

SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL NA

TRANSMISSÃO DE SINAIS MCP

ATRAVÉS DE CABOS

AMAURI LOPES

Orientador: HÉLIO WALDMAN

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas, da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP - como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de DOUTOR EM CIÊNCIAS.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEZEMBRO 1982

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

À Sandra, Eurico e Marina

RECONHECIMENTOS

Mais importante que agradecer a participação do Dr. Hélio Waldman na elaboração deste trabalho, orientando sua execução e gerando idéias, é ressaltar a importância da sua atuação na Faculdade de Engenharia de Campinas. Os cursos de Pós-Graduação, a formação do pessoal, os trabalhos publicados e os desenvolvimentos e pesquisas realizados, referentes à área de Transmissão Digital desta Faculdade, são consequência direta ou indireta do seu trabalho.

Importante também é a presença do Eng^o José Geraldo Chiquito, proporcionando esses anos de trabalho em conjunto, onde os conhecimentos e experiências foram grandemente enriquecidos, e se constituindo em fonte constante de motivação para novos empreendimentos.

AGRADECIMENTOS

Aos colegas, pelo seu incentivo, sugestões e discussões, à M. Júlia, pelo trabalho de datilografia, e aos rapazes Edson e Luis, pela confecção das figuras, meu muito obrigado.

ÍNDICE

RESUMO	
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO II - SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL	7
II.1 - INTRODUÇÃO	8
II.2 - CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE RESPOSTA PAR CIAL	11
II.3 - FORMAS DE DETEÇÃO E DE CONFORMAÇÃO DO CANAL	29
CAPÍTULO III - CONVENÇÕES E CRITÉRIOS DE AVALIAÇÃO DE DESEM PENHO	43
CAPÍTULO IV - SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL EM CABOS COAXIAIS	50
IV.1 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CABO E RUÍDO ...	51
IV.2 - CANAIS ÓTIMOS	52
IV.3 - EXPRESSÕES GERAIS PARA OS CANAIS PRÁTICOS .	61
IV.4 - CANAL DUOBINÁRIO I (DI)	63
IV.5 - CANAL DUOBINÁRIO II (DII)	68
IV.6 - CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO I (DMI)	74
IV.7 - CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO II (DMII)	77
IV.8 - CONFORMAÇÃO DIGITAL (C.D.)	81
IV.9 - SISTEMAS 4B-3T - CONCLUSÕES	86
CAPÍTULO V - SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL EM CABOS MULTIPA RES	94
V.1 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CABO E RUÍDO	95
V.2 - CANAIS ÓTIMOS	116
V.3 - CANAIS PRÁTICOS	119
V.4 - SISTEMAS EXISTENTES	126
	.../.

CAPÍTULO VI - CONSTRUÇÃO DE UM EQUALIZADOR PARA SISTEMAS DE 60 CANAIS	135
VI.1 - INTRODUÇÃO E ESPECIFICAÇÕES	136
VI.2 - EQUALIZADOR DE AMPLITUDE	137
VI.3 - EQUALIZADOR DE FASE	148
CAPÍTULO VII - RESUMO DAS CONCLUSÕES	168
APÊNDICES	173
APÊNDICE A - RECEPTOR ÓTIMO TEÓRICO	174
APÊNDICE B - PROCEDIMENTO PARA CÁLCULO DE DIAGRA MAS DE OLHOS	180
BIBLIOGRAFIA	188

RESUMO

O objetivo deste trabalho é analisar a aplicação da técnica de resposta parcial na transmissão de sinais MCP através de cabos coaxiais e telefônicos e estabelecer uma base que justifique seu avanço nesta área e que permita avaliar a conveniência de sua aplicação aos sistemas brasileiros.

Para isto são analisados os aspectos que identificam e evidenciam os sistemas de resposta parcial e são selecionados aqueles exemplares que se distinguem por sua adequação à constituição de canais digitais em cabos. São obtidas as características de desempenho de tais canais quando conformados segundo estes exemplares e também quando construídos segundo as particularidades do sistema convencional típico de cada tipo de cabo. Com isto torna-se possível não só o ordenamento destes exemplares segundo seu desempenho e complexidade, mas também a conclusão sobre a capacidade desta técnica em oferecer alternativas competitivas ou superiores aos sistemas convencionais. Neste estudo são enfatizados os aspectos práticos da transmissão via cabos, de forma a vincular as avaliações à realidade prática.

Conclui-se que esta técnica é uma alternativa vantajosa no caso coaxial e permite construir linhas MCP de primeira hierarquia com o dobro da velocidade convencional. Por fim, é descrita a construção de um filtro receptor para os repetidores de tais linhas.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

As formas de onda normalmente empregadas nos sistemas de transmissão digital em que a informação é representada pelas amplitudes de pulsos, se caracterizam por não provocar interferência entre símbolos em instantes de tempo regularmente espaçados - os instantes ótimos de amostragem - satisfazendo, portanto, a condição conhecida como primeiro critério de Nyquist para controle da interferência entre símbolos. A técnica de resposta parcial, por outro lado, se caracteriza por empregar formas de onda que provocam uma interferência restrita e conhecida sobre estes instantes, objetivando com isto suavizar algumas das consequências produzidas pela imposição do critério acima.

Esta interferência é restrita por ser provocada por poucos interferentes e é conhecida no sentido de que estes se situam em intervalos de tempo anteriores ao interferido, o que permite descontar sua influência antes da detecção do símbolo afetado. A adoção desta característica implica, fundamentalmente, em maior liberdade de conformação do espectro da forma de onda envolvida, ou seja, do espectro do pulso equalizado. Daí resulta a possibilidade de maior imunidade a erros na posição em que se realiza a amostragem para a decisão da mensagem recebida, a possibilidade de sistemas práticos que transmitem dois símbolos por segundo por Hertz de faixa de frequências e a possibilidade de melhor desempenho frente ao ruído.

Por outro lado, a presença da interferência entre símbolos torna inevitável o fenômeno de aumento do número de níveis de recepção em relação àquele originalmente empregado na transmissão, e implica em sistemas mais complexos que aqueles equivalentes que operam segundo as regras do critério de Nyquist. Entretanto, estas desvantagens tendem a desaparecer quando são consideradas as características apresentadas pelos canais práticos, uma vez que, em geral, estes exigem a utilização de sistemas onde o excesso de níveis e a maior complexidade já estão presentes, como é o caso típico daqueles empregados para a transmissão de sinais MCP em cabos coaxiais e telefônicos.

Esta técnica surgiu em 1963 como fruto da tentativa de alcançar a máxima velocidade de transmissão permitida para canais que operam com ausência de interferência nos instantes de amostra

gem, e tem sido aplicada em sistemas de transmissão digital com modulação, onde é encarada como instrumento para a máxima exploração da faixa de frequências disponível.

O objetivo deste trabalho é analisar as possibilidades desta técnica quando aplicada na transmissão de sinais MCP através de cabos coaxiais e telefônicos, com o intuito de estabelecer uma visão adequada de suas vantagens e desvantagens em relação aos sistemas tradicionalmente empregados nestas situações, e com isto estabelecer uma base que explique seu avanço nesta área e que proporcione os conhecimentos necessários não só para a avaliação da conveniência de sua aplicação nos sistemas brasileiros, mas também para o desenvolvimento destes segundo esta técnica, se este for o caso.

Para isto, são analisados os aspectos principais que identificam e evidenciam os sistemas de resposta parcial, o que torna possível o selecionamento de alguns exemplares que se distinguem por sua adequação à constituição de canais digitais em cabos. A partir daí são obtidas as características de desempenho de tais canais quando conformados segundo estes exemplares, e também quando construídos segundo as características do sistema convencional típico de cada tipo de cabo, o que possibilita não só o ordenamento destes exemplares de acordo com seu desempenho e complexidade, mas também a conclusão sobre a capacidade dessa técnica em oferecer alternativas competitivas ou superiores aos sistemas convencionais.

Neste estudo são enfatizados os aspectos práticos apresentados pelos sistemas digitais em cabos, de maneira a vincular as avaliações à realidade prática. Em vista disto, a atenção é concentrada em canais que exibam características que realmente são passíveis de utilização, dadas a tecnologia e as necessidades atuais. As análises realizadas em relação a características ótimas, além de levar em conta parte destes aspectos práticos, se destinam apenas ao estabelecimento de referências em termos de desempenhos teoricamente atingíveis nas condições adotadas. Além disto, as comparações desenvolvidas se baseiam não apenas na probabilidade de erro nos instantes ótimos de amostragem, mas também na sensibilidade de cada sistema em relação às imprecisões de posicionamento dos pulsos de relógio, na facilidade de implementação e na adequa

ção de cada sistema em relação ao meio de transmissão.

Considerando agora as partes que compõem este trabalho, o Capítulo II apresenta inicialmente uma discussão sobre a impraticabilidade da máxima velocidade de transmissão permitida para os sistemas que satisfazem o primeiro critério de Nyquist, mostra a relação que existe entre as dificuldades para se atingir este limite e a suavidade do espectro do pulso equalizado associado e apresenta a técnica de resposta parcial como uma forma de se conseguir maior suavidade espectral numa dada faixa de frequências. A seguir, baseando-se nas características da interferência entre símbolos associada, é desenvolvido o relacionamento que existe entre esta técnica e o critério de Nyquist, o qual proporciona enfoques interessantes para a observação das propriedades desses sistemas. São discutidos e comparados dois processos de detecção da mensagem recebida e duas formas de implementação do canal associado a cada exemplar de resposta parcial. Por fim seleciona-se os exemplares que serão alvo de atenção nos próximos capítulos.

