right) \right|^2}{R\left(f + \frac{k}{T}\right)}} \quad (3.26)$$

o que caracteriza o filtro periódico para a condição de ausência de interferência entre símbolos. Sob esta condição, a expressão final para $E(f)$ será:

$$E(f) = \frac{T y_0 P^*(f) C^*(f)}{R(f) \sum_k \frac{|P(f + \frac{k}{T}) C(f + \frac{k}{T})|^2}{R(f + \frac{k}{T})}} \quad (3.27)$$

Este equalizador fornece a máxima relação sinal-ruído no detetor, e portanto, a mínima probabilidade de erro para cada valor n , sob a condição de ausência de interferência entre símbolos.

III.3 - RESULTADOS NUMÉRICOS

O resultado obtido na equação (3.27) para o equalizador ótimo, deve ser aplicado diretamente para cabos calibre 22 A.W.G. com 2 Km de espaçamento entre repetidores, transportando um trem de pulsos aleatórios, formado por pulsos quadrados com um fator de ocupação de 50%, sendo a informação representada através do código pseudo-ternário, explicado no Capítulo II.

A função de transferência para 2 Km deste cabo será representada por:

$$C(f) = A \exp(-B \sqrt{f}) \quad (3.28)$$

onde f é a frequência em MHz e as constantes A e B são iguais a:

$$A = 0,455 \quad \text{e} \quad B = \frac{3}{\sqrt{0,8}} = 3,33$$

O pulso $p(t)$ considerado, com amplitude unitária, tem como transformada de Fourier:

$$P(f) = \frac{\text{sen } \pi fT/2}{\pi f} \quad (3.29)$$

e a densidade espectral de potência do trem de pulsos aleatórios será então:

$$S(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \text{sen}^2 \pi fT \quad (3.30)$$

Portanto, o ruído na entrada do repetidor poderá ser escrito como:

$$R(f) = \frac{D^2(n)}{T} |f|^{2\gamma} |P(f)|^2 \text{sen}^2 \pi Tf \quad (3.31)$$

e a expressão para o equalizador ótimo nesta situação como:

$$E(f) = \frac{X(f)}{P(f) C(f)} \quad (3.32)$$

onde

$$X(f) = \frac{y_0 T |P(f)|^2 |C(f)|^2}{R(f) \sum_k \frac{|P(f + \frac{k}{T})|^2 |C(f + \frac{k}{T})|^2}{R(f + \frac{k}{T})}} \quad (3.33)$$

ou ainda

$$X(f) = \frac{y_0 T |C(f)|^2}{|f|^{2\gamma} \sum_k \frac{|C(f + \frac{k}{T})|^2}{|f + \frac{k}{T}|^{2\gamma}}} \quad (3.34)$$

e a variância do ruído será:

$$\sigma_N^2 = \frac{D^2(n)}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|X(f)|^2 |f|^{2\gamma} \text{sen}^2 \pi f T}{|C(f)|^2} df \quad (3.35)$$

Na Figura III.2 tem-se o espectro de frequências do pulso equalizado e na Figura III.3 a resposta em frequência do equalizador ótimo, para os dois modelos de acoplamento de paradiáfonia adotados.

Note-se ainda que a expressão para σ_N^2 independe de $P(f)$, o que significa que a forma do pulso transmitido não influi em nada na probabilidade de erro que pode ser conseguida na recepção. O equalizador, entretanto, deve ser construído de acordo com a característica $P(f)$ utilizada.

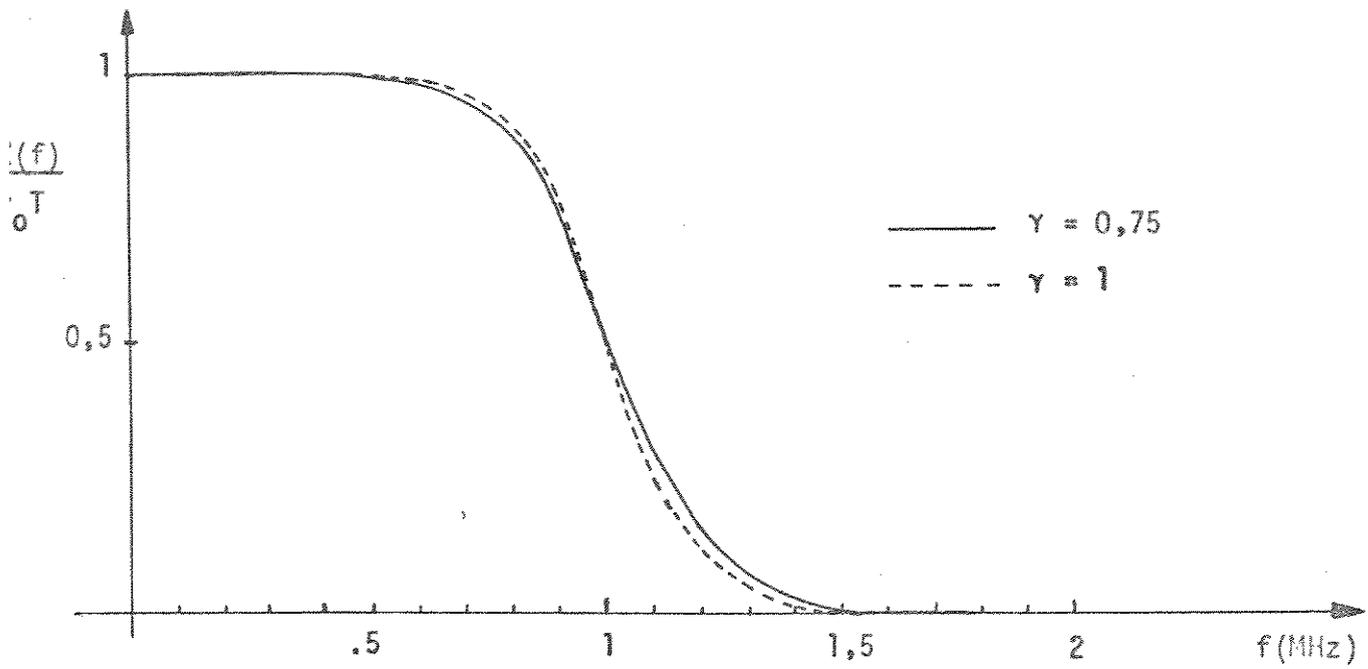


Figura III.2 - Característica em frequência do pulso na saída do equalizador

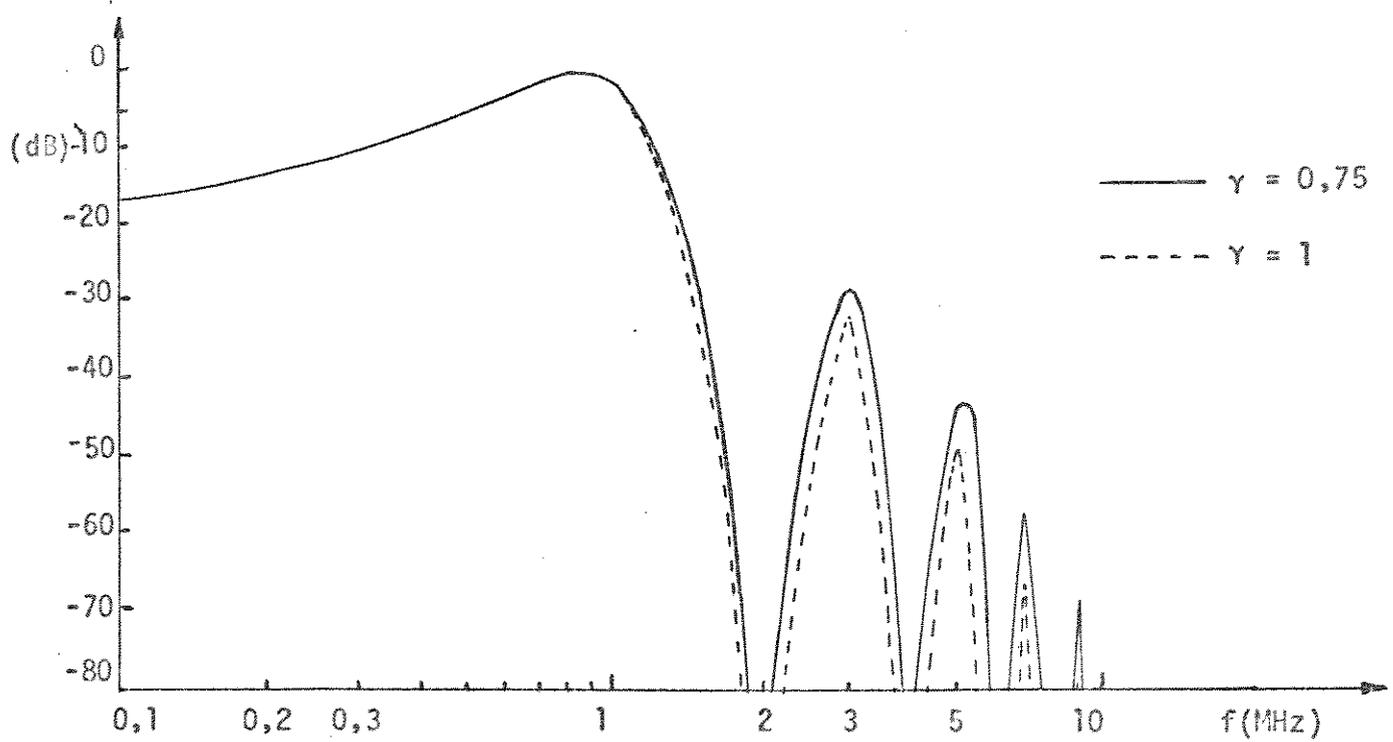


Figura III.3 - Característica em frequência do equalizador ótimo.

III.4 - CONCLUSÕES

Como o critério adotado na otimização foi o de mínima probabilidade de erro na detecção dos pulsos, devido a presença do ruído de paradiafonia, sob a hipótese de ausência de interferência entre símbolos, o pulso na saída do equalizador ótimo deve apresentar uma característica em frequência de Nyquist. Realmente a curva da Figura III.2 se aproxima bastante à característica cosseno-levantado, da qual difere por não ter faixa totalmente limitada. Também, como na verdade a otimização se processou sobre o produto $P(f) E(f)$, conclui-se que a relação sinal-ruído, na saída do equalizador ótimo, não depende da forma de pulso a ser transmitida, o que é comprovado pelas expressões (3.34) e (3.35), fazendo com que a probabilidade de erro mínima na detecção também não dependa de $p(t)$. O mesmo não ocorre em relação ao tipo de código utilizado, uma vez que o ruído depende deste.

A característica ótima de equalização, que maximiza a relação sinal-ruído sob a condição de ausência de interferência entre símbolos, mostrou ter faixa de passagem essencialmente limitada para frequências maiores que 1 MHz. Esta limitação de faixa de passagem existe para reduzir a incidência de ruído, ao passo que o ganho crescente na faixa de passagem visa equalizar a característica atenuadora do cabo. Além disto, esta característica mostrou ser independente do código utilizado.

Quanto aos dois modelos para o acoplamento de paradiafonia considerados, pode-se dizer que provocam diferenças praticamente desprezíveis nas características do pulso equalizado e do próprio equalizador ótimo. O modelo que representa o acoplamento de paradiafonia por uma reta que cresce com 6 dB/oitava, provoca pulsos com faixa de frequências ligeiramente mais estreita, em virtude da característica equalizadora equivalente também apresentar faixa ligeiramente mais estreita. Esta redução de faixa de passagem torna-se necessária de modo a compensar a incidência mais forte de ruído; a ausência de interferência entre símbolos é preservada com uma equalização maior, não aparente em virtude da precisão da Figura III.3, na faixa de passagem. Entretanto, mesmo essas diferenças sendo suficientemente pequenas para serem desprezadas no projeto prático de um equalizador, seria interessante analisar o comportamento da probabilidade de erro em função dos modelos adotados, bem como em função dos vários tipos de códigos possíveis para transmissão.

Finalmente, é importante salientar que os resultados apresentados são teóricos, representando um limite mínimo à probabilidade de erro na detecção, devido ao ruído provocado por n sistemas MCP operando no mesmo cabo. O equalizador ótimo apresentado talvez possa ser fisicamente implementado, mas a uma complexidade e custo proibitivos. Entretanto, estes resultados podem auxiliar bastante um projeto prático, servindo como um padrão ao qual deve-se tentar aproximar o máximo possível.

As previsões teóricas para a queda média de atenuação da diafonia com a frequência são de 4,5 dB/oitava para a paradiafonia e 6 dB/oitava para a telediafonia, sendo estas previsões razoavelmente confirmadas pelas medidas relacionadas na literatura (Eager et al, 1959). Portanto, as características ótimas obtidas podem ser consideradas adequadas para equalizadores destinados a operar - respectivamente com ruído dominado pela paradiafonia, tais como em transmissão MCP em cabos convencionais, e pela telediafonia, tais como em transmissão através de cabos especiais com grupos de pares blindados. O fato de as duas características ótimas serem muito semelhantes sugere que na prática o mesmo tipo de pré-amplificador-equalizador possa ser utilizado para essas duas aplicações.

- CAPÍTULO IV -

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO

Aqui, o critério de otimização indicará como ótimo, o equalizador que, mantendo um determinado desempenho e tendo uma característica de frequência racional, permita a maior incidência possível de paradiáfonia devido a um único interferente. A nomenclatura adotada é a mesma que a do Capítulo anterior, com exceção de $N(f)$, que aqui representará o espectro do sinal de interferência devido a um único pulso sendo transmitido em outro par de fios qualquer.

Tomando-se uma curva típica de atenuação versus frequência para um cabo calibre 22 A.W.G. de 2 Km de comprimento, pode-se aproximá-la por uma resposta plana nas baixas frequências, um crescimento de 6 dB/oitava nas médias e de 12 dB/oitava nas altas frequências, ou seja:

$$C(f) = \frac{0,4}{\left(1 + \frac{jf}{f_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{jf}{f_2}\right)} \quad (4.1)$$

onde $f_1 = 0,08$ MHz, correspondendo ao primeiro corte na resposta do cabo e $f_2 = 0,8$ MHz, correspondendo ao segundo corte. Este modelo da resposta do cabo, embora seja mais afastado da realidade que o modelo exponencial considerado no Capítulo anterior, aproxima-se bem da resposta real na faixa de frequências de interesse, e tem a vantagem de facilitar a investigação de uma solução ótima do tipo racional para a característica do equalizador.

Considerando $G(f)$ a resposta do conjunto cabo-equalizador, tem-se:

$$G(f) = C(f) E(f) \quad (4.2)$$

Sabe-se que esta deve ser plana até uma determinada frequência, quando então deverá ocorrer um corte abrupto de modo a limitar a faixa de passagem do sistema e, conseqüentemente, a paradiáfonia. Esta característica pode ser aproximada por:

$$G(f) = \frac{1}{\left(1 + \frac{jf}{f_c}\right)^\alpha} \quad (4.3)$$

onde α = fator de corte e f_c = frequência de corte.

Com estas aproximações pode-se obter uma expressão analítica para $E(f)$, a qual deverá ser otimizada em relação aos parâmetros α e f_c :

$$E(f) = \frac{(1 + jf/f_1) (1 + jf/f_2)}{0,4 (1 + jf/f_c)^\alpha} \quad (4.4)$$

Na faixa de frequências de interesse $1 + jf/f_1 \approx jf/f_1$, o que resulta em:

$$E(f) = \frac{j2\pi f(2\pi f_2 + j2\pi f)}{0,4 (2\pi)^2 f_1 f_2 \left(1 + \frac{jf}{f_c}\right)^\alpha} \quad (4.5)$$

ou ainda,

$$E(f) = \frac{1}{A} [(2\pi f_2)(j2\pi f) G(f) + (j2\pi f)^2 G(f)] \quad (4.6)$$

onde $A = 0,4 (2\pi)^2 f_1 f_2$.

Se $e(t)$ e $g(t)$ são, respectivamente, as transformadas inversas de $E(f)$ e $G(f)$, tem-se:

$$g(t) = \frac{(2\pi f_c)^\alpha}{(\alpha - 1)!} t^{\alpha - 1} e^{-2\pi f_c t} \quad (4.7)$$

$$e(t) = \frac{1}{A} [2\pi f_2 \frac{d g(t)}{dt} + \frac{d^2 g(t)}{dt^2}] \quad (4.8)$$

ou seja,

$$e(t) = \frac{\omega_c^\alpha}{(\alpha - 1)! A} [2\pi f_2 (\alpha - 1 - \omega_c t)t + \\ + (\alpha - 1)(\alpha - 2) - 2(\alpha - 1)\omega_c t + (\omega_c t)^2] t^{\alpha - 3} e^{-\omega_c t} \quad (4.9)$$

onde $\omega_c = 2\pi f_c$.

A forma da resposta do equalizador, dada por (4.9), deve ser otimizada através dos parâmetros α e f_c . Para tal, é necessário estabelecer a dependência da interferência entre símbolos e da paradiáfonia com $e(t)$.

IV.1 - INTERFERÊNCIA ENTRE SÍMBOLOS

A melhor maneira de estudar a interferência entre símbolos após o equalizador, é através do diagrama do "olho", que representa todas as combinações possíveis de interferências que afetam um dado intervalo de tempo. A Figura IV.1 mostra um diagrama típico do olho, onde são considerados somente os casos principais de interferências entre símbolos.

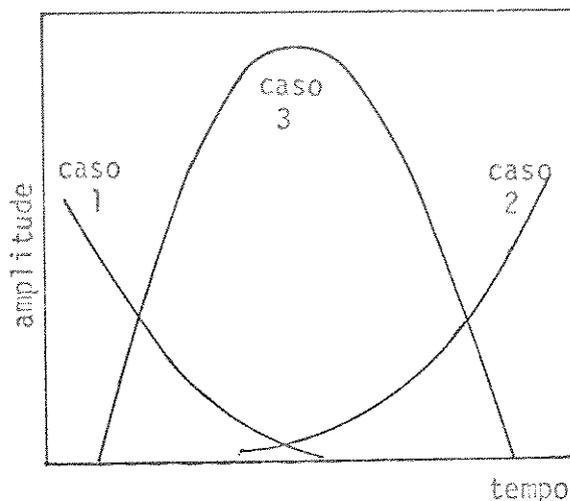


Figura IV.1 - Diagrama do "olho"

Para entender-se a formação do olho toma-se o k 'ésimo intervalo de tempo e considera-se as três possibilidades principais de interferência entre símbolos, que correspondem às interferências provocadas pelos pulsos adjacentes ao intervalo de tempo considerado. Se a_k representa a amplitude do sinal no k 'ésimo intervalo de tempo, a_{k-1} representa a amplitude no intervalo posterior e a_{k+1} a amplitude no intervalo anterior, tem-se:

$$1a.) \text{ possibilidade} \quad - \quad a_{k-1} = 1 \quad , \quad a_k = a_{k+1} = 0 \quad (4.10)$$

$$2a.) \text{ possibilidade} \quad - \quad a_{k+1} = 1 \quad , \quad a_k = a_{k-1} = 0 \quad (4.11)$$

$$3a.) \text{ possibilidade} \quad - \quad a_k = 1 \quad , \quad a_{k-1} = a_{k+1} = -1 \quad (4.12)$$

A primeira possibilidade representa a interferência do pulso posterior sobre o intervalo em consideração. A segunda possibilidade representa a interferência do pulso anterior, e a terceira mostra a influência dos pulsos adjacentes sobre o pulso do intervalo considerado.

Na verdade, estes casos de interferência entre símbolos nunca ocorrem simultaneamente devido à regra bipolar. Entretanto, este diagrama representa todas as possibilidades importantes de interferência entre símbolos e a área compreendida entre os três casos é o chamado olho, que corresponde à região onde a decisão sobre a existência ou não de pulso será feita pelo circuito de decisão do repetidor. É evidente que, quanto mais aberto for o olho, maior será a probabilidade de detecção correta e vice-versa. Também observa-se que, quanto menor for a faixa de frequências do sistema, maior será a interferência entre símbolos e mais fechado estará o olho, pois maior será o alargamento dos pulsos.

Os parâmetros de interesse do olho são a altura h medida no ponto onde a abertura é máxima e a largura l tomada no ponto que divide h em duas partes iguais.

Como a interferência ocasionada pela paradiáfonia irá se superpor ao olho para fornecer a região final onde deverá ocorrer a decisão, resta agora - fazer uma análise quantitativa desta interferência.

IV.2 - INTERFERÊNCIA DE PARADIAFONIA

Adotando o modelo que caracteriza o comportamento médio do acopla-

mento da paradiáfonia através de uma reta cuja inclinação é 6 dB/oitava, o espectro $R(f)$ do pulso de interferência, gerado na entrada do repetidor em consideração, devido à transmissão de um pulso $P(f)$, de amplitude unitária, através de um par qualquer do cabo, será:

$$R(f) = K_i j 2\pi f P(f) \quad (4.13)$$

onde, $K_i j 2\pi = D_i$, como definido no Capítulo anterior.

Com isto, $N(f)$, ou seja, o espectro do pulso de interferência após o equalizador, será:

$$N(f) = K_i j 2\pi f P(f) E(f) \quad (4.14)$$

Chamando $n(t)$ e $p(t)$ as transformadas inversas de $N(f)$ e $P(f)$ respectivamente, tem-se:

$$n(t) = K_i \frac{d}{dt} [p(t)] * e(t) \quad (4.15)$$

Considerando que o sinal de paradiáfonia e o trem de pulsos a ser detectado são independentes e portanto assíncronos, do ponto de vista de erro na detecção só interessa considerar o valor máximo de $n(t)$, que se adiciona ou subtrai ao trem de pulsos para formar o sinal sobre o qual a decisão será feita.

Lembrando que $p(t)$ é um pulso quadrado com um fator de ocupação de 50%, pode-se aproximar $\frac{d}{dt} [p(t)]$ por dois impulsos, ou seja:

$$\frac{d}{dt} [p(t)] = \delta(t) - \delta(t - T/2) \quad (4.16)$$

Substituindo a equação (4.16) na equação (4.15), resulta:

$$n(t) = K_i e(t) * [\delta(t) - \delta(t - T/2)] \quad (4.17)$$

$$n_{\max}(t) = K_i | e(t) - e(t - T/2) |_{\max} \quad (4.18)$$

Através da Figura IV.2, que mostra a resposta ao impulso do equalizador para $\alpha = 5$ e $f_c = 1,6$ MHz, torna-se válida a seguinte aproximação:

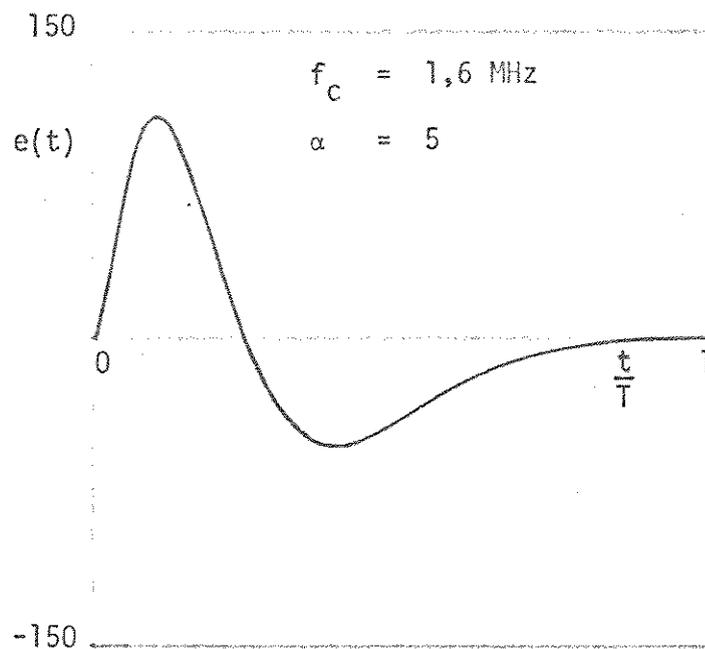


Figura IV.2 - Resposta ao impulso do equalizador

$$n_{\max}(t) \equiv K_i e_{\max}(t) \quad (4.19)$$

IV.3 - OTIMIZAÇÃO

Teoricamente, fixando um valor para f_c e para α , tem-se um equalizador dado por $e(t)$. Logo, o olho poderá ser determinado fazendo com que as várias combinações de pulsos passem através do cabo e deste equalizador. Com o olho estabelecido desta maneira, o valor máximo permitido para $n_{\max}(t)$ será $h/2$, quando então o olho estará completamente fechado. Com este valor para $n_{\max}(t)$, obtêm-se o valor máximo (K_{\max}) permitido para o parâmetro K_i do cabo. Portanto, o equalizador ótimo será aquele que define o maior K_{\max} permitido.

Entretanto, na prática exige-se uma margem de operação para a detecção dos pulsos. Esta margem, definida como:

$$M = h/2 - n_{\max}(t) \quad (4.20)$$

deve ser diferente de zero, para levar em conta as possíveis imprecisões no circuito de limiar e no instante em que a amostragem do pulso será feita.

Fazendo

$$M_{\min} = 0,1 \quad \text{tem-se:}$$

$$0,1 = \frac{h}{2} - K_{\max} e_{\max}(t) \quad (4.21)$$

de onde se obtêm:

$$K_{\max} = \frac{\frac{h}{2} - 0,1}{e_{\max}(t)} \quad (4.22)$$

ou seja, o máximo acoplamento de paradiáfonia permitido para um dado valor de α e f_c , ou seja, para uma dada resposta do pré-amplificador e equalizador.

Fazendo α e f_c variarem dentro de intervalos próprios, calculando o valor de K_{\max} para todas as combinações e finalmente tomando o valor máximo K_{\max} , que definirá o par (α, f_c) ótimo, obter-se-á o equalizador ótimo, ou seja, aquele que permite o máximo acoplamento de paradiáfonia devido a um único interferente, e ainda oferece condições favoráveis à detecção dos pulsos.

IV.4 - SIMULAÇÃO NUMÉRICA NO COMPUTADOR E RESULTADOS

Para se obter K_{\max} deve-se calcular a altura do olho e o valor máximo de $e(t)$ para um dado valor do par (α, f_c) .

Para obter-se h , tomou-se a resposta do conjunto cabo-equalizador, representada por $g(t)$, fazendo com que as várias combinações de pulsos passassem através deste conjunto, obtendo-se desta forma o olho. Isto foi feito no computador, através da convolução de $g(t)$ com $p(t)$, obtendo-se o pulso na saída do equalizador, o qual devidamente deslocado no tempo forneceu o olho e, portanto, $h/2$. Fazendo simultaneamente o cálculo do valor máximo de $e(t)$, o computador forneceu diretamente o valor de K_{\max} .

A Figura IV.3 mostra a variação da altura do olho e de $n_{\max}(t)$ em função de f_c para vários valores de α com $K_i = 10^{-9}$ s. Observa-se que para um corte muito lento como, por exemplo, $\alpha = 3$ o olho permanece sempre fechado e que o mesmo vai abrindo conforme o corte se torna mais abrupto e que a intensidade do corte afeta bem mais o ruído de paradiáfonia que a interferência entre símbolos.

A Figura IV.4 mostra a variação de K_{\max} com α . Nota-se que K_{\max} -

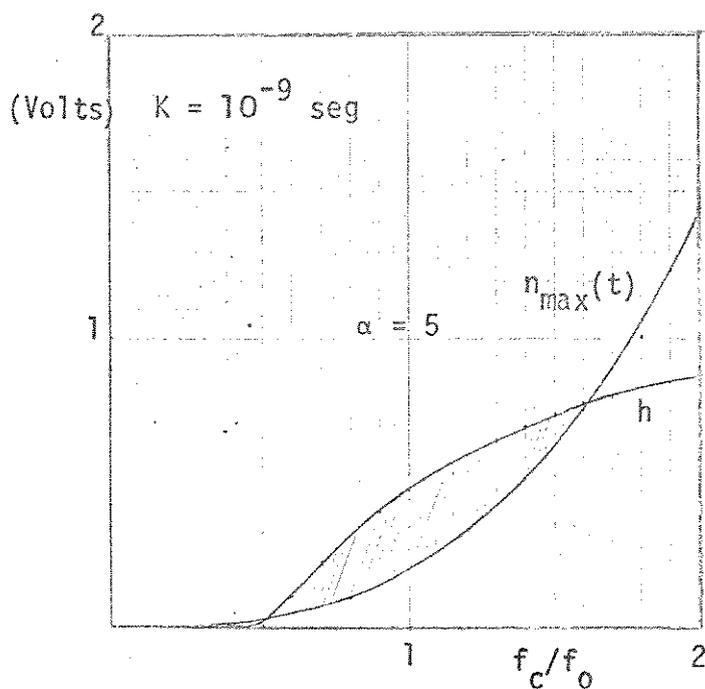
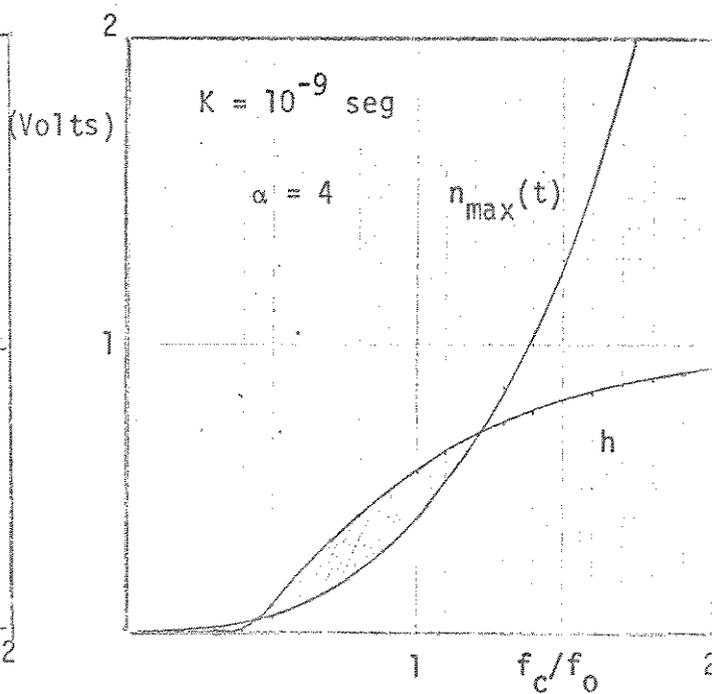
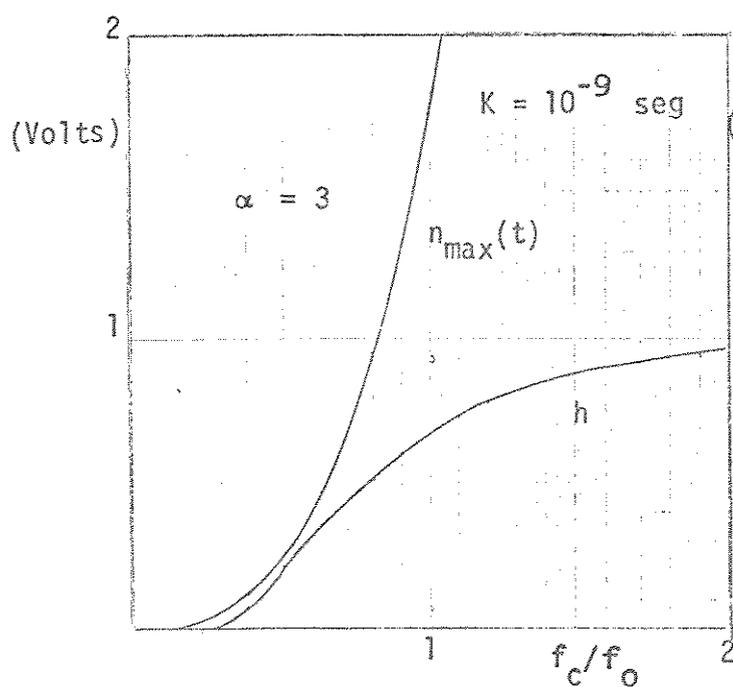