O Capítulo III é usado para o estabelecimento das condições que vigorarão no restante do trabalho e para a apresentação e discussão dos parâmetros empregados na avaliação de desempenho. Justifica-se a adoção do pior caso em termos de interferência entre símbolos não desejada, como situação conveniente para a observação dos sistemas através do parâmetro probabilidade de erro, o que coloca em evidência o diagrama de olhos como instrumento de análise das potencialidades de cada sistema. Com base neste diagrama são definidos dois parâmetros fundamentais neste estudo: a relação "margem de pior caso para a correta detecção dos símbolos/ruído" e a degradação da abertura dos olhos. Através destes será possível descrever o desempenho sem se ater explicitamente aos valores da probabilidade de erro, e esta descrição mostrará a imunidade de cada sistema em relação às imprecisões do posicionamento dos pulsos de relógio.

A aplicação da técnica de resposta parcial para a transmissão de sinais MCP através de cabos coaxiais é estudada no Capítulo IV. A inexistência de um valor padronizado para a atenuação do trecho de cabo que une dois repetidores regenerativos, exige o estudo dos sistemas para uma gama de valores deste parâmetro de

espaçamento. Este estudo se inicia com o desenvolvimento de canais ótimos para cada exemplar considerado e continua com a construção e avaliação de canais práticos. As características de alguns exemplares implicam na necessidade da utilização de formas não usuais para o desenvolvimento destes canais, de modo a se contornar as dificuldades de implementação que estas características acarretam. Os sistemas são comparados entre si e suas possibilidades de aplicação são avaliadas através da confrontação com o sistema que emprega um código de blocos do tipo 4B-3T. Daí se conclue que a técnica de resposta parcial, representada por um de seus exemplares, é uma alternativa vantajosa, dada a tendência atual para a maximização de desempenho, propiciada pelo avanço da tecnologia.

O estudo do desempenho dos exemplares escolhidos é completado no Capítulo V, onde se considera sua aplicação na transmissão de sinais MCP de primeira hierarquia através de cabos telefônicos. A caracterização do ruído inerente a este tipo de cabo recebe atenção especial, dada a complexidade de descrição da interferência de diafonia, principalmente quando da existência de vários interferentes. De posse desta descrição, são analisadas as particularidades apresentadas pelos sistemas de transmissão digital frente a este tipo de ruído, as quais direcionam o estudo dos canais ótimos e práticos deste capítulo. Este estudo cria as bases para o julgamento dos sistemas existentes, inclusive aqueles que já utilizam a técnica de resposta parcial, julgamento este que é acompanhado de uma discussão sobre as alternativas criadas por esta técnica para a construção de sistemas MCP mais eficientes que os tradicionais. Daí se conclue sobre a conveniência da duplicação da velocidade de transmissão convencional e se argumenta a favor do desenvolvimento no Brasil de sistemas com esta característica.

A descrição do início de um trabalho exploratório sobre as dificuldades de construção de tais sistemas é desenvolvida no Capítulo VI. Basicamente este início se refere à implementação de um filtro de recepção cuja função é a conformação final das respostas de amplitude e de fase de um canal, de maneira a se atingir a forma desejada para o pulso equalizado. É apresentado o procedimento adotado na confecção do circuito equalizador de amplitude, onde o resultado desejado é atingido sem maiores dificuldades.

O mesmo não ocorre, porém, com a resposta de fase, em virtude da ausência de uma sistemática adequada para o projeto dos corretores associados. Esta constatação motivou o estudo desta problemática, o qual permitiu o desenvolvimento de um método adequado para a e laboração da equalização de fase em repetidores regenerativos. Os resultados obtidos ao longo deste trabalho exploratório são avalia dos através das respostas de amplitude e de fase do canal e das formas dos pulsos equalizados e diagramas de olhos correspon den tes.

O Capítulo VII apresenta um resumo das principais con clusões obtidas e o trabalho é encerrado com a apresentação de dois apêndices. O primeiro contém o desenvolvimento necessário pa ra a obtenção das características de canais digitais ó timos, da das a forma do pulso de transmissão e a função de transferência do meio de transmissão, otimização esta válida tanto para o caso em que se deseja a ausência da interferência entre sí m b olos nos instantes ó timos de amostragem, como para o caso em que se obje ti va a presença da interferência controlada típica dos sistemas de resposta parcial.

O segundo apêndice trata do procedimento aqui desenvol vido para a obtenção dos diagramas de olhos referentes a có digos de linha que impõem correlação entre os sí m b olos das sequências que os satisfazem. A motivação para tal desenvolvimento foi a ne cessidade da obtenção dos diagramas de olhos associados a có digos de blocos do tipo 4B-3T.

CAPÍTULO II

SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL

II.1 - INTRODUÇÃO

Os sistemas de resposta parcial surgiram como fruto da tentativa de melhor utilização da faixa de frequências disponível para transmissão de sinais digitais [1]. Como se sabe, a teoria de Nyquist prevê que a velocidade máxima possível para tal transmissão, sob a condição de ausência total de interferência entre símbolos em instantes de tempo regularmente espaçados, é de dois símbolos por segundo por Hertz de faixa. Também, esta velocidade só é atingida quando o espectro de frequências do canal é igual àquele do filtro passa-baixas ideal com corte na frequência igual à metade da velocidade de transmissão dos símbolos, o qual é denominado filtro ideal de Nyquist. Entretanto, este limite nunca foi tentado na prática, apresentando-se para isto duas justificativas principais: o filtro ideal é irrealizável e o desempenho de tal sistema é extremamente sensível a variações da posição em que se realiza a amostragem para a decisão sobre os símbolos recebidos.

O problema da realizabilidade requer algum cuidado ao ser analisado, pois todas as características classificadas como passíveis de serem utilizadas por apresentarem um espectro de frequências mais suave que aquele do filtro ideal, mas que ainda apresentam uma limitação bem definida na largura deste espectro - como, por exemplo, todos os exemplares da classe cosseno levantado [2] - também são irrealizáveis segundo o critério de Paley-Wiener [3], justamente por apresentarem espectro de frequências limitado. O ponto comum a todas estas características irrealizáveis é que ao se tentar se aproximar mais e mais da resposta de amplitude desejada, obtém-se, em contrapartida, uma resposta de fase associada que tende a divergir e se diferenciar cada vez mais daquela intencionada.

Em vista destes fatos, é melhor se ater à maior ou menor facilidade de aproximação prática destas características e às consequências do fato de se conseguir apenas uma aproximação das mesmas. Neste sentido, quanto mais suave é a forma espectral do canal, menos significativas são as caudas da resposta impulsiva associada, uma vez que o decaimento assintótico das mesmas se acentua à medida que se suaviza o espectro, permitindo assim que as diferenças inevitáveis que existem entre o resultado de uma imple

mentação prática e a forma teórica desejada sejam cada vez menos importantes sob o ponto de vista de desempenho. Porém, deve-se lembrar que esta suavização espectral e a conseqüente atenuação das dificuldades de implementação, implicam num excesso de faixa em relação à mínima exigida para uma dada velocidade de símbolos, ou seja, implicam num menor número de símbolos por segundo por Hertz. Por outro lado, quando se caminha em sentido contrário, isto é, quando se tenta se aproximar da velocidade máxima teórica para uma dada faixa de frequências, observa-se um decréscimo contínuo das possibilidades de suavização com um conseqüente aumento nas amplitudes das caudas da resposta impulsiva associada. Este comportamento implica em maiores dificuldades de implementação não só pelo fato de que a resposta de amplitude teórica exibe um corte cada vez mais abrupto e a resposta de fase associada se distancia cada vez mais daquela desejada, implicando assim em dificuldades crescentes para sua correção, mas também porque pequenas diferenças entre as respostas impulsivas implementada e teórica, implicam em mudanças significativas do comportamento da interferência entre símbolos prevista, visto que as amplitudes das caudas ganham significado crescente.

A par deste processo de crescimento das dificuldades de implementação, o aumento das amplitudes das caudas, à medida que se caminha em direção ao filtro ideal de Nyquist, faz com que os olhos associados se tornem cada vez mais estreitos, e por fim, quando esta condição é atingida, estes exibem abertura apenas no instante de amostragem. Logo, qualquer desvio desta em relação à posição correta poderá resultar em decisões erradas mesmo na ausência de ruído.

Esta discussão leva à conclusão de que as maiores ou menores facilidades de aproximação prática das características de Nyquist, bem como a maior ou menor imunidade de um dado sistema em relação ao posicionamento dos pulsos de relógio de amostragem, são fruto direto da maior ou menor suavidade espectral de tais características.

Existem dois caminhos básicos para a realização da suavização da característica espectral de um canal digital genérico, mas cada qual apresenta seu respectivo ônus: ou se mantém a exi

gência da ausência de interferência entre símbolos nos instantes de amostragem e se lança mão de um excesso de faixa de frequências em relação à mínima necessária, obtendo-se assim uma velocidade de transmissão menor que a máxima permitida, ou se abandona este critério, permitindo o aparecimento da interferência nestes instantes e ganhando, em troca, a possibilidade de formas espectrais suaves mesmo com a faixa mínima de Nyquist.

Em particular, os sistemas convencionais para transmissão de sinais MCP via cabos optam pela primeira alternativa. É interessante notar que nesta situação não existe uma definição clara de faixa de frequências utilizável, uma vez que aí não existem restrições normativas para a mesma, e uma vez que a resposta de amplitude da função de transferência dos cabos apresenta um decaimento contínuo com frequência. Isto faz com que o problema da escolha dos parâmetros destes sistemas seja tratado sob o ponto de vista de um compromisso entre vários fatores antagônicos.

Por outro lado, tal não ocorre com os sistemas de transmissão digital via rádio, onde, em geral, a faixa de frequências disponível está pré-fixada e se deseja a maior velocidade possível, inclusive até para tornar estes sistemas competitivos com os analógicos.