Figura IV.3 - Altura do "olho" e $n_{\max}(t)$ em função de f_c

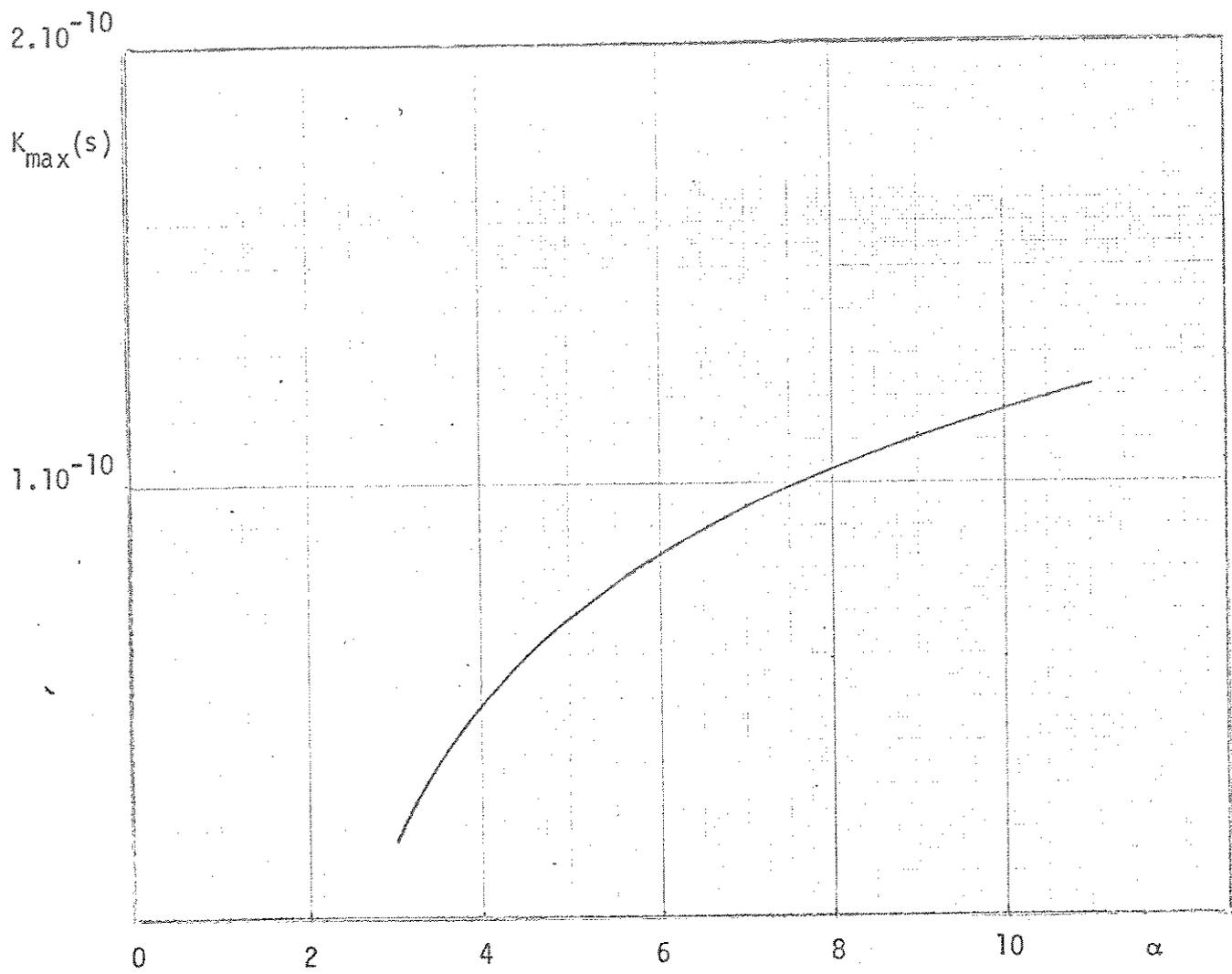


Figura IV.4 - Variação de K_{\max} em função de α

cresce continuamente com α . Mas o aumento no acoplamento máximo permitido por pa
 radiafonia, não justifica o grau de dificuldade que existe na implementação de um
 circuito, que forneça um fator de corte maior que $\alpha = 5$, ou seja, 30 dB/oitava. Com
 base nestes resultados, fez-se α variar entre 3 e 5 e a frequência de corte va-
 riar entre $0,3 f_0$ e $2,0 f_0$, onde f_0 é igual a 2,048 MHz., obtendo-se desta forma
 a Tabela 1. Esta mostra que o par (α, f_c) ótimo, é $\alpha = 5$, $f_c = 2,048$ MHz, corres-
 pondendo a $K_{max} = 6,87 \times 10^{-4}$ microssegundos, que representa o maior acoplamento
 permissível para pulsos de forma quadrada com fator de ocupação de 50%, utilizando-
 se um equalizador de implementação física facilmente realizável. A Figura IV.5a -
 mostra a forma do pulso na entrada do cabo e na saída deste equalizador e a Figu-
 ra IV.5b, o olho correspondente. Nota-se que o pulso é bastante assimétrico, produ-
 zindo, ainda, grande interferência no intervalo de tempo do pulso anterior.

Passou-se, então, a estudar uma pré-equalização na forma dos pulsos
 a serem transmitidos, de forma a se conseguir uma redução da interferência entre
 símbolos e um conseqüente aumento no acoplamento máximo por paradiafonia permiti-
 do. Para isto tomou-se a forma de pulso mostrada na Figura IV.6.

Como este pulso será transmitido através de um meio de faixa bastan-
 te estreita em comparação com a faixa do sinal, a forma exponencial poderá ser -
 aproximada por um pulso quadrado de mesma área e duração $T/2$. Com isto a amplitu-
 de do novo pulso será:

$$a_1 = \frac{2a}{T} \int_0^{\infty} e^{-\frac{t}{T_1}} dt = \frac{2aT_1}{T} \quad (4.23)$$

Chamando de $p_e(t)$ o pulso que existe na saída do equalizador quan-
 do um pulso quadrado $p(t)$, de amplitude unitária, é injetado no cabo e supondo -
 que a presença do pulso negativo praticamente não altera a posição do pico de
 $p_e(t)$, que ocorre no instante t_m , a amplitude máxima A_{max} do novo pulso recebi

f_c / f_0^α	3	4	5
0,3	- 18,14	- 68,86	- 116,21
0,4	- 4,70	- 32,39	- 57,43
0,5	0,26	- 9,02	- 30,83
0,6	1,46	0,95	- 7,29
0,7	1,71	4,13	2,30
0,8	1,65	4,87	5,86
0,9	1,49	4,83	6,86
1,0	1,30	4,47	6,87
1,1	1,13	4,00	6,49
1,2	0,97	3,53	5,94
1,3	0,83	3,09	5,36
1,4	0,72	2,68	4,78
1,5	0,62	2,33	4,24
1,6	0,54	2,04	3,76
1,7	0,47	1,77	3,34
1,8	0,41	1,54	2,95
1,9	0,36	1,36	2,63
2,0	0,32	1,20	2,33

TABELA 1 - $K_{\max} \cdot 10^{10} \times \alpha, f_c$

$$f_0 = 2,048 \text{ MHz}$$

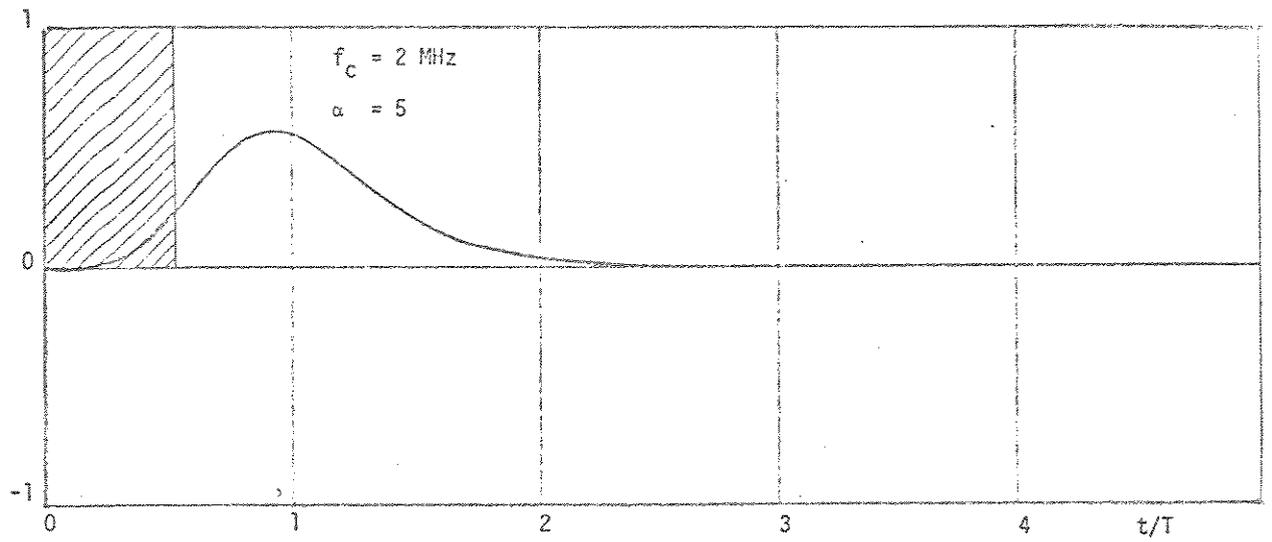


Figura IV.5a - Pulso na entrada do cabo e na saída do equalizador

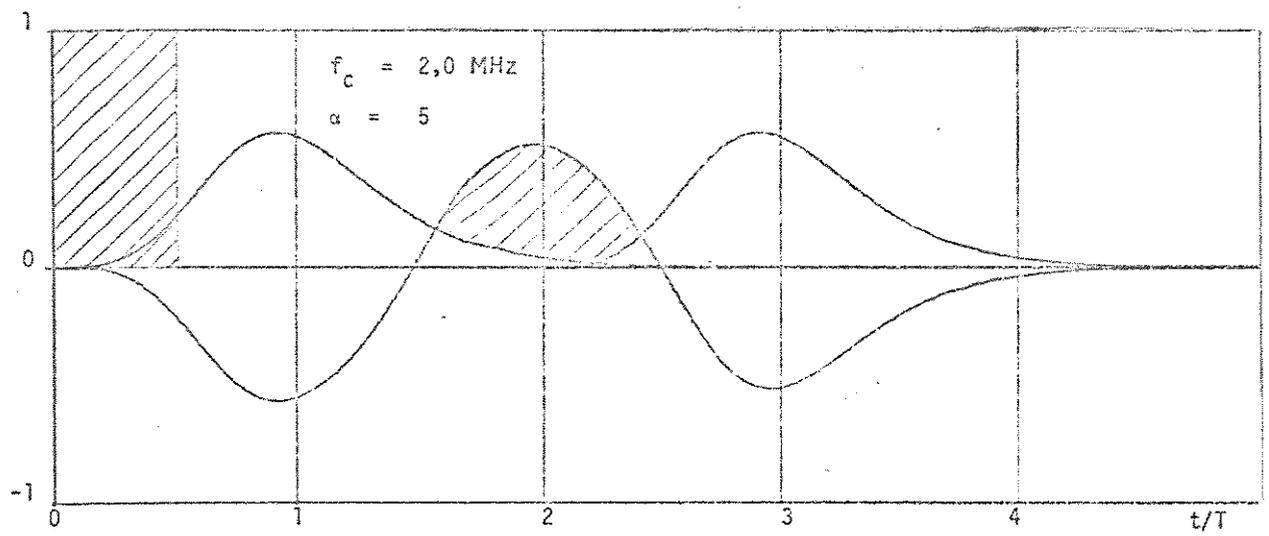


Figura IV.5b - "Olho" resultante na saída do equalizador

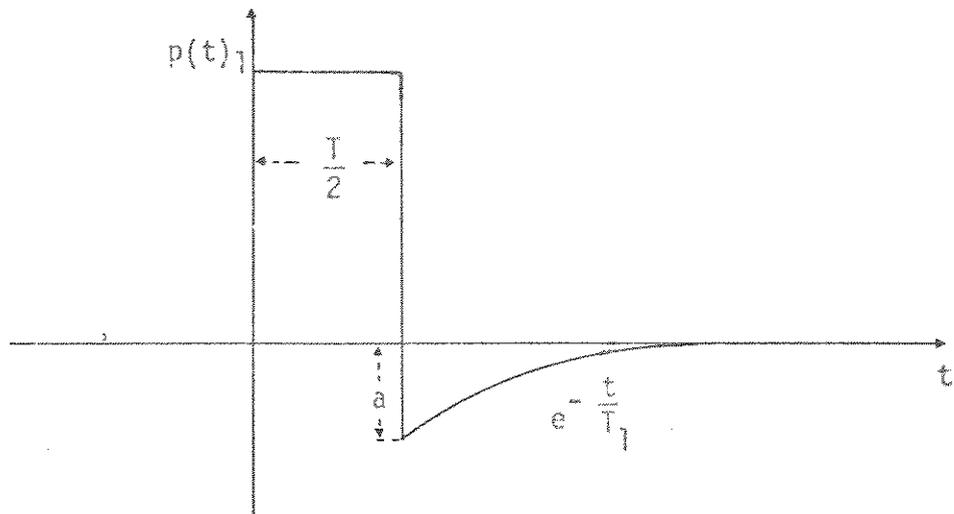


Figura IV.6 - Pulso prē-equalizado

do serā:

$$A_{\max} = p_e(t_m) - a_1 p_e(t_m - T/2) \quad (4.24)$$

Supondo que a altura h do olho ocorra no instante t_m , ou seja, quando a altura do pulso recebido ē m̄xima, a interferēncia que este novo pulso produzirá no instante de decisāo do intervalo de tempo anterior, serā:

$$I = p_e(t_m + T) - a_1 p_e(t_m + T/2) \quad (4.25)$$

O objetivo será fazer com que esta interferência seja minimizada, uma vez que a interferência de um pulso sobre o intervalo de tempo posterior pode ser desprezada. Portanto, fazendo $I = 0$, tem-se:

$$a_1 = \frac{p_e(t_m + T)}{p_e(t_m + T/2)} \quad (4.26)$$

Com isto consegue-se eliminar a interferência entre símbolos no instante em que a abertura do olho é praticamente máxima. Entretanto, devido a maior descontinuidade na forma do novo pulso, o ruído incidente também será maior. O novo pulso de interferência será:

$$n'(t) = n(t) (1 + a_1) \quad (4.27)$$

Torna-se necessário uma nova otimização, de modo a se obter a melhor combinação entre o equalizador e a forma do pulso.

Esta nova otimização, também conseguida através de simulação no computador, deve fornecer qual o maior K_{\max} permitido nesta nova situação e o correspondente par (α, f_c) ótimo, bem como a amplitude a_1 , para tornar possível uma comparação entre os resultados obtidos com as duas formas de pulsos.

A Tabela 2 mostra que a melhor combinação será $f_c = 1,6$ MHz, $\alpha = 5$ resultando em $a_1 = 0,309$ e $K_{\max} = 7,67 \times 10^{-4}$ microssegundos, o que representa um acréscimo de 1 dB no acoplamento máximo de paradiáfonia permitido, em relação

ao valor obtido anteriormente.

f_c/f_0	$K_{max} \cdot 10^{10}$	a_1
0,6	4,59	0,468
0,7	6,98	0,383
0,8	7,67	0,309
0,9	7,53	0,246
1,0	7,07	0,196
1,1	6,47	0,153
1,2	5,84	0,121
1,3	5,23	0,095
1,4	4,66	0,074

TABELA 2 - $K_{max} \cdot 10^{10}$, a_1 x f_c , $\alpha = 5$

$$f_0 = 2,048 \text{ MHz}$$

Escolhendo-se T_1 convenientemente e com a_1 dado pelo valor acima, pode-se obter a amplitude máxima $a = \frac{a_1 T}{2T_1}$ da exponencial que forma a prē-equatização.

Na Figura IV.7 pode-se comparar os pulsos na saída do equalizador para os casos sem e com pré-equalização. Nota-se que, no segundo caso, o pulso está praticamente contido no seu intervalo de tempo em comparação com o primeiro caso. Nas Figuras IV.8 e IV.9 pode-se comparar as várias formas de olho, para pulsos sem pré-equalização e com pré-equalização respectivamente, para 3 frequências de corte diferentes e $\alpha = 5$. Observa-se que os pulsos pré-equalizados produzem olhos mais abertos e com altura máxima praticamente igual a amplitude máxima do pulso recebido. Finalmente, na Figura IV.10, tem-se a resposta em frequência do equalizador ótimo.

IV.5 - IMPLEMENTAÇÃO

O equalizador, como já citado anteriormente, compreende um pré-amplificador, um equalizador propriamente dito e um simulador externo de linha. Nesta implementação o pré-amplificador será constituído de 2 transistores e de uma malha de realimentação de modo a estabilizar o ganho. E será nesta malha de realimentação que se colocará o equalizador. Este conjunto receberá os pulsos atenuados e deverá soltá-los com a mesma amplitude com que foram injetados no cabo, ou seja, ± 3 volts.