A busca de uma melhor utilização da faixa de frequências disponível, relacionada principalmente com a última situação acima, levou à exploração da segunda alternativa proposta, de onde surgem, então, os sistemas de resposta parcial. Entretanto, embora estes realmente admitam a interferência entre símbolos para conseguir uma forma espectral mais suave sem recorrer ao acréscimo de faixa, é importante ressaltar que tais sistemas não estão totalmente desvinculados do critério de Nyquist, uma vez que a interferência nos instantes de amostragem ocorre de forma controlada, no sentido de que todos símbolos interferentes se situam em intervalos de tempo anteriores em relação àquele onde se considera a interferência, seu número é limitado e a posição relativa destes, bem como a amplitude da perturbação que cada um provoca, são perfeitamente conhecidas. Como consequência, será sempre possível descontar tal interferência antes da decisão sobre a mensagem recebida.

Estes sistemas apresentam vantagens e desvantagens em relação àqueles que satisfazem o primeiro critério de Nyquist. Entre as primeiras, deve-se citar a possibilidade de se construir sistemas práticos capazes de transmitir dois símbolos por segundo por Hertz de faixa, uma grande flexibilidade na conformação da característica espectral teórica do canal - o que possibilita a geração de características interessantes do ponto de vista de combate ao ruído inerente ao meio de transmissão - e a facilidade de monitoração da taxa de erros de detecção com base na correlação entre os níveis recebidos. Como desvantagem, tem-se uma maior complexidade e os efeitos produzidos pela presença da interferência controlada.

No restante deste capítulo são analisadas as características principais dos sistemas de resposta parcial, visando a desenvolver os aspectos antes citados e condensar as informações necessárias para o estudo que se empreende adiante.

II.2 - CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL

De início é necessário definir um modelo para a representação do canal digital, em particular para a transmissão via cabos. Lembrando que em tal circunstância a linha digital é composta por seções regenerativas definidas pelos repetidores regularmente espaçados, é possível construir uma célula básica que, ao ser repetida várias vezes em cascata, permite descrever toda esta linha. Tal célula compreende o transmissor de um dado repetidor, o meio de transmissão até a entrada do repetidor seguinte e o filtro de recepção juntamente com os circuitos de extração de relógio, amostragem e decisão deste último.

O modelo adotado para a representação desta célula é a quele mostrado na Fig. II.1. O transmissor conforma os pulsos a serem transmitidos e o sinal na sua entrada é composto por uma sequência de impulsos do tipo:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t-kT) \quad (\text{II.1})$$

onde : $a_k = 0, 1, 2, \dots, m-1$ e representa a informação digital a ser

transmitida. T é o intervalo de tempo reservado a cada símbolo.

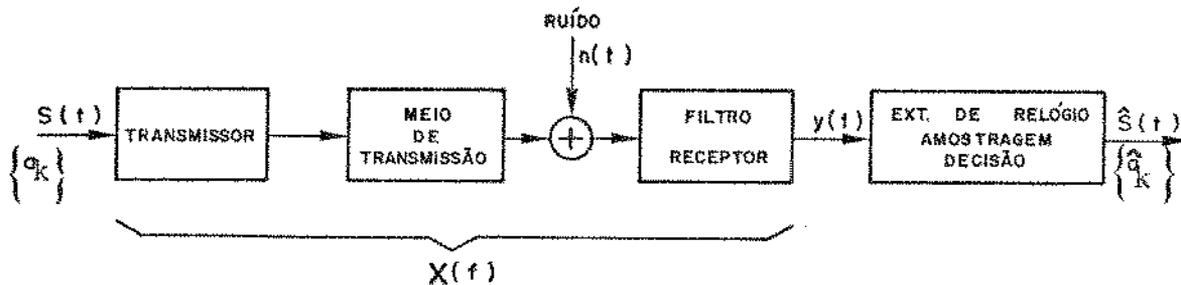


Fig. II.1 - Modelo para o sistema de transmissão digital via cabos

O meio de transmissão é representado por um filtro com idêntica função de transferência e o ruído característico deste meio é admitido no sistema apenas na entrada do filtro receptor. A função deste último é completar a resposta em frequência $X(f)$ do canal, o qual aqui compreende apenas o transmissor, o trecho de cabo entre dois repetidores e o filtro receptor. A forma de $X(f)$ é estabelecida visando a uma conformação adequada do sinal na sua saída, de modo a combater, simultaneamente, a interferência entre símbolos e o ruído característico.

Como $s(t)$ é composto por impulsos, a forma espectral dos pulsos equalizados na saída do filtro receptor será também $X(f)$. Logo, a resposta impulsiva correspondente, $x(t)$, será também a forma temporal destes pulsos. Assim, o sinal $y(t)$ na saída deste filtro pode ser escrito como:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k x(t-kT) + n_r(t) \quad (\text{II.2})$$

onde $n_r(t)$ é o ruído resultante. Será com base neste sinal que se fará a detecção dos símbolos recebidos, a qual compreenderá a amostragem síncrona de $y(t)$ para a geração de amplitudes que serão comparadas com limiares de decisão. Com isto, na saída do circuito que realiza tais operações obter-se-á uma sequência digital \hat{a}_k que é a estimativa daquela correspondente enviada pelo transmissor.

Iniciando agora a análise dos sistemas de resposta parcial, na Fig. II.2 é apresentada a forma de um pulso equalizado correspondente a um exemplar típico de tais sistemas.

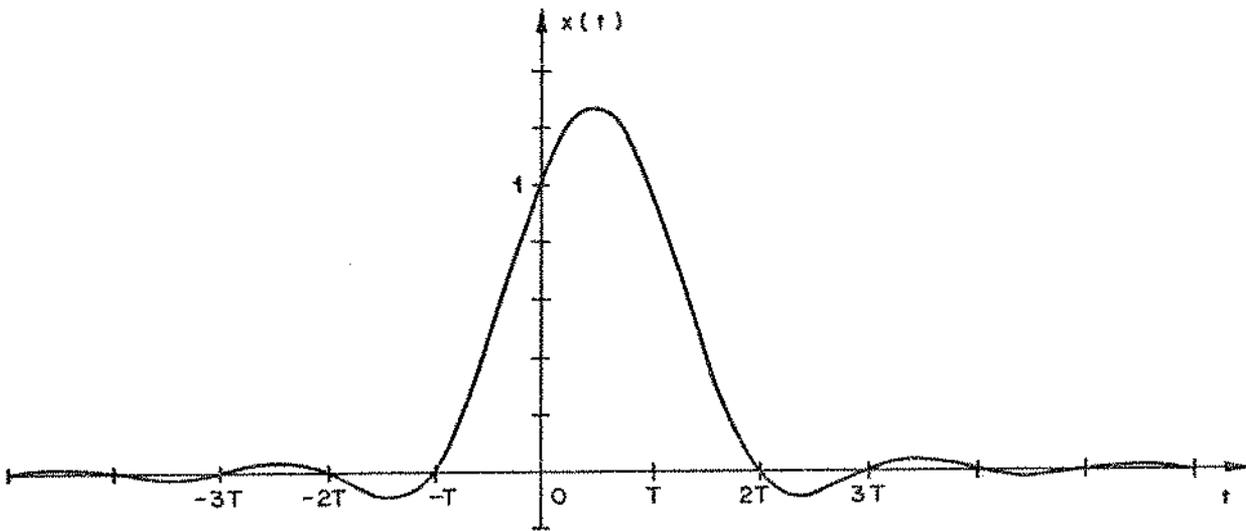


Fig. II.2 - Pulso equalizado de um sistema típico de resposta parcial (duobinário)

Com este se intenciona a transmissão de $1/T$ símbolos por segundo e a posição correta para a amostragem correspondente é o instante $t=0$. Observando agora a Fig. II.3,

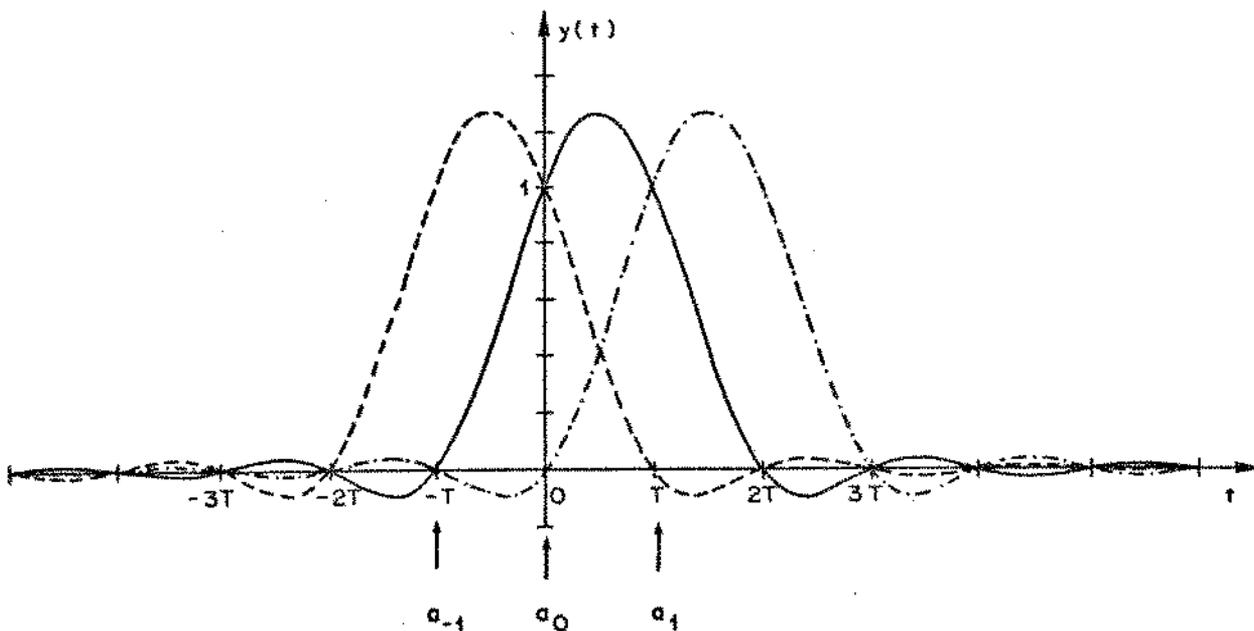


Fig. II.3 - Sequência de pulsos equalizados

que mostra uma sequência de três destes pulsos, os quais estão associados aos símbolos a_{-1} , a_0 e a_1 , percebe-se que o pulso associado a a_0 provoca uma interferência sobre o símbolo seguinte, a_1 , e somente sobre este, ao mesmo tempo que sofre uma influência do símbolo anterior, a_{-1} , e somente deste. Além disto, a interferência que cada pulso provoca é de mesma intensidade e polaridade que sua amplitude no instante de amostragem correspondente. Com isto, o sinal obtido no instante $t=0$ e que será usado para detetar a_0 , pode ser escrito como:

$$y(t=0) = y_0 = a_0 x(t=0) + a_{-1} x(t=T) = (a_0 + a_{-1}) x(t=0) \quad (\text{II.3})$$

Dado que neste instante o símbolo a_{-1} já foi detetado, sua influência pode ser descontada e a_0 pode ser detetado corretamente na ausência de ruído.