Baseado na equação (4.1), o conjunto pré-amplificador-equalizador deve apresentar um ganho constante de aproximadamente 10 dB para frequências menores que 80 KHz. A partir desta, o ganho deverá crescer de 6 dB/oitava até atingir-se 1,6 MHz, quando então deverá se iniciar o corte previsto. Não se tentará equalizar a atenuação de 12 dB/oitava imposta pelo cabo a partir de 800 KHz, pois será bastante difícil manter tal taxa de crescimento para o ganho e logo em seguida provocar um corte agudo no mesmo, e também porque tal taxa de crescimento não é prevista na curva da Figura IV.10. Em $3/2$ da frequência de repetição dos pulsos, o equalizador deverá apresentar ganho unitário para eliminar o pico existente no espectro do trem de pulsos, pois, de outra maneira, a energia existente nesta região se superporia ao sinal via paradiáfonia. Acima desta frequência o ganho deve ser continuamente suprimido.

A configuração AC do circuito é mostrada na Figura IV.11. O ganho constante nas baixas frequências é dado pelo transformador de saída, cuja relação de espiras é $n = 3$.

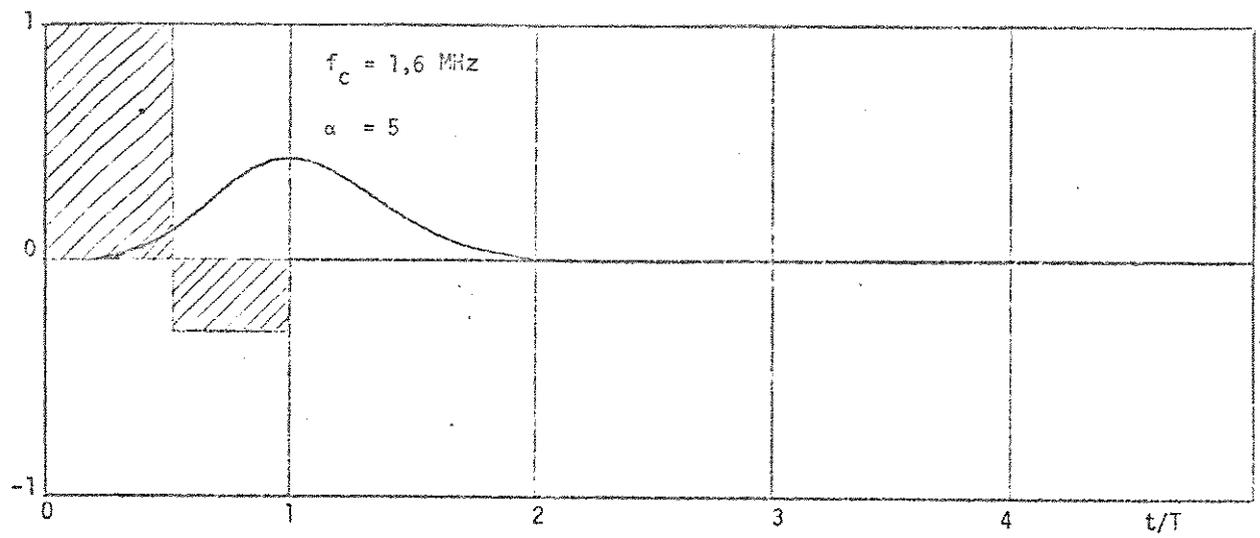
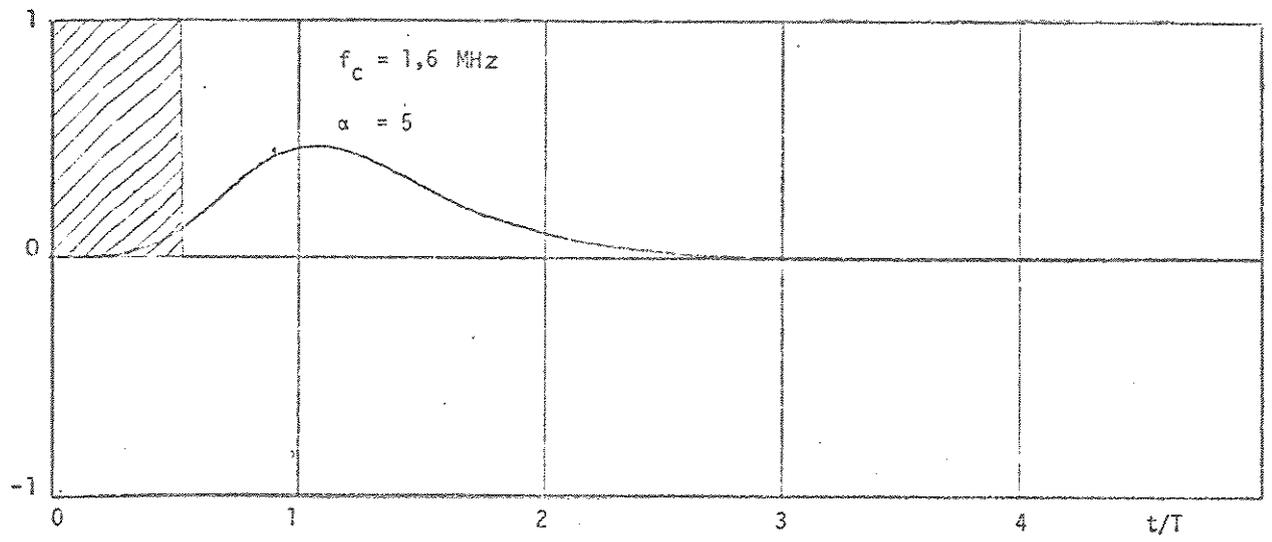


Figura IV.7 - Pulsos na saída do equalizador para os casos sem e com pré-equalização

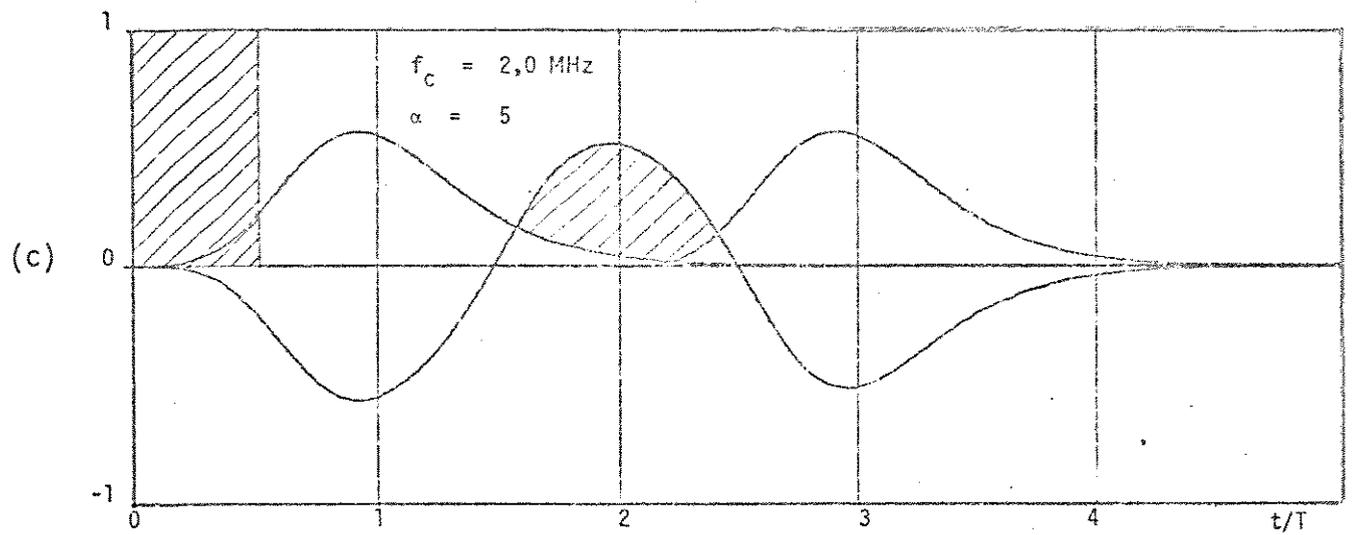
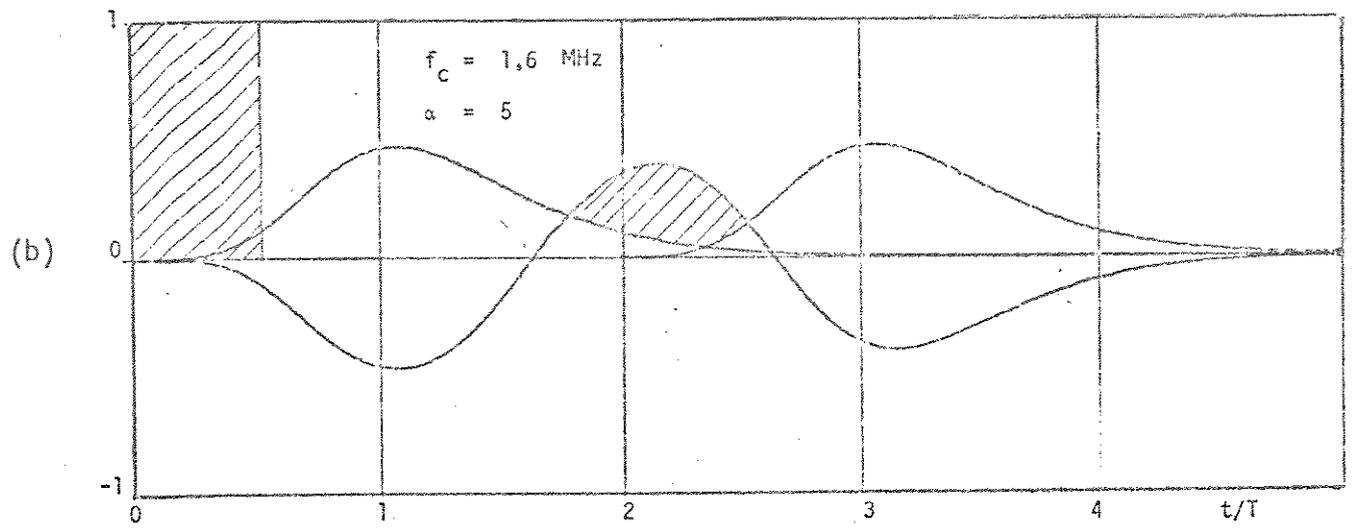
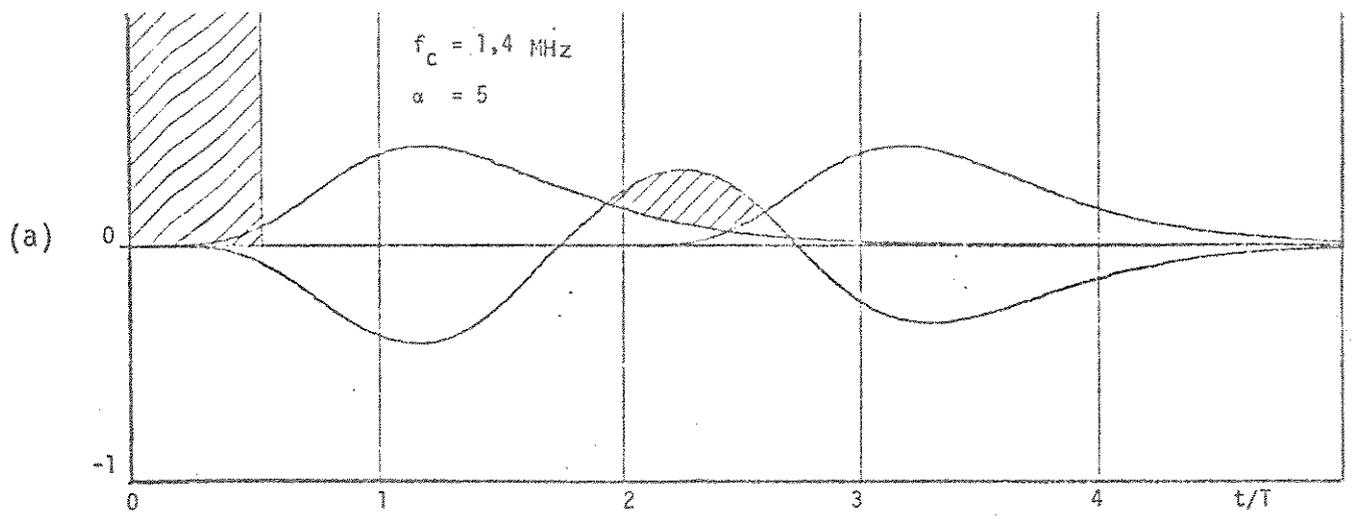


Figura IV.8 - "Olhos" resultantes com pulsos sem prē-equalizaçãõ

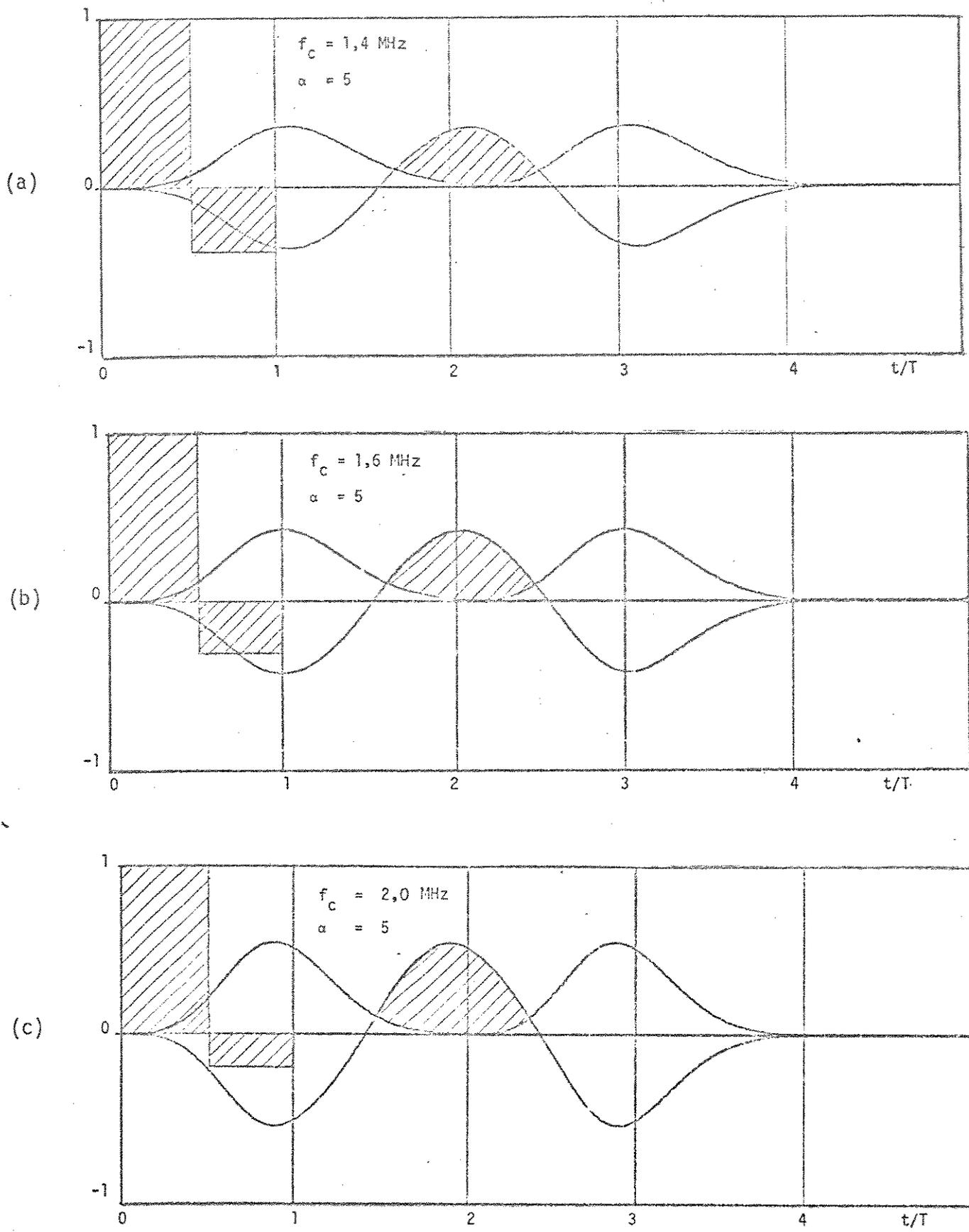


Figura IV.9 - "Olhos" resultantes com pulsos pr̄-equalizados

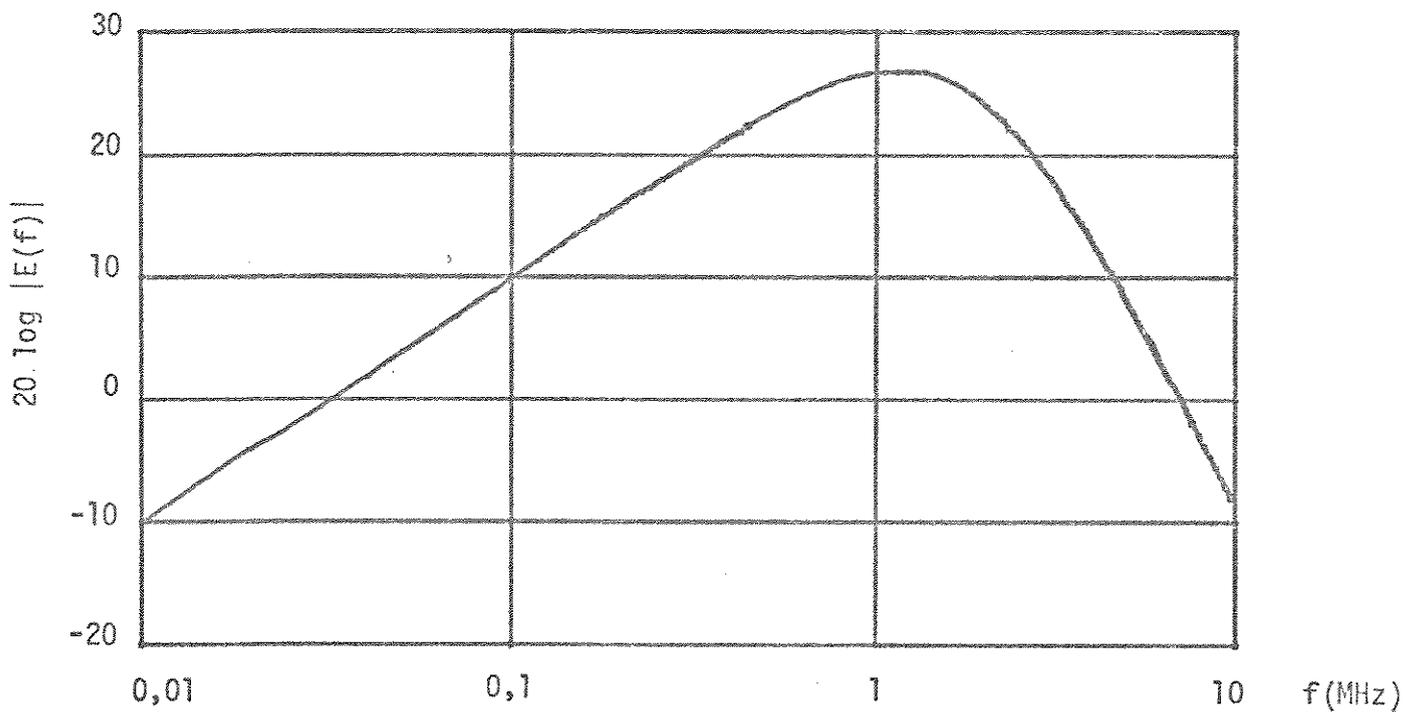


Figura IV.10 - Resposta em frequência do equalizador ótimo ($\alpha = 5$; $f_c = 1,6$ MHz)

A malha de realimentação mostrada na Figura IV.12 é composta por 2 circuitos, sendo o primeiro representado por Z_r e o segundo pelo transformador e por R_1 . Para grandes quantidades de realimentação, o ganho de loop fechado será dado por esta malha de realimentação e será definido como:

$$g = \frac{e_s}{e_e} \quad (4.28)$$

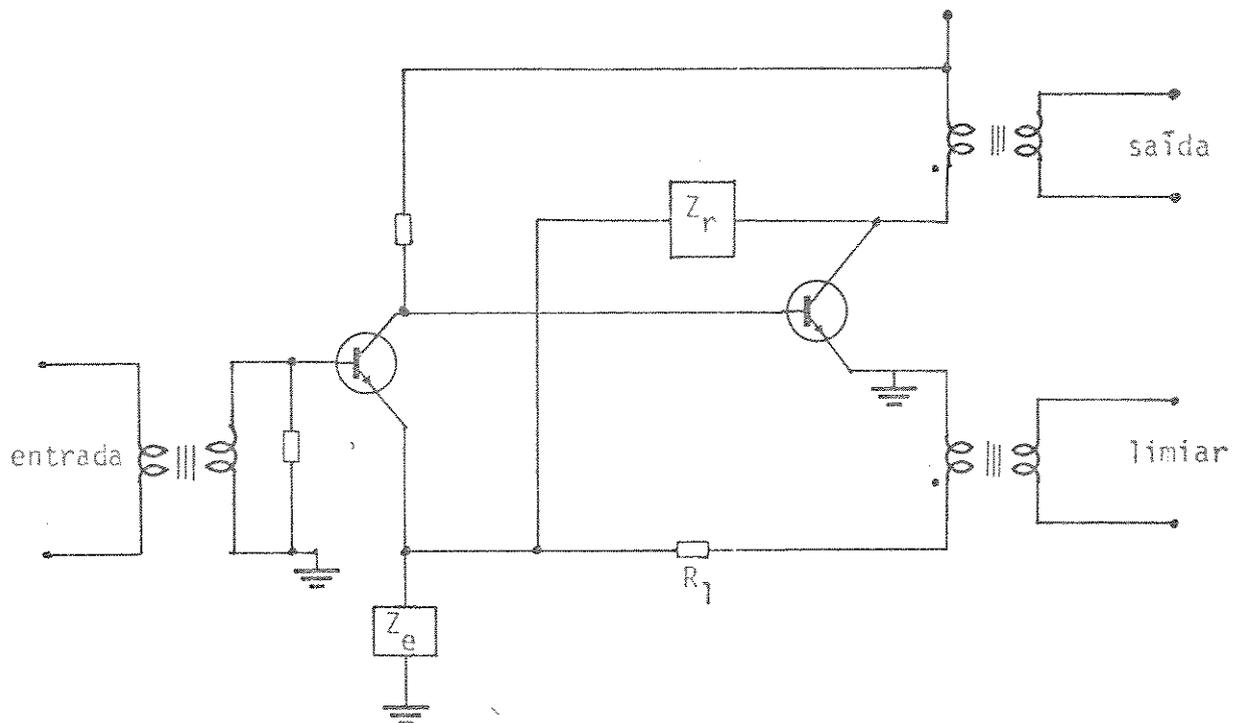


Figura IV.11 - Configuração AC do pré-amplificador-equalizador

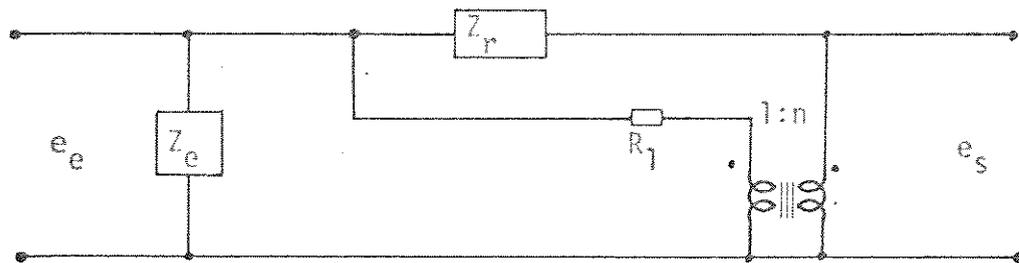


Figura IV.12 - Malha de realimentação

Através da Figura IV.12 tem-se:

$$g = \frac{n}{nR_1 + Z_r} \left[Z_r + \frac{R_1 Z_r}{Z_e} + R_1 \right] \quad (4.29)$$

$$g = 1 + \frac{(n-1) Z_e Z_r + nR_1 Z_r}{Z_e (nR_1 + Z_r)} \quad (4.30)$$

$$g = 1 + \frac{Z_R}{Z_E} \quad (4.31)$$

onde $Z_R = nR_1 \parallel Z_r$ e $Z_E = \frac{n}{n-1} R_1 \parallel Z_e$

Deve-se escolher Z_R e Z_E de modo a obter-se a característica de equalização desejada. Através da Figura IV.12 observa-se que quando Z_r e Z_e apresentam impedância alta, o ganho é dado praticamente pelo transformador de saída e que quando Z_r apresenta impedância nula a saída será igual à entrada.

Escolheu-se Z_r e Z_e como mostrados na Figura IV.13.

Para que g cresça com 6 dB/oitava a partir de 80 KHz, Z_e deverá apresentar uma impedância capacitiva a partir desta frequência e Z_R deve apresentar uma

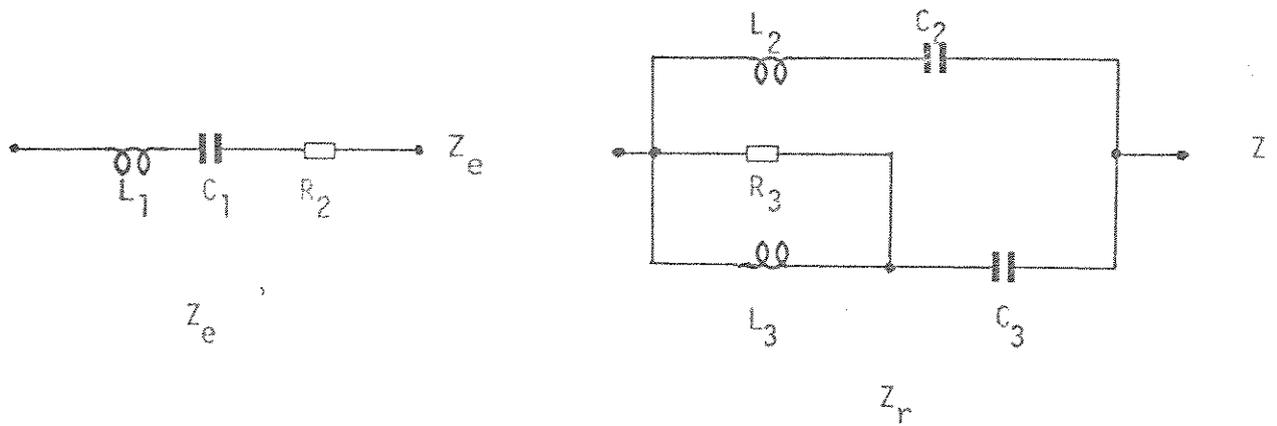


Figura IV.13 - Configuração de Z_e e Z_r

impedância resistiva. Portanto, nesta frequência:

$$Z_e \approx \frac{1}{\omega C_1} \ll \frac{n}{n-1} R_1 \quad (4.32)$$

fazendo $R_1 = 470 \, \Omega$ e $R_2 = 10 \, \Omega$, obtêm-se

$$C_1 = 6600 \, \text{pF} \quad (4.33)$$

Em 1,6 MHz deverá se iniciar o corte na resposta do conjunto, o que

será conseguido fazendo com que L_1 anule o zero provocado por C_1 , e Z_R apresente uma impedância capacitiva de modo a criar um polo na expressão do ganho. Portanto, acima desta frequência:

$$\omega L_1 \geq \frac{1}{\omega C_1} \quad (4.34)$$

$$\therefore L_1 = 1,5 \mu\text{H} \quad (4.35)$$

$$\text{e} \quad \frac{1}{\omega C_3} \leq nR_1 \quad (4.36)$$

$$\therefore C_3 = 82 \text{ pF} \quad (4.37)$$

Em 3 MHz Z_r deverá ser um curto, para que o ganho seja unitário, o que poderá ser obtido fazendo L_2 e C_2 ressoarem nesta frequência. Escolhendo $C_2 = 39 \text{ pF}$, tem-se:

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2} \quad (4.38)$$

$$\therefore L_2 = 71 \mu\text{H} \quad (4.39)$$

Acima de 3 MHz o ganho será suprimido pela combinação de R_3 , L_3 e C_3 . Escolhendo $R_3 = 820 \Omega$, tem-se $L_3 = 22 \mu\text{H}$.

O circuito completo do conjunto pré-amplificador-equalizador é mostrado na Figura IV.14 e sua resposta em frequência na Figura IV.15.

IV.6 - CONCLUSÕES

A forma de pulso com pré-equalização mostrou ser mais apropriada para transmissão em cabos telefônicos que o pulso quadrado, resultando, após o equalizador, em pulsos mais estreitos e olhos mais abertos, permitindo assim um aumento de 11% no valor do acoplamento máximo de paradiáfonia permitido, em relação àquele conseguido utilizando-se pulsos quadrados.

O equalizador ótimo, fornecido por este método de otimização para os pulsos pré-equalizados, apresentou pulsos suficientemente estreitos para que a altura máxima do olho resultante fosse praticamente igual à amplitude máxima do pulso, ou seja, praticamente eliminou a interferência entre símbolos.

As diferenças entre a resposta conseguida com este método de otimização e a curva teórica apresentada no Capítulo III, correspondente a um acoplamento de paradiáfonia que cresce com 6 dB por oitava, são consequências do modelo precário utilizado para a representação do cabo neste Capítulo, em relação ao utilizado no Capítulo anterior, e também à aproximação feita para $G(f)$. Entretanto, estas representações foram necessárias para tornar possível o tratamento analítico empregado aqui. Conclui-se com isto, que o procedimento adotado no Capítulo anterior é mais poderoso, embora uma representação analítica do equalizador, baseada em pólos e zeros, facilite bastante a tarefa de implementação do mesmo.

Com o valor máximo permitido para o acoplamento de paradiáfonia, $K_{\text{max}} = 7,67 \times 10^{-10}$ s., a atenuação mínima de paradiáfonia exigida, na frequência de 1,024 MHz, será de 46 dB.

Pela Tabela III, construída com dados publicados por Eager et al (1959), conclui-se que para a transmissão de 2,048 Mb/s, através de pares locali-