Com este exemplo, fica clara a maneira como se dá a interferência entre símbolos nos sistemas de resposta parcial e por que ela pode ser descontada na recepção. Com base nesta visualização, pode-se inferir um mecanismo de geração dos inúmeros exemplos desta classe de sistemas, o qual consiste em variar o número de símbolos que interferem sobre um dado instante de amostragem, a posição relativa destes interferentes e, por fim, a intensidade e polaridade da influência provocada por cada um deles. Estas variações dão origem a um número ilimitado de possibilidades, entre as quais, entretanto, poucas apresentam atrativos para utilização prática.

Talvez a melhor maneira de se estudar os sistemas de resposta parcial seja através da representação da característica $X(f)$ mostrada na Fig. II.4, uma vez que esta não só permite a obtenção das propriedades mais importantes destes sistemas, como ainda oferece uma maneira simples de gerar e representar qualquer exemplar desta classe.

Neste modelo ressaltam duas partes principais: a primeira, aquela composta pelos atrasadores, pelos multiplicadores com fatores c_n e pelo somador analógico, é um filtro transversal cuja função de transferência é denominada $Tr(f)$; a segunda é o filtro $F(f)$.

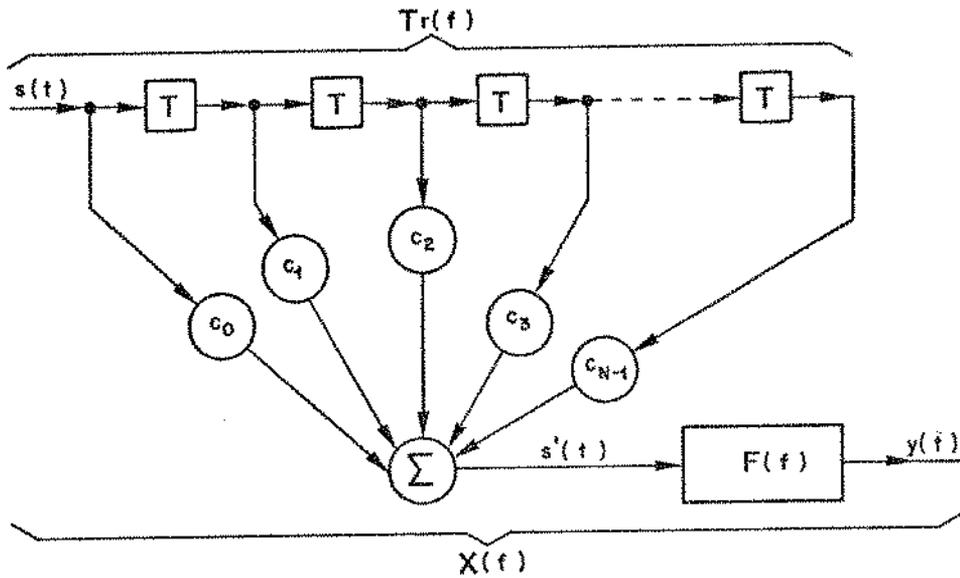


Fig. II.4 - Modelo para um canal de resposta parcial

Para estabelecer a forma de cada uma destas funções de transferência, deve-se inicialmente considerar o comportamento do filtro transversal em resposta ao trem de impulsos que constitui $s(t)$. Para cada instante $t=kT$ a saída $s'(t)$ do somador será composta pela combinação linear dos últimos N impulsos admitidos neste filtro, onde os coeficientes desta combinação são os fatores c_n , ou seja:

$$s'(t=kT) = [a_k c_0 + \sum_{n=1}^{N-1} a_{k-n} c_n] \delta(t-kT) \quad (II.4)$$

Esta expressão mostra que, embora no instante $t=kT$ se tenha $a_k \delta(t-kT)$ na entrada do modelo, a saída correspondente do somador apresenta este impulso ponderado por c_0 e acrescido dos $N-1$ impulsos anteriores ponderados pelos coeficientes c_n apropriados. Este fato evidencia a função do filtro transversal que é a de provocar toda a interferência entre símbolos controlada que caracteriza um dado exemplar de resposta parcial.

Para se obter informação semelhante sobre o filtro $F(f)$ é necessário, antes de tudo, notar que a intenção é que o sinal de saída deste, quando $s(t)$ estiver presente na entrada do modelo,

seja exatamente igual àquele $y(t)$ que se obtém na saída do filtro receptor da Fig. II.1. Porém, a amostra correspondente a a_k , oferecida por $y(t)$ no instante ótimo de amostragem e na ausência de ruído, é exatamente igual a $s'(t=kT)$. Logo, para que o intento acima seja atingido, é imprescindível que a saída de $F(f)$, em resposta a $s'(t=kT)$, apresente, num dado instante t_k , uma amplitude igual à da excitação. Além disto, esta saída deve ser tal que não produza interferência alguma sobre os demais instantes $t=iT + t_k$. Esta segunda exigência tem a finalidade de salvaguardar a amplitude em consideração, uma vez que $s'(t)$ é composto por uma sequência de impulsos semelhantes àquele de II.4, o que implica que a saída correspondente de $F(f)$ será composta por uma sequência de respostas impulsivas.

Estas observações definem claramente as características de $F(f)$, uma vez que as exigências acima somente serão satisfeitas se este for um filtro de Nyquist, ou seja, se:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} F(f+k/T) = T \quad (\text{II.5})$$

Esta caracterização já deixa à mostra o relacionamento que existe entre os sistemas em análise e o primeiro critério de Nyquist. A idéia de se admitir interferência entre símbolos, mas apenas de forma controlada, continua a exigir que as formas temporais envolvidas apresentem cruzamentos periódicos de zero. A diferença fundamental está na liberdade quanto ao número de instantes significativos em que tal cruzamento não ocorre.

Para observar melhor esta última afirmativa e ganhar uma visão mais íntima das propriedades destes sistemas, deve-se agora proceder à análise do modelo com um único impulso na entrada, centrado em $t=0$ e com área unitária. A saída correspondente do somador será composta por uma sequência de N impulsos, ponderados pelos coeficientes c_n apropriados e espaçados entre si de T segundos, ou seja:

$$tr(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \delta(t-nT) \quad (\text{II.6})$$

que é a resposta impulsiva do filtro transversal. A partir daí se

obtem a função de transferência do mesmo:

$$\text{Tr}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp(-j2\pi fnT) \quad (\text{II.7})$$

a qual é periódica com período $1/T$. Com base nesta, pode-se escrever a resposta total do modelo, incluindo agora o filtro de Nyquist:

$$X(f) = \text{Tr}(f) F(f) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n F(f) \exp(-j2\pi fnT) \quad (\text{II.8})$$

a qual permite escrever:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n f(t-nT) \quad (\text{II.9})$$

que revela todo o relacionamento em questão, pois esta expressão mostra que $x(t)$ é composto por uma combinação linear de pulsos de Nyquist espaçados entre si de T segundos e que, portanto, apresentará cruzamentos periódicos de zero e será diferente de um pulso que satisfaz o primeiro critério apenas por apresentar mais que um instante significativo onde tal cruzamento não ocorre. Supondo que $f(t)$ apresenta sua amplitude significativa no instante $t=0$, a caracterização acima pode ser resumida da seguinte forma:

$$x(kT) = \begin{cases} c_k & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 & k < 0, k \geq N \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Esta ligação com o primeiro critério implica também em nova frente de possibilidades de construção de sistemas de resposta parcial, uma vez que cada forma possível para $F(f)$ dá origem a um sistema diferente no que diz respeito à forma do pulso $x(t)$ associado. Além disto, esta ligação, quando observada no domínio da frequência, através de (II.8), mostra que $X(f)$ é uma combinação de filtros de Nyquist com respostas de fase distintas, o que implica que a faixa mínima exigida por tais sistemas é a mesma im

posta pelo primeiro critério, fato este que também é consequência direta do controle sobre a interferência entre símbolos. Com isto fica evidente que a presença desta interferência oferece maior liberdade na conformação da característica espectral do canal mas não quebra a restrição sobre a faixa mínima necessária.

Por outro lado, surge agora com clareza a idéia de sistemas de resposta parcial com excesso de faixa. Embora isto se cho que com a motivação inicial para o estudo destes sistemas, ao longo deste trabalho ficará demonstrada a importância desta possibilidade quando da transmissão digital via cabos.

Um pulso equalizado com as características expressas em (II.9) provoca interferência sobre os $N-1$ instantes de amostragem posteriores, e a influência sobre cada um destes instantes depende do coeficiente c_n apropriado. Visto de outra forma, pode-se dizer que em cada instante kT de amostragem tem-se a interferência dos últimos $N-1$ símbolos transmitidos, cada um contribuindo com uma parcela que depende de a_{k-n} e c_n , $1 \leq n \leq N-1$. Este fato é melhor descrito considerando-se o sinal temporal na saída do modelo em resposta a uma sequência $s(t)$ na entrada, ou seja:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t-kT) * x(t) & (II.11) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k x(t-kT) \end{aligned}$$

ou ainda:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_k c_n f[t-(k+n)T]$$

Logo, a amostra no i -ésimo instante de amostragem será:

$$\begin{aligned} y_i &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_k c_n f[(i-n-k)T] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} a_{i-n} c_n \end{aligned}$$

a qual pode ser reescrita da seguinte forma:

$$y_i = a_i c_0 + \sum_{n=1}^{N-1} a_{i-n} c_n \quad (\text{II.12})$$

onde a_i é o símbolo a ser detetado no instante $t=iT$ e a somatória representa toda a interferência controlada presente neste instante. Esta expressão, além de corroborar as afirmações acima, mostra que o número de possibilidades para y_i é maior que o correspondente para a_i e que tanto esta diferença como os valores possíveis para y_i , isto é, tanto o número de níveis de recepção como os valores destes, dependem dos coeficientes c_n e dos valores possíveis para os símbolos a_k .

Um aspecto que ressalta nesta análise toda é a importância dos coeficientes c_n . Percebe-se que a menos da forma adotada para $F(f)$, os exemplares de resposta parcial são completamente descritos pelos valores particulares assumidos pelos mesmos. Em vista disto, tornou-se usual e interessante associar a cada exemplar, um polinômio $P(A)$ que é uma representação simplificada da função de transferência do filtro transversal, isto é;

$$P(A) = c_0 + c_1 A + c_2 A^2 + \dots + c_{N-1} A^{N-1} \quad (\text{II.13})$$

onde $A = \exp(-j2\pi fT)$. Uma vez especificado $P(A)$ e escolhida a forma de $F(f)$, o sistema resultante está completamente determinado. Além disto, este polinômio será muito importante como instrumento para a seleção de exemplares que apresentam algumas características importantes.

Embora existam estudos sobre os chamados sistemas de resposta parcial generalizados, os quais empregam coeficientes reais ([4],[5],[6]), do ponto de vista prático só há interesse naqueles exemplares onde c_n é inteiro, o que justifica o fato deste trabalho se ater apenas a este caso.

A seguir são apresentados quatro destes sistemas, onde se procura exemplificar os conceitos antes discutidos e também levantar alguns aspectos que serão o objeto da discussão seguinte. Em todos estes exemplares $F(f)$ será o filtro ideal de Nyquist, o que implica que todos ocuparão a faixa mínima de frequências. O primeiro exemplo é o chamado sistema duobinário, cujo pulso equa

lizado foi observado na Fig. II.2. Lá se viu que existe um único interferente, o qual é adjacente ao símbolo interferido e provoca uma perturbação idêntica à amplitude do pulso equalizado no instante de amostragem. Conclue-se então que os únicos coeficientes c_n com valores não nulos são c_0 e c_1 , que $c_0 = c_1 = 1$ e que, portanto, o polinômio característico deste sistema será $P(\lambda) = 1 + \lambda$. Com base neste e nas equações (II.8) e (II.9), obtêm-se, respectivamente, a forma de $X(f)$ e de $x(t)$ associadas:

$$X(f) = [1 + \exp(-j2\pi fT)] F(f) \tag{II.14a}$$

ou

$$X(f) = \begin{cases} 2T \exp(-j\pi fT) \cos(\pi fT) & ; 0 \leq |f| \leq 1/2T \\ 0 & ; |f| \geq 1/2T \end{cases} \tag{II.14b}$$

$$x(t) = f(t) + f(t-T) \tag{II.15a}$$

ou

$$x(t) = \text{sinc}(t/T) + \text{sinc}[(t-T)/T] \tag{II.15b}$$

onde $\text{sinc}(t/T) = \text{sen}(\pi t/T) / (\pi t/T)$

A curva correspondente ao espectro de amplitudes de $X(f)$ está mostrada na Fig. II. 5 , onde se observa a continuidade deste espectro, o que prenuncia olhos abertos na recepção, e também o alto conteúdo de energia nas baixas frequências.

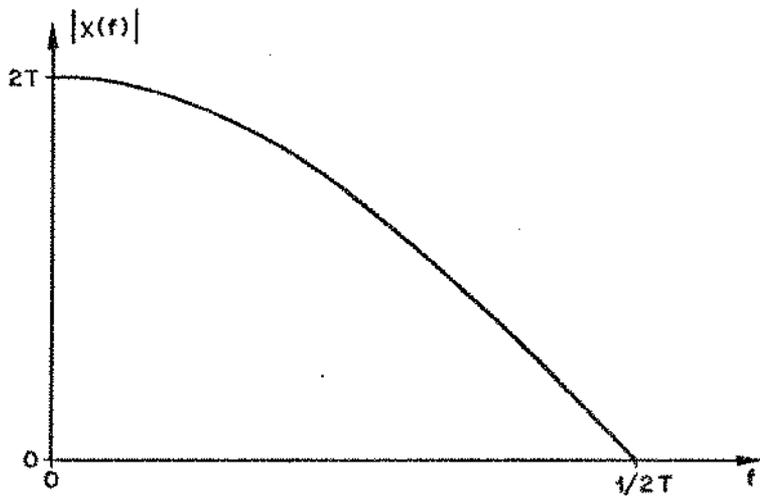


Fig. II.5 - Espectro de amplitudes do canal duobinário

O próximo exemplar apresenta um polinômio do tipo $P(A) = 1-A$, de onde se conclue que $c_0=c_1=1$ e $c_n=0$, $n \neq 0$ e 1 . Logo, e xiste um único interferente, também adjacente ao símbolo interfe rido, que provoca uma influência com amplitude igual âquela a presentada pelo pulso equalizado no instante de amostragem ($t=0$), porém com polaridade oposta. Por razões que se tornarão claras pos teriormente, tal sistema será aqui denominado "AMI" (Alternate Mark Inversion). As formas espectral e temporal associadas, obti das a partir das mesmas expressões antes citadas, são dadas por:

$$X(f) = \begin{cases} 2jT \exp(-j\pi fT) \text{sen}(\pi fT) & ; 0 \leq |f| < 1/2T \\ 0 & ; |f| > 1/2T \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$x(t) = \text{sinc}(t/T) - \text{sinc}[(t-T)/T] \quad (\text{II.17})$$

e as curvas correspondentes estão mostradas nas Figs. II.6 e II.7.

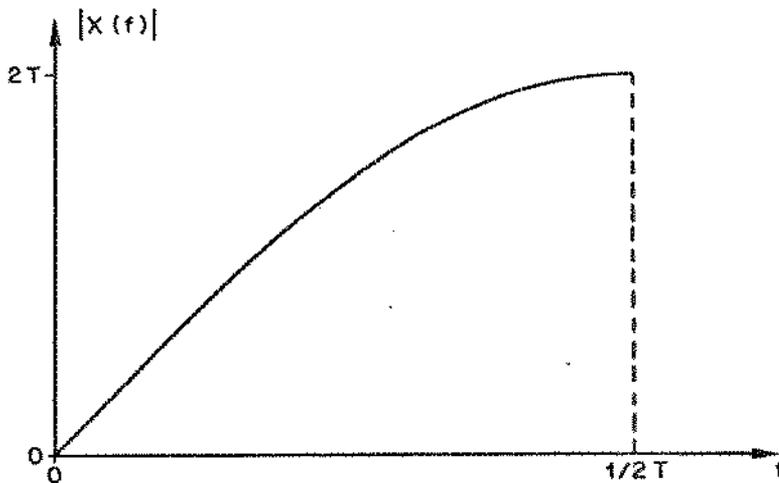


Fig. II.6 - Espectro de amplitudes do sistema "AMI"

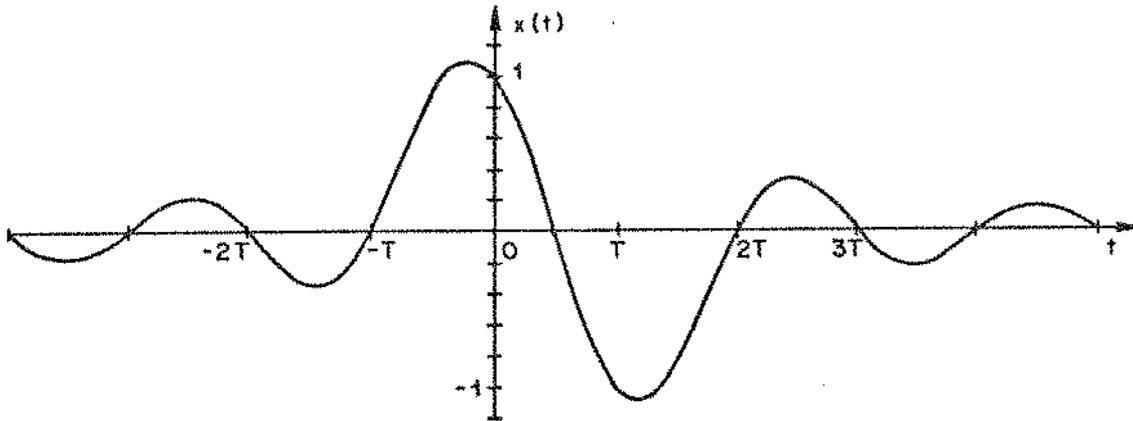


Fig. II.7 - Forma do pulso equalizado para o sistema "AMI"

Com relação ao espectro de amplitudes, percebe-se de imediato a descontinuidade na frequência $1/2T$, o que mostra que nem todos e xemplares de resposta parcial oferecem continuidade na forma es pectral, ou seja, nem todos oferecem condições adequadas para ope- -ração com a velocidade máxima de Nyquist. Paralelamente, observa- -se o baixo conteúdo de energia nas baixas frequências. Quanto ã forma temporal, ressalta de imediato a interferência negativa no instante de amostragem seguinte e somente neste.