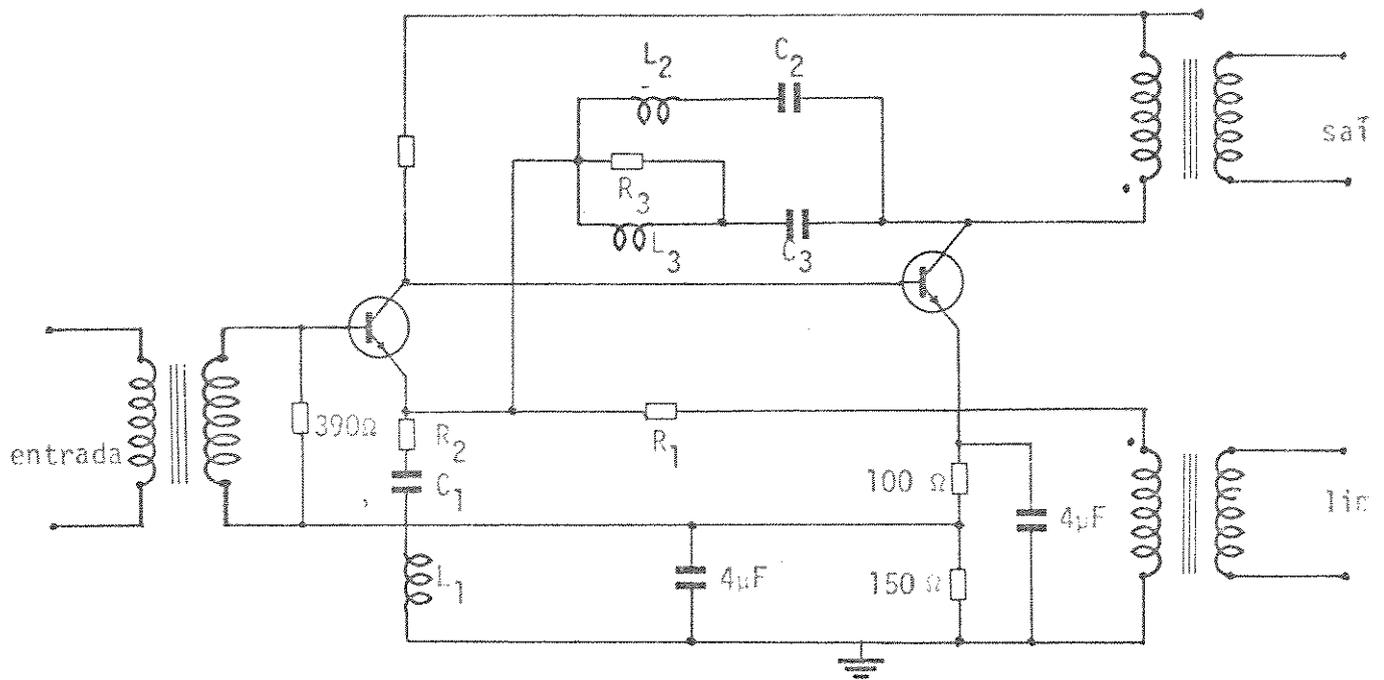


Figura IV.14 - Circuito completo do pr̄e-amplificador-equalizador

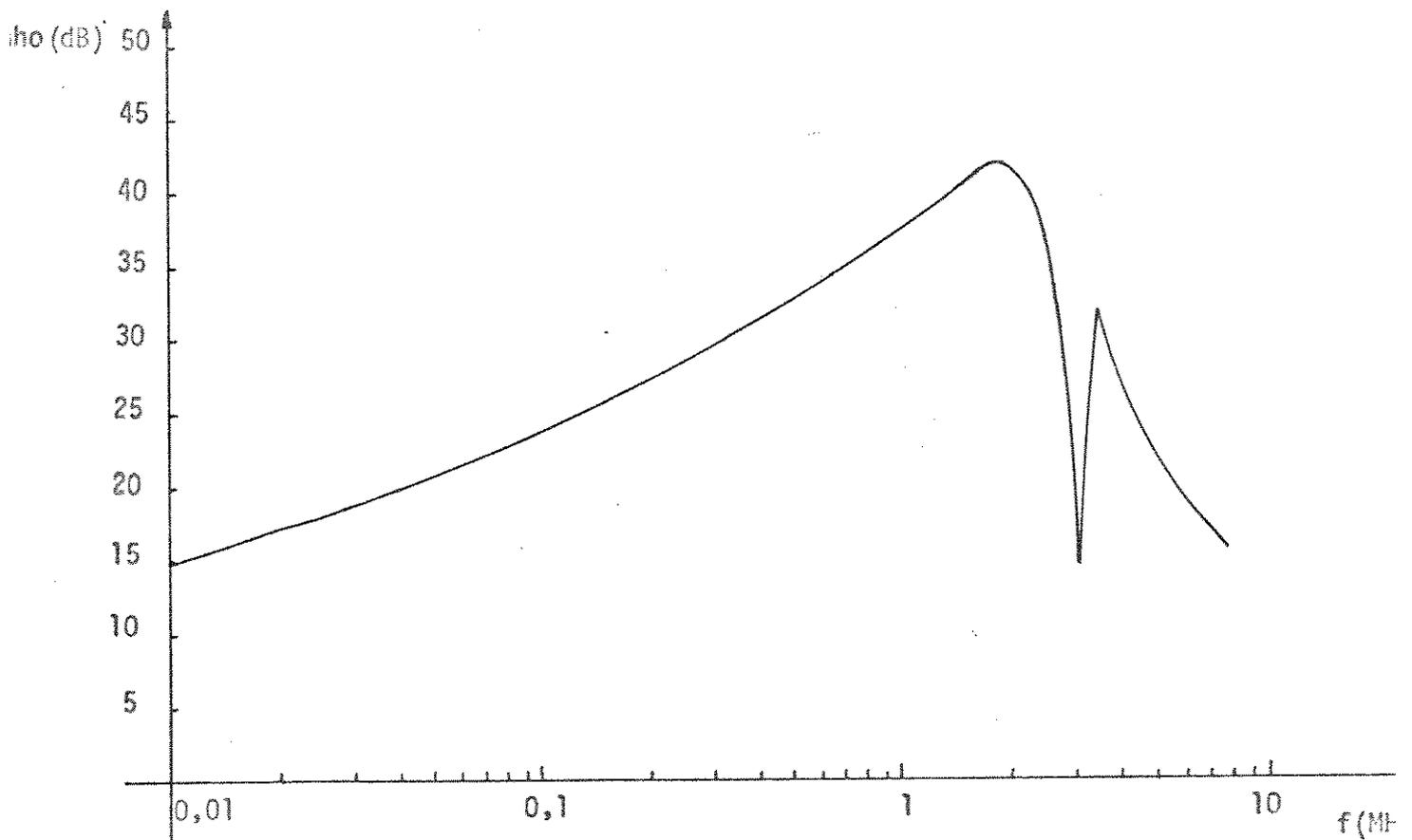


Figura IV.15 - Resposta em função de frequência do pr̄e-amplificador-equalizador implementado

número de separadores

frequência KHz	número de separadores													
	adjacentes	alternados	2	3	4	5	6							
			número de combinações											
	25	22	22	18	14	14	7							
			isolação (dB)											
	RMS	MIN.	RMS	MIN.	RMS	MIN.	RMS	MIN.						
800	55,8	49,5	64,7	61,5	67,7	56,8	75,2	70,2	80,9	75,9	82,0	73,0	80,1	74,8
900	54,9	45,4	64,3	57,6	67,5	59,6	73,7	65,8	80,0	73,3	81,6	74,0	74,6	73,9
1000	53,8	46,0	63,3	57,6	68,0	60,9	73,5	66,0	79,2	73,5	82,5	76,0	77,2	70,9

TABELA 3 - Isolação de paradiafonia em cabos telefônicos calibre 19 de 100 pares e 3.000 pares de com -
primento

zados em grupos adjacentes, a margem de operação em relação ao acoplamento por paradiáfonia, na frequência de 1,024 MHz, será nula quando tomada a pior combinação de pares, ou seja, os sistemas estarão operando no limite permitido para esta interferência, enquanto que, considerando o valor RMS da isolação de paradiáfonia oferecida pelo cabo na mesma situação, a margem será de 7,8 dB. Para transmissão através de pares situados em grupos separados por 6 outros grupos, na pior combinação de pares a margem será de 25 dB, enquanto que para o valor - RMS da isolação, a margem será de 31 dB.

As consequências desta pequena margem de operação, no número máximo de sistemas que poderão operar em cabos telefônicos, serão analisadas no próximo Capítulo.

- CAPÍTULO V -

CAPACIDADE DE UTILIZAÇÃO DOS CABOS-TRONCO

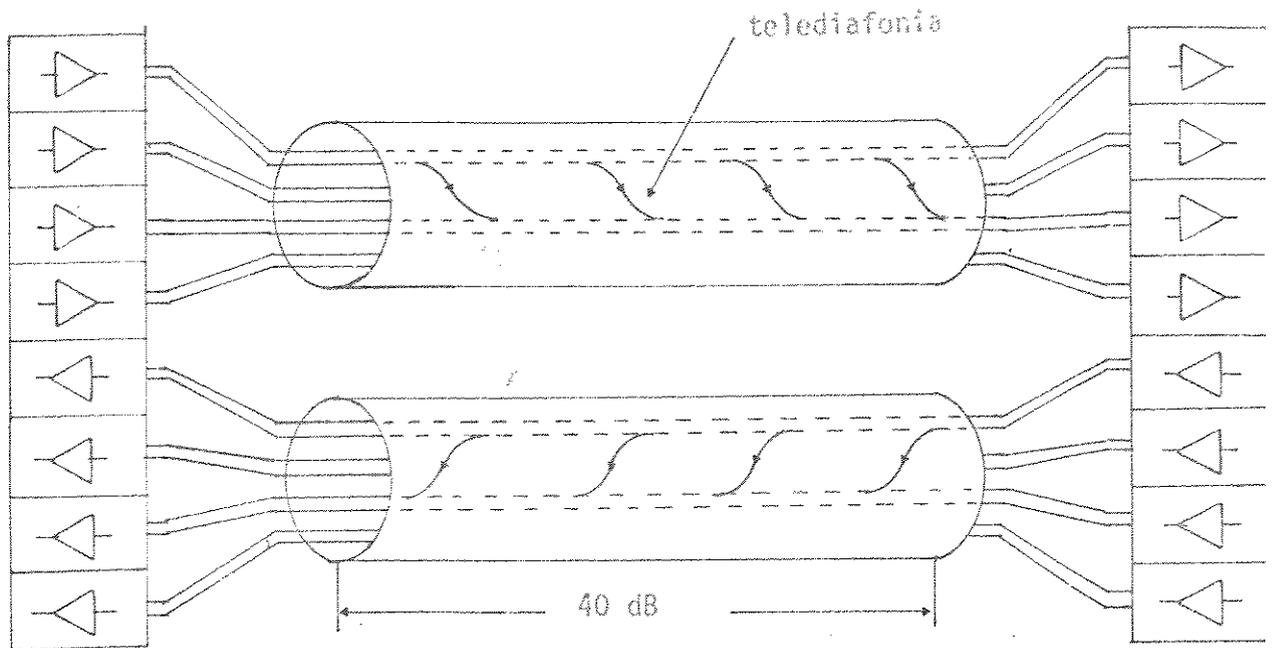
O objetivo deste Capítulo será analisar as condições de implantação dos sistemas MCP em cabos-tronco existentes no país, visando discriminar os fatores que irão limitar sua capacidade de utilização.

Este estudo baseou-se completamente no trabalho "Características - de Cabos Relevantes à Transmissão de Sinais Digitalizados" de Waldman et al (1974), e nos dados obtidos no Capítulo anterior e naqueles publicados por Cravis et al (1962).

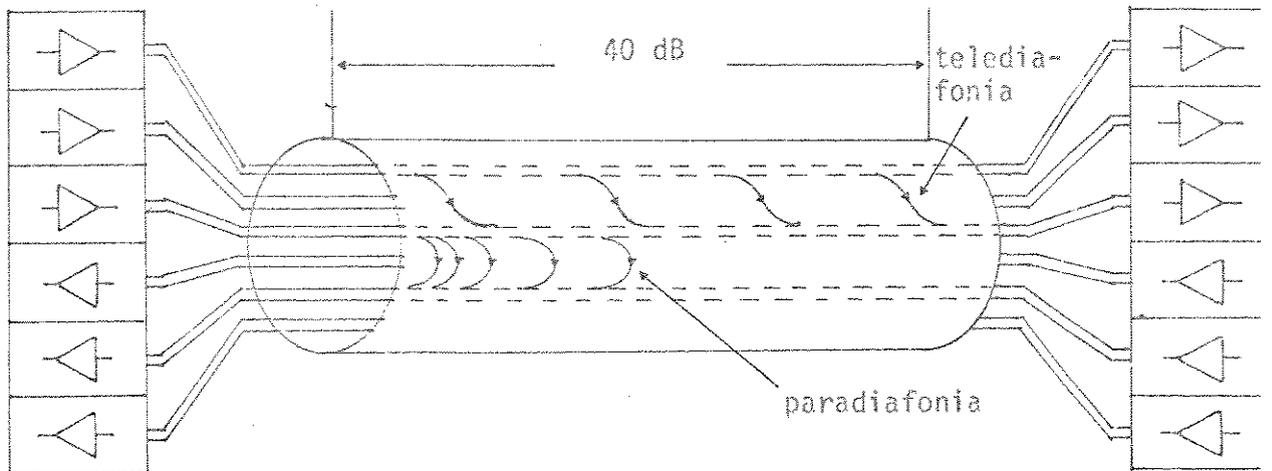
Será mostrado que o número de pares, que podem ser utilizados para transmissão digital, depende fortemente das características de atenuação e de diafonia do cabo, bem como do espaçamento entre repetidores e do tipo de instalação utilizado. A forte limitação imposta por estes fatores na ocupação dos pares do cabo, deve-se ao fato deste não ter sido construído prevendo-se a transmissão em altas frequências, como as dos sinais MCP.

A Figura V.1 mostra os principais tipos de instalação de sistemas MCP em cabos-tronco. A operação a dois cabos é a mais indicada por eliminar o efeito da paradiafonia. Entretanto, quando da obrigatoriedade do uso de apenas 1 cabo, o escalonamento dos repetidores permite reduzir o acoplamento de paradiafonia em até metade da atenuação (em dB) sofrida pelo sinal transmitido, o que permitirá um grande aumento na capacidade de utilização do cabo. Embora o escalonamento de repetidores represente uma elevação nos custos de instalação, assim mesmo, na maioria das vezes, esta opção deverá ser mais econômica que a instalação de novos cabos, em virtude do grau de utilização que pode ser conseguido.

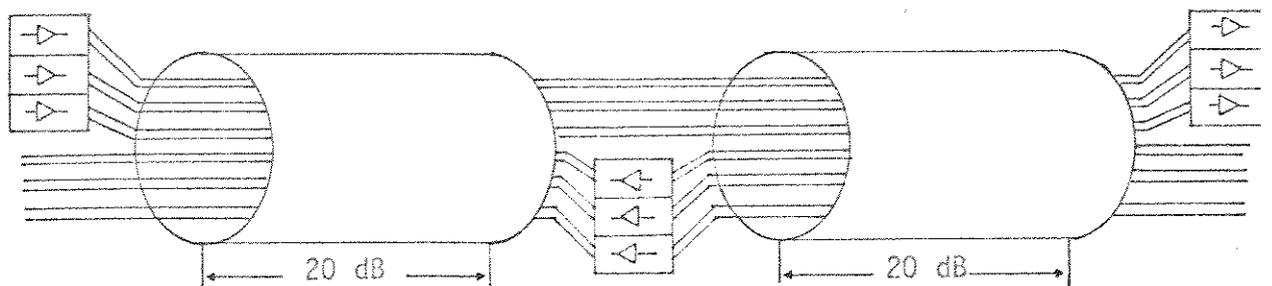
A atenuação imposta pelo cabo conjuntamente com o efeito da para-



a) Operação a dois cabos



b) Operação a um cabo



c) Repetidores escalonados

Figura V.1 - Tipos de instalação de um sistema PCM

diafonia, limitam as características do sistema em termos de espaçamento entre re-
petidores e/ou número de pares ocupados. Estas limitações podem, em grande parte,
serem contornadas pela escolha do tipo de instalação.

Em 1962, extensa investigação sobre as limitações de espaçamento -
e/ou número de pares utilizados, para operação de sistemas MCP de 24 canais, foram
realizadas por Cravis et al (1962). Eles concluíram que, para espaçamentos de 2
Km em cabos-tronco, a telediafonia permite a plena utilização dos pares desde que
estes sejam divididos em grupos de 51 pares. Entretanto, a paradiafonia impõe con-
dições mais severas, ficando o número de pares utilizáveis limitados pela seguin-
te expressão, válida para sistemas de 24 canais:

$$\bar{L} + 10 \log \left(\frac{n}{25} \right) \leq m - \sigma - 40 \quad (5.1)$$

onde:

\bar{L} = atenuação média de um lance em 772 KHz.

n = número de pares ocupáveis, mantendo a probabilidade -
de erro num lance em 10^{-7} com 99% de confiança.

m = atenuação média (em dB) de paradiafonia em 772 KHz ,
tomada sobre todas as combinações dos pares do cabo.

σ = desvio padrão (em dB) da atenuação de paradiafonia -
em 772 KHz.

Valores típicos para cabos de bitola 22 A.W.G. são: $\bar{L} = 35$ dB

(em temperatura elevada), $m = 84$ dB e $\sigma = 9$ dB. Estes dados fornecem um valor máximo para n de 25 pares. Uma utilização de 1400 pares, entretanto, pode ser conseguida reduzindo \bar{L} de 17,5 dB. Isto pode ser conseguido, ou diminuindo o espaçamento físico entre repetidores, ou escalonando-os, o que é mais econômico.

A seguir tentar-se-á obter uma estimativa semelhante para o número de pares ocupáveis, quando do uso de sistemas MCP de 32 canais. O método adotado é baseado na hipótese de que a soma das interferências de vários sistemas se aproxima a um processo gaussiano. A validade desta hipótese foi testada experimentalmente por Cravis et al (1962) e será discutida aqui.

As estimativas de utilização produzidas pelos métodos propostos, são baseadas nas características de atenuação e diafonia dos cabos instalados, subsequentemente conhecidas. Na verdade, uma série de medidas devem ser realizadas nestes cabos para que as previsões sejam mais confiáveis.

V.1 - CAPACIDADE DE UTILIZAÇÃO DE CABOS-TRONCO EM MCP DE 32 CANAIS

A Figura V.2 mostra uma curva típica de distribuição de paradiafonia na frequência de 772 KHz, tomada sobre o conjunto de combinações de pares do cabo. A curva se ajusta bem a uma distribuição normal quando as atenuações de diafonia são tomadas em dB. É evidente que, para ocupação parcial do cabo, uma seleção cuidadosa dos pares quanto à atenuação de paradiafonia, permitiria a máxima utilização dos mesmos. Entretanto, esta seleção exigiria um grande número de medições de paradiafonia, principalmente numa linha com vários repetidores e vários sinais MCP a serem transmitidos. Isto tornaria extremamente demorada e dispendiosa a tarefa de instalação da linha repetidora, exigindo numeroso pessoal qualificado, quando o que se deseja é justamente o contrário.