A seguir, considera-se o sistema conhecido como duobinã- rio modificado, o qual é caracterizado por $P(A) = 1-A^2$, ou seja, $c_0 = -c_2 = 1$ e $c_n = 0$, $n \neq 0$ e 2 . Neste caso, a interferência é negativa e provocada pelo penúltimo símbolo, de forma que $x(t)$ se- rá composto por 2 pulsos ideais de Nyquist, atrasados de $2T$ segun- dos entre si e com polaridades inversas. Da mesma forma que antes, pode-se facilmente obter as expressões abaixo:

$$X(f) = \begin{cases} 2jT \exp(-j2\pi fT) \operatorname{sen}(2\pi fT) & ; 0 \leq |f| \leq 1/2T \\ 0 & ; |f| \geq 1/2T \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$x(t) = \operatorname{sinc}(t/T) - \operatorname{sinc}[(t-2T)/T] \quad (\text{II.19})$$

cujas curvas correspondentes estão nas Figs. II.8 e II.9.

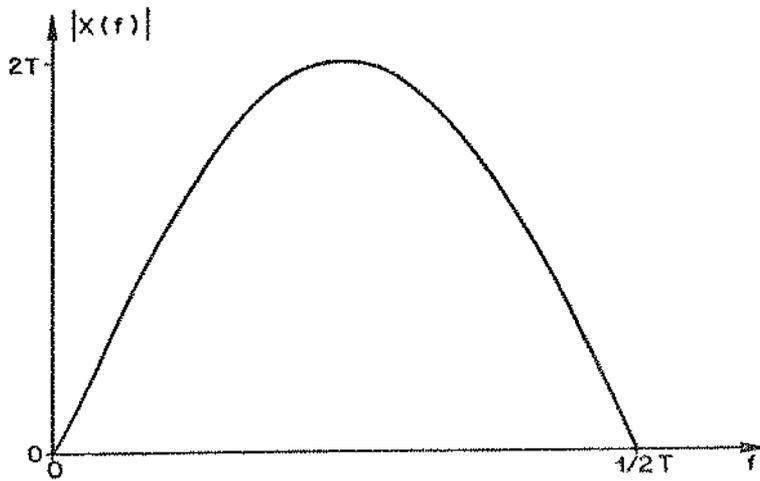


Fig. II.8 - Espectro de amplitudes do duobinário modificado

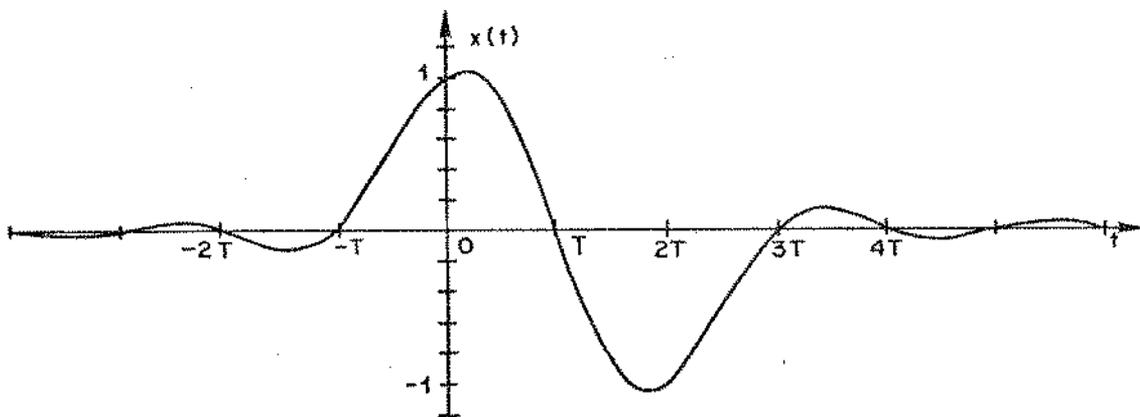


Fig. II.9 - Pulso equalizado duobinário modificado

Neste caso, o espectro de frequências é contínuo e apresenta baixo conteúdo de energia nas baixas frequências.

Por fim, considera-se um exemplo onde existe mais que um interferente. O polinômio característico é $P(A) = 1+A-A^2-A^3$, o qual revela que os interferentes são os três últimos símbolos recebidos, os quais atuam com polaridades diferentes. Para este sis

tema tem-se:

$$X(f) = \begin{cases} 2jT \exp(-3\pi fT) [\text{sen}(\pi fT) + \text{sen}(3\pi fT)] & ; 0 \leq |f| \leq 1/2T \\ 0 & ; |f| \geq 1/2T \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$x(t) = \text{sinc}(t/T) + \text{sinc}[(t-T)/T] - \text{sinc}[(t-2T)/T] - \text{sinc}[(t-3T)/T] \quad (\text{II.21})$$

As curvas correspondentes estão nas Figs. II.10 e II.11, onde aparece um espectro de amplitudes semelhante àquele do exemplo anterior, porém com maior suavidade em torno de $1/2T$.

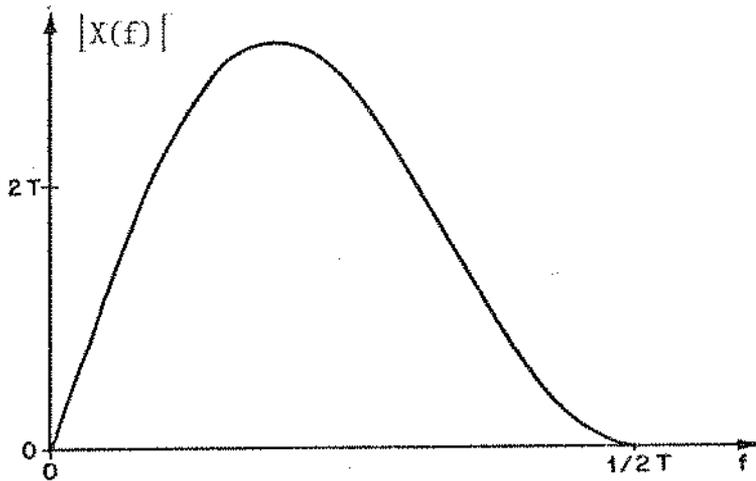


Fig. II.10 - Espectro de amplitudes do sistema $P(A)=1+A-A^2-A^3$

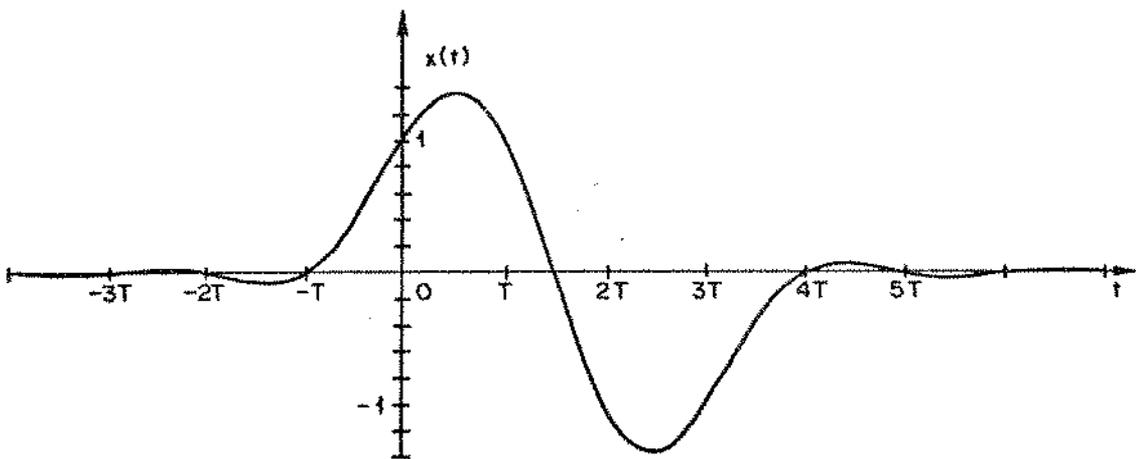


Fig. II.11 - Pulso equalizado do sistema $P(A)=1+A-A^2-A^3$

Além da exemplificação dos conceitos desenvolvidos e da visualização de formas típicas de sistemas de resposta parcial, estes exemplos são interessantes por apresentarem alguns aspectos a serem discutidos, como a existência de exemplares que não permitem a operação prática com a velocidade máxima de Nyquist (caso AMI) e a comparação entre as várias possibilidades sob o ponto de vista da abertura dos olhos associados.

É possível demonstrar com facilidade que se K ($K \geq 0$) é a ordem da menor derivada descontínua de $X(f)$, então as caudas de $x(t)$ apresentarão um decaimento assintótico de acordo com $t^{-(K+1)}$. Dado que um decaimento segundo $1/t$ implica, nas sequências de símbolos independentes, em olhos fechados a menos do instante de amostragem, conclue-se que a transmissão na velocidade máxima só será possível através de canais onde $K \geq 1$, isto é, onde pelo menos $X(f)$ seja contínuo. A mesma exigência não precisa ser feita genericamente sobre $F(f)$ da Fig. II.4, pois os coeficientes de $f(t-iT)$ em

$$y(t) = \sum_i \left(\begin{array}{c} N-1 \\ \sum_{n=0} \end{array} a_{i-n} c_n \right) f(t-iT)$$

não são estatisticamente independentes.

O espectro $X(f)$ associado a um sistema de resposta parcial depende de $Tr(f)$ e de $F(f)$. Como o espectro do filtro transversal é contínuo, conclue-se que eventuais descontinuidades em $X(f)$ se devem ao filtro de Nyquist empregado. Além disto, se tal for a situação deste último filtro, então a única forma de se conseguir continuidade na característica espectral global, é lançar mão de um filtro transversal cuja função de transferência se anule em todos pontos de descontinuidade de $F(f)$.

Posto isto, pode-se agora considerar o caso em que se pretende empregar o filtro passa-baixas ideal com corte em $1/2T$. A continuidade de $X(f)$ e, portanto, a validade prática de tal pretensão, somente estará assegurada quando $Tr(1/2T)=0$. Lançando mão do polinômio $P(A)$ associado, esta condição exige que $P(-1)=0$. Quando isto ocorre pode-se garantir que os olhos resultantes serão abertos.

Surge, então, uma primeira aplicação importante para o

polinômio $P(A)$ associado, uma vez que é de demonstração imediata que a condição acima será satisfeita se e somente se $P(A)$ for divisível por $1+A$. Logo, através deste fato fica delimitado com facilidade, o conjunto de exemplares de resposta parcial que contornam as dificuldades impostas pelo sistema convencional para a transmissão através da faixa mínima.

Da mesma forma, pode-se demonstrar que $X(f)$ apresentará as primeiras $K-1$ derivadas contínuas se e somente se o polinômio característico apresentar $(1+A)^K$ como fator.

Estes fatos mostram porque o sistema duobinário, ou seja, $P(A) = 1+A$, oferece uma forma espectral $X(f)$ contínua e, portanto, olhos abertos, em contraste com o "AMI" ($P(A) = 1-A$) que preserva, em $X(f)$, a descontinuidade de $F(f)$ em $f = 1/2T$. Este contraste pode também ser confirmado comparando-se as amplitudes das caudas dos pulsos equalizados correspondentes a estes exemplares, os quais foram mostrados nas Figs. II.2 e II.7. Da mesma forma se explica o comportamento do último exemplo antes apresentado, não só quanto à abertura dos olhos, mas também quanto à continuidade da primeira derivada de $X(f)$, uma vez que para este tem-se $P(A) = (1+A)^2 (1-A)$.

Embora esta análise revele o relacionamento existente entre a forma como se combina os interferentes e os olhos resultantes, é ainda interessante observar este relacionamento através de outro ângulo, o qual permite perceber como se comportam as caudas de $x(t)$ em função da referida combinação.

Quando se considera a formação do exemplar $1+A$, percebe-se que ao se somar dois pulsos ideais de Nyquist com mesma polaridade e afastados de T segundos entre si, ocorre um cancelamento parcial entre as caudas dos pulsos componentes e o decaimento resultante se torna mais rápido que os originais. Por outro lado, o mesmo procedimento em relação a $1-A$ implica agora num reforço das caudas componentes sem que ocorra modificação no decaimento assintótico. O cancelamento ocorre novamente, no sistema $1-A^2$, porém com uma diferença: em virtude do afastamento entre os componentes, tal cancelamento não se dá com a mesma intensidade que aquele do primeiro caso acima. Logo, é de se esperar que os olhos duobinários sejam mais abertos que aqueles correspondentes ao duobinário

modificado; e é isto que realmente ocorre.

Para este último sistema existe ainda uma outra forma de se visualizar este cancelamento relativamente deficiente. Lembrando que $1-A^2 = (1+A)(1-A)$, percebe-se que o pulso resultante pode ser encarado como a soma de dois pulsos do sistema $1-A$, ou seja, dois pulsos AMI, tomados com a mesma polaridade e afastados de T segundos entre si. Sob este ponto de vista, ocorre agora um cancelamento do mesmo tipo que no sistema $1+A$, porém entre caudas cujas amplitudes são maiores que as correspondentes do pulso tipo $\text{sinc}(t/T)$. Logo, o resultado será inferior àquele obtido no sistema duobinário.

Estas considerações podem ser levadas adiante, concluindo-se que no caso $1+A^2$ ocorre o reforço das caudas componentes, ao passo que para $1+A^3$ tem-se a situação contrária e assim por diante. Também, conclui-se que quanto mais afastados entre si estiverem os pulsos componentes, menor será a eficiência do processo de cancelamento de suas caudas.

Esta análise permite ainda uma visualização similar para a exigência da presença do fator $1+A$ no polinômio característico, como condição para obtenção de olhos abertos com faixa mínima de frequências. Se $P(A)$ admite tal fator, então ele pode ser escrito na forma $P(A) = (1+A)P'(A)$. Da mesma maneira que se fez durante a análise do duobinário modificado, $P'(A)$ pode ser associado a um determinado exemplar de resposta parcial, o que permite dizer que $P(A)$ é o resultado da soma de dois pulsos correspondentes a $P'(A)$, de mesma polaridade e afastados entre si de T segundos. Logo, os olhos resultantes são abertos.

Deve-se ter claro que todas as considerações anteriores são válidas quando $F(f)$ é o filtro ideal de Nyquist. Embora sistemas como $1-A$, $1+A^2$, etc., se mostrem impraticáveis neste caso, o mesmo não ocorre necessariamente quando se pretende o emprego de excesso de faixa. É que nesta situação existe a possibilidade da utilização de filtros de Nyquist com característica espectral suave, como é o caso da classe cosseno levantado, o que implica em formas espectrais globais contínuas, relaxando-se com isto a exigência que $\text{Tr}(f)$ passe por zero em frequências pré-determinadas. Nestas circunstâncias, o sistema AMI é aplicável e apresenta gran

de importância prática.

Outro aspecto evidenciado pelos exemplos anteriores é a existência de sistemas cuja característica espectral se anula em $f=0$, apresentando com isto um pequeno conteúdo de energia nas baixas frequências. Lembrando que existem meios de transmissão que exibem um corte nestas frequências - como é o caso dos cabos onde normalmente se empregam transformadores de acoplamento - tais exemplares se tornam interessantes. Aqui também é bastante simples mostrar que $X(f)$ se anulará na frequência zero se e somente se $P(A)$ admitir $1-A$ como fator, como realmente ocorre com os sistemas $1-A$, $1-A^2$ e $1+A-A^2-A^3$ estudados.

Nesta discussão sobre os sistemas de resposta parcial, não se pode deixar de lado um aspecto bastante crítico que é o número de níveis L de recepção, em confronto com aquele permitido para os símbolos a_k na transmissão. Como já foi mostrado anteriormente, a presença da interferência entre símbolos nos instantes de amostragem faz com que L seja maior que m . Através da expressão (II.12) percebe-se que esta diferença depende do número N' de coeficientes c_n não nulos, dos valores destes coeficientes e de m . O valor máximo possível para L é $m^{N'}$. Porém, dependendo dos valores relativos dos coeficientes e dos valores permitidos para os símbolos a_k , existirão algumas combinações entre todas aquelas representadas em II.12, que fornecerão um mesmo resultado para $y(iT)$, fazendo com que L se torne menor que $m^{N'}$. Tal ocorre, por exemplo, quando dois ou mais coeficientes apresentam o mesmo valor em módulo, ou quando um deles é igual à soma de alguns outros. Quando os módulos destes coeficientes são iguais entre si e os valores permitidos para a_k são igualmente espaçados, atinge-se o valor mínimo para L , que é $N'(m-1)+1$.

Aqui também o polinômio característico e os fatores $1 \pm A$ são importantes, pois pode-se verificar com facilidade que se $P(A)$ apresenta algum destes fatores, então L será menor que o valor máximo possível, o que representa uma nova motivação para a escolha de polinômios com tal propriedade.

É possível agora definir os exemplares mais interessantes quando se deseja que um canal de resposta parcial satisfaça algumas exigências específicas. Partindo do princípio que é sem

pre desejável que L seja o menor possível para um dado m , então os polinômios com pequeno número de termos e divisíveis por $1 \pm A$ são os mais adequados. Por outro lado, do ponto de vista da abertura dos olhos associados é interessante que as amplitudes das caudas do pulso equalizado resultante sejam as menores possíveis, o que exige que os interferentes se localizem o mais próximo possível do símbolo interferido. Uma maneira sintética de expressar estas características desejáveis, é dizer que $P(A)$ deve apresentar o menor grau possível e ainda ser divisível por $1 \pm A$.

A partir daí se conclui que sob o ponto de vista da minimização do número L , conjuntamente com a maximização da abertura dos olhos com faixa mínima, o sistema mais interessante é o duobinário. Se além destas se exige um baixo conteúdo de energia nas baixas frequências, então o duobinário modificado é o mais indicado.

Particularizando a exigência sobre o número de níveis de recepção de forma que $L \leq 5$ quando os símbolos a_k são binários, Pasupathy e Kabal [7] listaram uma série de exemplares destes sistemas, mostrando paralelamente suas respectivas formas espectral e temporal. Nestes exemplos fica claro que ao se relaxar as restrições sobre o valor de L , aceitando-se até cinco níveis de recepção, em contraste com o mínimo de três, consegue-se uma maior flexibilidade na conformação de $X(f)$ e, conseqüentemente, uma maior suavidade em torno de $f=0$ e $f=1/2T$.

II.3 - FORMAS DE DETECÇÃO E DE CONFORMAÇÃO DO CANAL

Os sistemas de resposta parcial exibem duas formas principais do ponto de vista de aplicação prática, para o esquema de detecção da informação no receptor. O primeiro, conhecido como de cisão realimentada, pode ser estabelecido a partir da expressão (II.12), a qual permite escrever:

$$a_i = \frac{1}{c_0} \left[y_i - \sum_{n=1}^{N-1} a_{i-n} c_n \right] \quad (II.22)$$

Esta expressão mostra que a_i pode ser corretamente dete

tado se o valor da somatória aí presente for avaliado no detetor e em seguida subtraído de y_i . E para isto basta armazenar o valor dos últimos $N-1$ símbolos já decididos, através de um filtro transversal que difere daquele da Fig. II.4 apenas pela ausência da conexão referente a c_0 . O esquema completo para tal detetor está mostrado na Fig. II.12.