Torna-se, então, necessário projetar um sistema capaz de operar satisfatoriamente com um conjunto qualquer de n pares do cabo, escolhidos aleatoriamente.

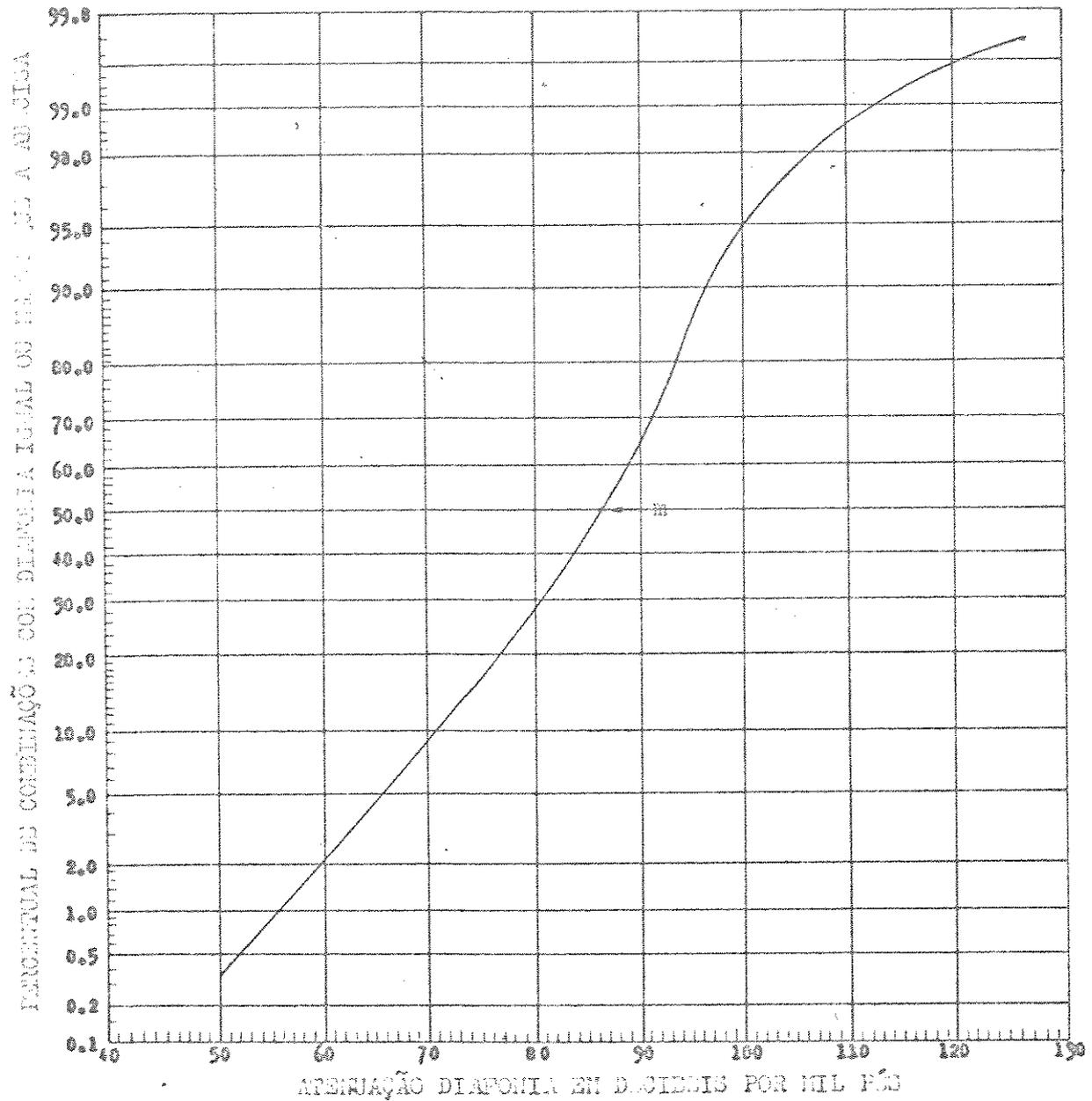
DISTRIBUIÇÃO DA PARADIAFONIA A 772 KHz

101 PARES, 26 ANG

PARES INTERFERENTES: 1 ATÉ 50

638 COMBINAÇÕES

PARES INTERFERIDOS: 51 ATÉ 101



m = MÉDIA ARITMÉTICA = 86,0 dB
 σ = DESVIO PADRÃO = 10,5 dB

Figura V.2 - Curva típica de distribuição de paradiáfonia
 (Obtida junto à Pirelli S/A.)

Quando se toma um conjunto grande de n pares, para transmissão de sinais MCP em ambas as direções, a paradiáfonia incidente em um par qualquer deste conjunto será a soma das interferências provenientes de diversos outros pares. As intensidades destas interferências poderão ser bastante diferentes, como mostra a Figura V.2, de maneira que, na maioria dos casos, a interferência total será provocada por apenas poucos interferentes, para os quais a atenuação de diafonia é muito baixa. Por isto, o equalizador foi projetado sob a hipótese de um único interferente. Agora deseja-se saber a intensidade do ruído na saída do mesmo, na presença de n interferentes.

A Figura V.3 mostra a forma do pulso de interferência $n(t)$ na saída do equalizador projetado, quando um pulso $p(t)$ for injetado num canal interferente, supondo o acoplamento de paradiáfonia representado por uma reta cuja inclinação é 6 dB/oitava. Como já comentado anteriormente, o modelo mais realístico seria uma reta com 4,5 dB/oitava. Portanto, os picos previstos na Figura V.3 estão superestimados na média e correspondem a uma atenuação paradiáfônica mínima de 46 dB em 1,024 MHz, para que não provoquem erro de detecção no instante ótimo de amostragem. Como se pode comprovar pela Figura V.2, este valor está bem próximo da atenuação diafônica das piores combinações de pares e, conseqüentemente, mesmo com poucos pares ocupados, existe o risco do desempenho cair abaixo do desejado.

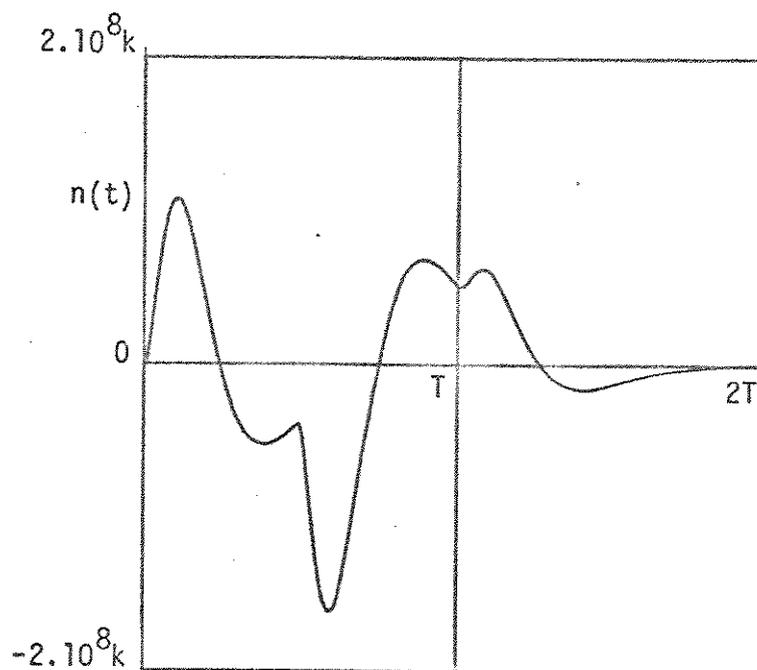


Figura V.3 - Pulso de interferência $n(t)$

O desempenho desejado para o sistema de transmissão será medido em termos da probabilidade de erro em cada repetidor e pela porcentagem de repetidores que apresentam probabilidade de erro abaixo da máxima desejada. Sabe-se que, se uma linha repetidora completa apresentar erros ocorrendo a uma taxa de 10^{-6} , - seu desempenho será satisfatório do ponto de vista da qualidade do sinal recebido pelo usuário, ou seja, este dificilmente ouvirá os "clicks" devido a esta taxa - de erro. Com base neste resultado, estabeleceu-se que a probabilidade de erro num repetidor deve ser menor ou igual a 10^{-7} e que 99% dos repetidores devem alcançar este objetivo. Portanto, para determinar o número de pares que podem ser utilizados nos diversos tipos de instalações e ainda manter o desempenho desejado, será necessário relacioná-lo com a probabilidade de erro no repetidor.

À medida que o número de interferentes cresce, a distribuição de probabilidade da amplitude da interferência total se aproxima de uma gaussiana, com média nula e variância dada pela soma das variâncias componentes. Para um determinado interferente, pode-se calcular a potência do ruído provocado pelo mesmo na saída do equalizador. Para tanto, integrando-se numericamente o pulso $n(t)$, - tem-se:

$$\frac{1}{T} \int_0^{\infty} \left[\frac{n(t)}{K} \right]^2 dt = 6,18 \times 10^{15} \quad (5.2)$$

onde $T = (2,048 \text{ MHz})^{-1}$ e $K2\pi f$ é a resposta em frequência do acoplamento de pa radiafonia. O valor mostrado na equação (5.2) corresponde a pulsos de amplitude - unitária na entrada da linha.

Supondo que os pulsos no sinal interferente ocorrem com probabili- dade 1/2, a potência N_i de ruído, na saída do equalizador, devido ao i'ésimo inter- ferente, será:

$$N_i = \frac{1}{2} K_i^2 \cdot 6,18 \cdot 10^{15} \quad (5.3)$$

Sendo A_i o acoplamento de paradiáfonia (em dB) do i -ésimo interferente em 1,024 MHz, tem-se:

$$A_i = 20 \log K_i + 20 \log 2\pi \cdot 1,024 \cdot 10^6 \quad (5.4)$$

$$\therefore 10 \log N_i = -3 + A_i + 20 \log \frac{\sqrt{6,18 \cdot 10^{15}}}{2\pi \cdot 1,024 \cdot 10^6} \quad (5.5)$$

$$= 18,7 + A_i \quad (5.6)$$

Tomada sobre o conjunto de todas as combinações de pares do cabo, A_i é uma variável aleatória que, quando expressa em dB, segue uma distribuição gaussiana de média $-m$ e variância σ^2 . Pode-se mostrar que a soma de um número n grande de variáveis assim distribuídas, é gaussiana com potência média $(10 \log n - m + 0,115 \sigma^2)$ dB (vide Waldman et al (1974)). Isto posto, a potência total de ruído na saída do equalizador, devido a n interferentes, será:

$$\bar{N}_t = 18,7 - m + 0,115 \sigma^2 + 10 \log n \quad (5.7)$$

Cravis et al (1962) adotaram os valores $m = 84$ dB e $\sigma = 9$ dB na -

frequência de 772 KHz. De acordo com um crescimento de 4,5 dB/oitava no acoplamento de paradiáfonia, tomou-se $m = 82$ dB e $\sigma = 9$ dB em 1024 MHz, resultando:

$$\bar{N}_t = 10 \log n - 54 \quad (5.8)$$

De acordo com a margem necessária para decisão correta, adotada no Capítulo anterior, ou seja:

$$\frac{h}{2} - n_{\max}(t) = 0,1 \quad (5.9)$$

onde se supõe que os pulsos a serem transmitidos têm amplitude unitária, ocorrerá erro na decisão sempre que o ruído tiver amplitude e sinal de modo que a equação (5.9) não seja satisfeita. Portanto, a potência P_c crítica, que resultará em erro na metade das vezes em que for superada, será:

$$P_c = 20 \log (h/2 - 0,1) \quad (5.10)$$

De acordo com resultados obtidos no Capítulo anterior, a altura máxima h do olho é aproximadamente 0,410 (supondo pulsos de amplitude unitária na entrada da linha), o que fornece:

$$\bar{P}_c = -19,6 \text{ dB} \quad (5.11)$$

Para que a probabilidade de erro máxima seja 10^{-7} , é necessário que o ruído não supere P_c com probabilidade 2×10^{-7} . Para isto é necessário que:

$$N_t \leq P_c - 20 \log 5 = P_c - 14 \quad (5.12)$$

ou seja:

$$M = P_c - 14 - N_t \geq 0 \quad (5.13)$$

onde M é chamada margem de operação do sistema.

Para o sistema médio, a margem de operação será:

$$\bar{M} = \bar{P}_c - 14 - \bar{N}_t \quad (5.14)$$

$$\therefore \bar{M} = 20,4 - 10 \log n \quad (5.15)$$

Portanto, o sistema médio funcionará desde que o número de pares utilizados seja menor ou igual a 107 pares. Entretanto, é necessário que 99% dos repetidores apresentem margem de operação positiva, para que os riscos de mau desempenho sejam razoavelmente baixos. Para determinar o número máximo de pares utilizáveis, em que esta condição seja satisfeita, é necessário considerar a variância σ_M^2 da margem de operação. De acordo com (5.13) tem-se:

$$\sigma_M^2 = \sigma_{P_C}^2 + \sigma_{N_t}^2 \quad (5.16)$$

Cravis et al (1962) relatam um valor experimental de 3,2 dB para σ_{N_t} medido em 772 KHz. Por falta de outras informações este valor será adotado - aqui. As variações de P_C em torno da média são devidas as variações na altura do pulso transmitido (± 1 dB), na largura do pulso transmitido ($\pm 0,5$ dB), na perda da linha (± 1 dB), na temperatura (± 1 dB), e na quantização do simulador externo de linha (± 1 dB), resultando em desvio padrão $\sigma_{P_C} = 2,06$ dB. As variações acima

foram estimadas para os repetidores do sistema T1 da Bell System Lab. por Mayo - (1962), com exceção do simulador externo de linha, para o qual projetou-se uma quantização mais estreita. Variações nas características do pré-amplificador e do simulador externo de linha não são consideradas, pois afetam igualmente o ruído e o sinal. Com isto, o desvio padrão da margem de operação será:

$$\sigma_M = (3,2^2 + 2,06^2)^{1/2} = 3,81 \text{ dB} \quad (5.17)$$

Para que M seja positiva com 99% de probabilidade, é necessário que $\bar{M} - 2,33 \sigma_M > 0$, ou seja:

$$20,4 - 10 \log n - 2,33 \cdot 3,81 > 0 \quad (5.18)$$

$$\therefore 10 \log n < 11,52 \quad (5.19)$$

o que faz com que o número máximo de pares ocupados seja 14. Entretanto, tal limite não é absolutamente crítico, pois se forem utilizados 50 pares, a margem de operação será $\bar{M} = 3,4 = 0,89 \sigma_M$ e a probabilidade do sistema funcionar satisfatoriamente sem prévia seleção de pares, será de 81%, o que pode valer o risco de algumas tentativas. A Figura V.4 mostra a probabilidade de desempenho satisfatório em função do número de pares ocupados, supondo repetidores não escalonados e pares não selecionados, para vários espaçamentos entre repetidores, expressos através da atenuação do cabo em dB.

Se o espaçamento entre repetidores for inferior ao valor nominal L de uma diferença ΔL (expressa em dB), o sinal a ser detetado não se alterará devido ao simulador externo de linha, mas o ruído será atenuado de ΔL , resultando num idêntico acréscimo na margem de operação. Deste modo a condição (5.19) se modificará para :

$$10 \log n < 11,52 + \Delta L \quad (5.20)$$

Supondo que o cabo ofereça uma atenuação de 20 dB/Km em 1,024 MHz, cada 150 m a menos na distância nominal entre repetidores permitirá dobrar o número de pares, mantendo a probabilidade de desempenho satisfatório do sistema em 99%.

Utilizando-se a instalação com repetidores escalonados e mantendo-se o espaçamento nominal, tem-se $\Delta L = 20$ dB e $n = 1400$ pares, que significa, na maioria das vezes, ocupação total do cabo.

De acordo com a Figura V.5, que mostra a relação entre a probabilidade de erro na detecção e a margem de operação, conclue-se que os sistemas com desempenho satisfatório deverão apresentar taxa de erro bem inferior ao limite de 10^{-7} . Uma margem de operação de apenas 3 dB acarretará uma probabilidade de erro de 10^{-13} . Por isto, se um sistema apresentar probabilidade de erro extremamente pequena numa particular situação, isto não significa que ele esteja bem acima das

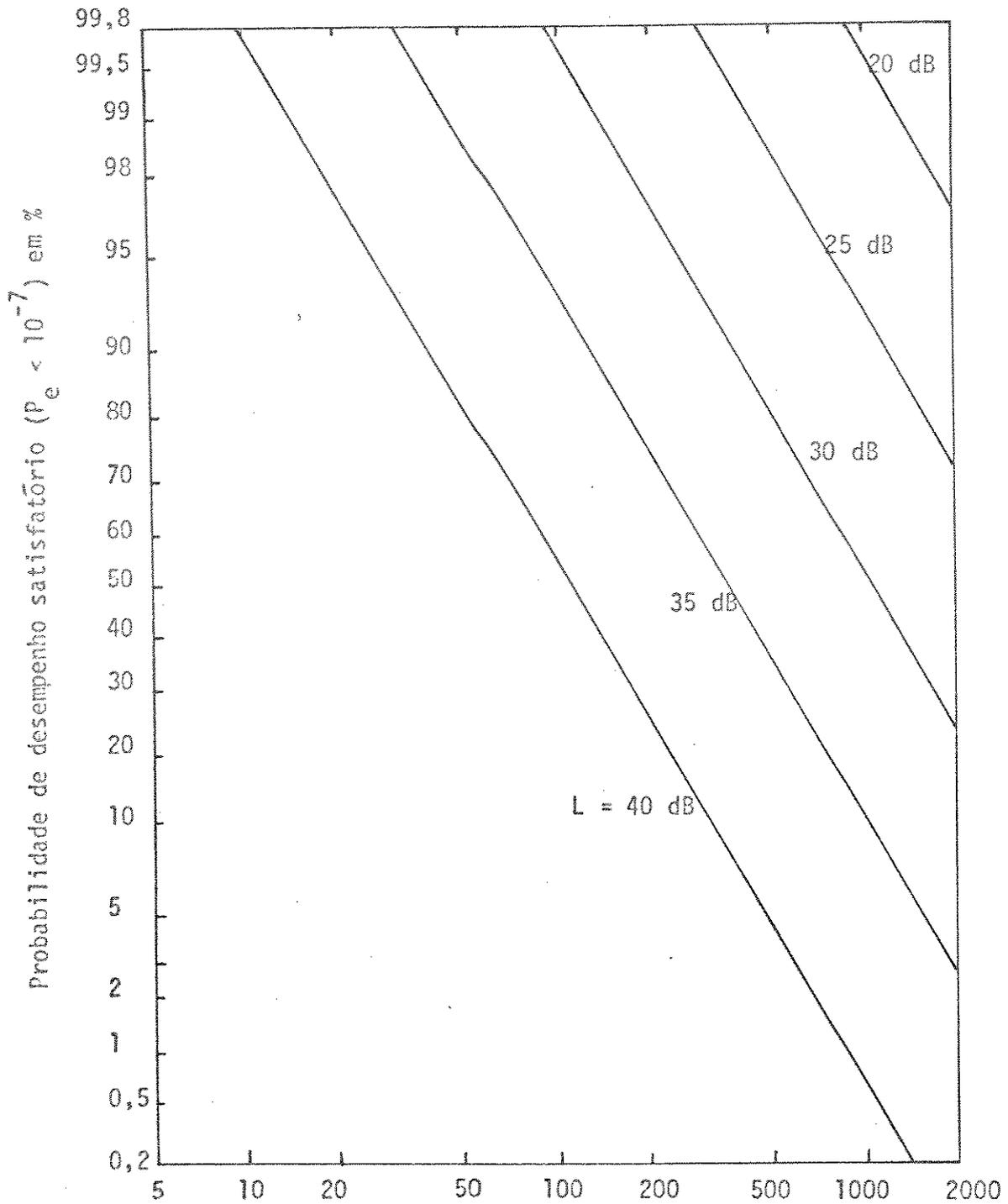


Figura V.4 - Probabilidade de desempenho satisfatório

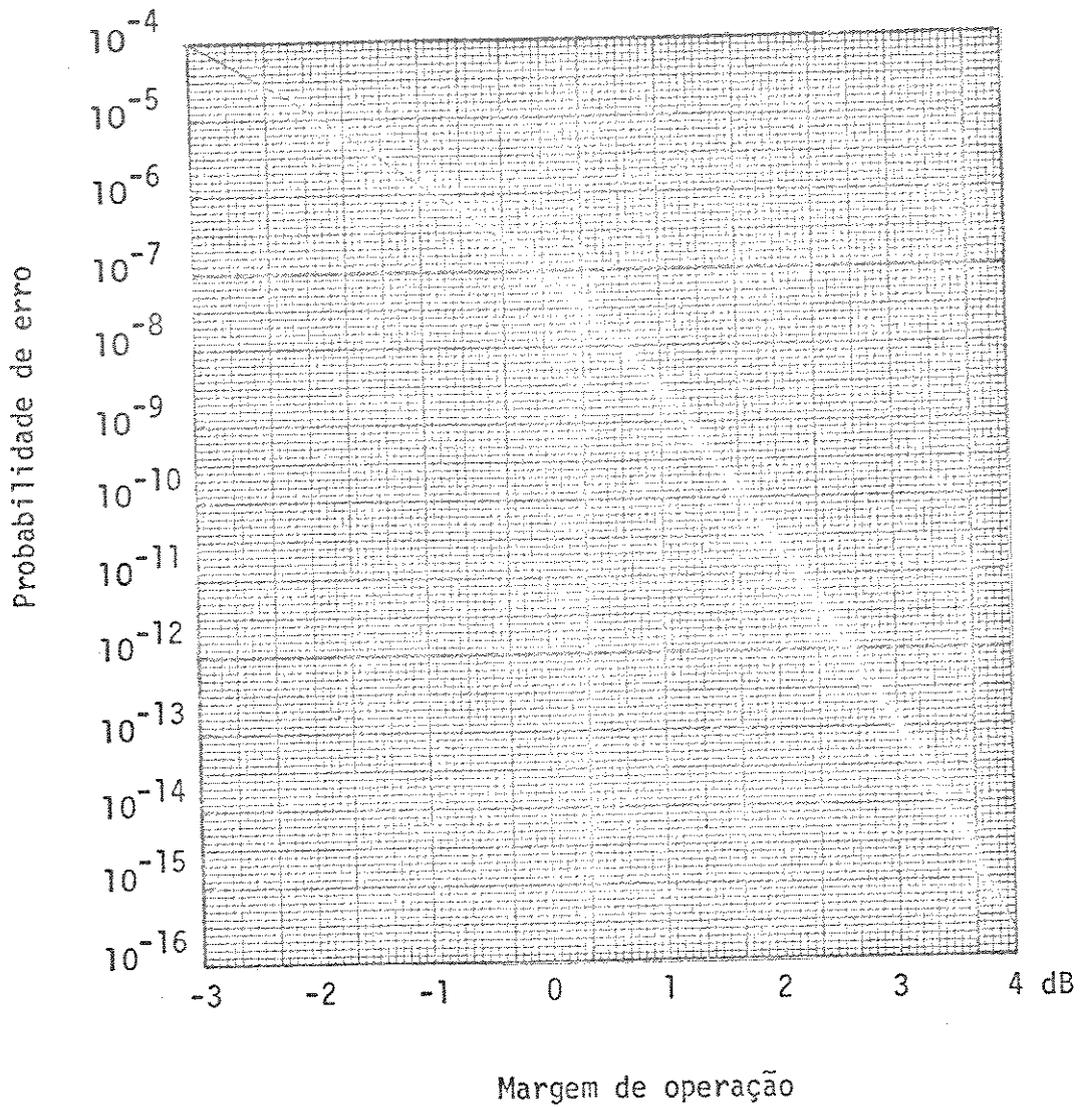


Figura V.5 - Relação entre margem de operação e probabilidade de erro

especificações, pois, uma escolha infeliz de pares poderia levá-lo a um desempenho insatisfatório em outra situação. Por outro lado, se a probabilidade de erro devido à diafonia for de 10^{-8} ou 10^{-9} , pode-se concluir que o desempenho do sistema é marginal, pois simples variações na temperatura ou nas tensões de alimentação poderão levá-lo a um mau desempenho.

A discussão desenvolvida acima está inteiramente baseada na hipótese, de que a distribuição de amplitude da paradiafonia resultante de n fontes independentes, seja gaussiana. Cravis et al (1962), usando até 50 geradores independentes, confirmaram experimentalmente que a distribuição gaussiana é seguida pelo menos até cerca de 3 desvios-padrão. Este resultado, embora indicativo, não é suficiente para validar as conclusões acima, pois trabalhou-se com probabilidades de erro de 10^{-7} ou menos, o que exige a confirmação da distribuição gaussiana até, pelo menos, 6 desvios-padrão.

V.2 - CONCLUSÕES

Como era de se esperar, ficou estabelecido que o número de pares ocupáveis por sistemas MCP de 32 canais é inferior ao número ocupável por sistemas de 24 canais, para o mesmo risco de falha por excesso de erros, supondo idênticas especificações para os dois sistemas e ausência de seleção de pares. Entretanto, esta diferença é suficientemente pequena para poder ser, em boa parte, neutralizada por especificações mais severas no sistema de 32 canais. Mesmo que isto não seja feito, entretanto, a diferença é bem menor que as variações estatísticas de ocupabilidade do cabo, associadas à escolha do conjunto de pares utilizáveis.

O espaçamento entre repetidores mostrou ser um fator bastante crítico no estabelecimento da capacidade de ocupação do cabo, evidenciando a conveniência do escalonamento entre repetidores quando da utilização de um cabo para transmissão nas duas direções, especialmente quando é prevista uma ocupação extensiva do mesmo por MCP no futuro.

A determinação da margem de operação em sistemas com desempenho satisfatório parece problemática, pois a probabilidade de erro, que é o único pa

râmetro facilmente mensurável, cai a valores bastante baixos a menos que o sistema esteja marginal. Por isso, tudo indica que a correta avaliação da qualidade do sistema projetado (ou mesmo de quaisquer outros) só será obtida mediante extensivos testes de campo, nos quais se determinará diretamente a probabilidade de desempenho satisfatório.

Um levantamento completo das características de atenuação e diafonia dos cabos em operação no país seria desejável, visando confirmar os dados e hipóteses sobre os quais se baseiam os resultados apresentados. A dimensão desta tarefa, entretanto, é tão grande que não se justifica sua realização. Parece mais razoável projetar o sistema em função dos dados obtidos em laboratório ou fornecidos por fabricantes, e depois deixar que os testes de campo determinem sua real capacidade. Afinal, o projeto do repetidor pouco depende destas informações, uma vez que ele pressupõe a existência de uma única fonte de paradiafonia e é feito para permitir que ela seja tão intensa quanto possível sem causar erros. As características dos cabos em operação influirão, principalmente, na capacidade de utilização das instalações por sistemas MCP.

- CAPÍTULO VI -

CONCLUSÕES

Este trabalho mostrou dois processos de otimização de um equalizador para um trem de pulsos quadrados com fator de ocupação de 50%, transmitidos a uma taxa de 2,048 Mb/s através de cabos multipares. Um dos processos, sendo de caráter teórico, forneceu um limite para o desempenho máximo possível do equalizador em termos de probabilidade de erro na detecção, sob a condição de ausência de interferência entre símbolos após o equalizador. Como resultado, obteve-se a forma do espectro do pulso equalizado, o qual se assemelha bastante à característica cosseno-levantado, e a resposta em frequência do equalizador ótimo.

O outro método de otimização, mais apropriado a um projeto prático, forneceu um equalizador mais facilmente realizável, otimizado de modo a permitir a maior incidência de ruído devido à paradiáfonia provocada por um único interferente. A resposta oferecida pelo circuito implementado se assemelha à resposta teórica obtida anteriormente, o que permite concluir, que os pulsos, na saída do equalizador prático, devem se apresentar razoavelmente contidos em seus próprios intervalos de tempo. Este segundo método também forneceu o valor mínimo exigido para a atenuação da paradiáfonia, o que permitiu o desenvolvimento de uma estimativa da capacidade de ocupação de um cabo multipar, por sistemas de 32 canais, para transmissão em ambas as direções. Esta estimativa mostrou que o cabo pode ser quase que completamente ocupado, mantendo-se uma probabilidade de erro máxima de 10^{-7} para 99% dos repetidores a serem instalados, sem a necessidade de seleção prévia de pares, desde que se utilize uma instalação com repetidores escalonados.

A paradiáfonia mostrou ser a única fonte de ruído relevante, quando da transmissão nos dois sentidos dentro do mesmo cabo, uma vez que a telediafonia permite a total ocupação do cabo e que o ruído térmico é totalmente desprezível - em face do nível do sinal na entrada do repetidor, quando o espaçamento é de 2 Km.

Os parâmetros que mostraram ser críticos neste estudo foram espaçamento entre repetidores, a atenuação do cabo, o acoplamento de paradiáfonia e o número de pares ocupados. Chegou-se à conclusão que o acoplamento de paradiáfonia e a atenuação do cabo, limitam o espaçamento entre repetidores e/ou número de pares utilizáveis.

Em termos de probabilidade de erro atingível na detecção, a otimização teórica mostrou que a forma do pulso a ser transmitido é irrelevante, o mesmo não se podendo dizer em relação ao código utilizado para transmissão.

Os dois modelos para o acoplamento de paradiáfonia considerados - no Capítulo III, provocaram diferenças praticamente desprezíveis na forma do equalizador ótimo teórico, bem como na forma do pulso na saída do mesmo, o que permite concluir sobre a indiferença na escolha de um deles.

A necessidade do levantamento das características dos cabos em operação no país, bem como as dificuldades para realização desta tarefa, tornaram-se aparentes neste trabalho. Em face das dificuldades, concluiu-se que talvez seja conveniente projetar o sistema com os dados disponíveis e deixar os testes de campo mostrar sua real capacidade, embora uma determinação confiável do desempenho que um sistema terá em operação prolongada, seja problemática, em virtude da probabilidade de erro cair a valores bastante baixos, a menos que o sistema esteja marginal.

É oportuno lembrar, que este trabalho foi orientado para um sistema em que o sinal digital é enviado através de cabos telefônicos convencionais já instalados. Esta é a concepção do sistema T1 lançado pela Bell nos Estados Unidos em 1962, onde o espaçamento entre repetidores é um parâmetro pré-fixado por razões econômicas. O principal objetivo do sistema T1, foi empregar as vantagens da comunicação digital, para aumentar a capacidade de transmissão de uma rede telefônica quase que totalmente implantada. Com isso, a capacidade de utilização deste sistema ficou condicionada pelas limitações impostas por um meio de transmissão, que não foi construído para este fim.

A situação atual do Brasil parece diferir da descrita acima, quan

to aos seguintes aspectos:

- a) A disponibilidade atual no país de cabos especialmente construídos para uso com sistemas MCP, nos quais a incidência de paradiafonia é bastante reduzida pela blindagem de grupos de pares;
- b) A dimensão relativamente reduzida do investimento já realizado em instalação da rede telefônica no país, quando comparada com o investimento planejado;
- c) As perspectivas de vantagens cada vez maiores no uso de comunicações digitais, ainda mais promissoras que há doze anos atrás.

Esta comparação parece indicar que seja oportuno promover o estudo de soluções ótimas para transmissão de MCP em cabos especiais, visando sua aplicação em linhas a serem instaladas, ao mesmo tempo que se desenvolve sistemas para operar em cabos já instalados. Neste estudo, o espaçamento entre repetidores seria um parâmetro a ser fixado em projeto e todo problema de transmissão poderia ser analisado sem as restrições do uso de cabos e instalações convencionais, visando estabelecer o sistema que permitirá no futuro aproveitar totalmente as vantagens da comunicação digital aplicada à telefonia.

REFERÊNCIAS

1. Aaron, M. R., "PCM Transmission in The Exchange Plant", The Bell System Technical Journal, 41, pp. 99-142, 1962.
2. Cravis, H., e T. V. Crater, "Engineering of T1 Carrier System Repeteaded Lines", The Bell System Technical Journal, 41, pp. 431-486, 1962.
3. Eager, G. S., Jr., L. Jachimowicz, I. Kolodny e D. E. Robinson, "Transmission Properties of Polyethylene Insulated Telephone Cables at Voice and Carrier Frequencies", Transactions of The AIEE, 78, pp. 618-640, 1959.
4. Einarsson, G., "Optimum Frequency Response for PCM Repeaters", Ericsson Technics, 3, pp. 167-188, 1971.
5. Lucky, R. W., J. Salz e E. J. Weldon, Jr., "Principles of Data Communication", Mc Graw-Hill Book Company, 1968.
6. Mayo, J. S., "A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals", The Bell System Technical Journal, 41, pp. 25-97, 1962.
7. Waldman, H., A. A. A. Araújo, H. D. Romano, "Características de Cabos Relevantes à Transmissão de Sinais Digitalizados", 1974.