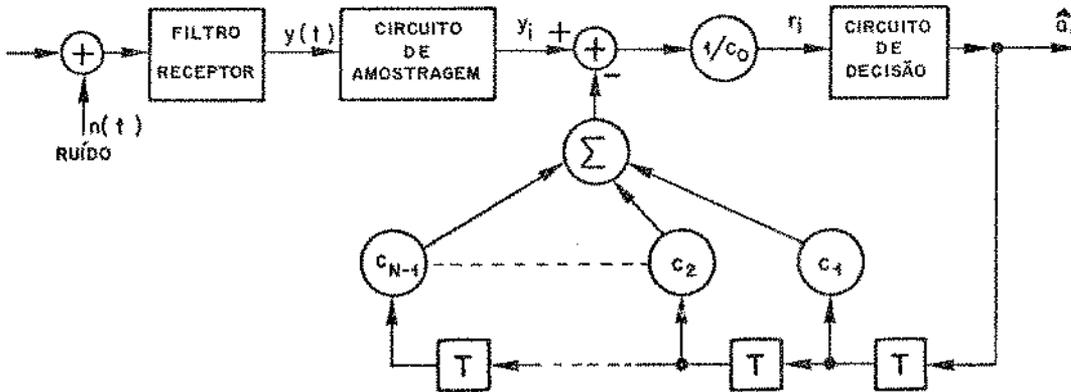


Fig. II.12 - Esquema de decisão com realimentação

Para este pode-se colocar o seguinte equacionamento:

$$y_i = \sum_{n=0}^{N-1} a_{i-n} c_n + n_r \quad (t=iT)$$

$$r_i = \left[y_i - \sum_{n=1}^{N-1} \hat{a}_{i-n} c_n \right] / c_0$$

onde \hat{a}_k é o símbolo detetado em correspondência a a_k transmitido. Com base nestas duas expressões tem-se:

$$r_i = a_i + \left[\sum_{n=1}^{N-1} a_{i-n} c_n + n_r \quad (t=iT) - \sum_{n=1}^{N-1} \hat{a}_{i-n} c_n \right] / c_0$$

ou ainda

$$r_i = a_i + \left[\sum_{i=1}^{N-1} e_{i-n} c_n + n_r \quad (t=iT) \right] / c_0 \quad (II.23)$$

onde $e_{i-n} = a_{i-n} - \hat{a}_{i-n}$

Esta expressão mostra que se os símbolos anteriores foram corretamente detectados, então o único empecilho para a correta detecção de a_i será o ruído presente no instante de amostragem correspondente. Por outro lado, toda vez que ocorre um erro, este se reflete na decisão dos símbolos seguintes, criando-se assim a possibilidade de uma propagação de erros. Paralelamente, o número de níveis sobre os quais se dá a decisão é igual àquele empregado na transmissão, o que permite afirmar que tal esquema proporciona uma troca de efeitos, uma vez que a diferença entre o número de níveis de recepção e o correspondente de transmissão se desfaz, dando lugar, porém, à tendência à propagação de erros. Uma vez disparado, este fenômeno só é interrompido quando os símbolos significativos para uma dada decisão assumem valores tais que esta decisão se dá de forma correta (N-1) vezes consecutivas apesar de erros antes cometidos. Tomando como exemplo o sistema duobinário e símbolos a_i binários, sempre que o transmissor envia dois símbolos adjacentes iguais e a amplitude do sinal amostrado em correspondência ao segundo símbolo se situa na região correta, a decisão se dá de forma acertada e a propagação se interrompe.

É claro que o limite superior para o desempenho de um sistema com este esquema de decisão é aquele que resulta ao se ignorar a propagação de erros. Por outro lado, quando o ruído na entrada do filtro de recepção é gaussiano e branco, demonstra-se [7] que o limite inferior para esse desempenho difere do limite superior por um fator que nunca é maior que m^{N-1} , o que significa que o efeito da propagação de erros é modesto quando se emprega poucos níveis de transmissão, e o grau do polinômio característico é pequeno.

O outro esquema para o processo de detecção leva em conta o fato de que a interferência entre símbolos que se abate sobre cada instante de amostragem, é conhecida e pode ser descontada em qualquer posição ao longo do canal. Dado que no transmissor não existe nenhuma chance de erro nos símbolos empregados para a obtenção da parcela a ser descontada, é claro que ao se posicionar aí o filtro transversal do esquema anterior, realizando-se a

priori o desconto da interferência controlada, elimina-se totalmente o fenômeno da propagação de erros.

O esquema completo do canal implementado segundo estas idéias é aquele mostrado na Fig. II.13,

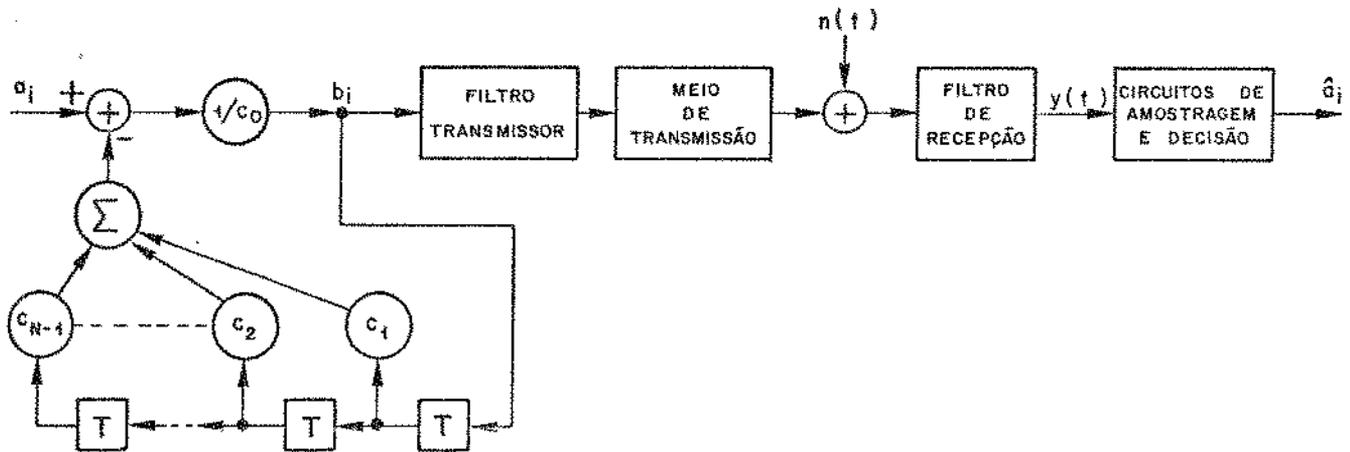


Fig. II.13 - Canal com o filtro transversal no transmissor

onde a presença do filtro transversal no transmissor faz com que os símbolos a_i sejam transformados em outros b_i , como descrito a baixo:

$$b_i = \left[a_i - \sum_{n=1}^{N-1} b_{i-n} c_n \right] / c_0 \quad (II.24)$$

Ao se empregar tal processamento, pretende-se que os símbolos a_i sejam detetados diretamente a partir de y_i , sem que haja necessidade de se recorrer a símbolos já decididos, ou seja:

$$y_i = \sum_{n=0}^{N-1} b_{i-n} c_n = a_i$$

Logo, para que esta última igualdade se verifique, é necessário que os símbolos b_i sejam gerados de acordo com o expresso em (II.24). Porém, tal procedimento permitirá que b_i assumam uma quantidade de valores ilimitada, o que não é aceitável. Esta dificuldade pode ser contornada se o resultado fornecido pelo lado direito de

(II.24) for interpretado segundo o módulo m , isto é, se este resultado for encarado como um dos integrantes de uma dada classe de resíduos do anel de classe de resíduos módulo m . Se isto for possível, então b_i pode ser feito igual ao líder desta classe e, portanto, assumirá apenas os valores do conjunto $0, 1, 2, \dots, m-1$ a dotado para os símbolos a_i .

A validade deste procedimento estará assegurada se a classe de resíduos módulo m que contém c_0 , isto é, $\{c_0\}$, possuir um inverso segundo a operação de multiplicação no anel de classes de resíduos módulo m , ou seja, se existira a classe $\{r\}$, onde r é um inteiro, tal que:

$$\{c_0\} \{r\} = \{1\}$$

Mas, se isto for verdade, então deve existir um número n_1 , onde $n_1 = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, tal que:

$$c_0 r = n_1 m + 1$$

a qual pode ser reescrita como:

$$c_0 r - n_1 m = 1 \tag{II.25}$$

Esta condição mostra de imediato que c_0 não pode ser um múltiplo de m , pois se $c_0 = n_2 m$, então (II.25) implica em:

$$(n_2 r - n_1) m = 1$$

a qual, ao ser escrita em termos de classe de resíduos, resulta em:

$$\{0\} = \{1\}$$

o que é absurdo.

Porém, na verdade (II.25) exige que c_0 e m sejam primos relativos, pois se $c_0 = n_3 q$ e $m = n_4 q$, então esta expressão fornece:

$$n_3 r - n_1 n_4 = 1/q$$

o que é verdade somente quando $q=1$.

Esta discussão mostra que, em princípio, a geração de b_i dentro da idéia módulo m só será possível se c_0 e m forem primos relativos. Se tal condição for satisfeita, então a expressão (II.24) pode ser modificada da seguinte forma:

$$b_i = \left[\left(a_i - \sum_{n=1}^{N-1} b_{i-n} c_n \right) / c_0 \right]_{\text{mód. } m} \quad (\text{II.26})$$

onde $[]_{\text{mód. } m}$ significa que b_i deve ser feito igual ao líder da classe de resíduos módulo m , resultante do produto das classes

$$\left\{ a_i - \sum_{n=1}^{N-1} b_{i-n} c_n \right\} \text{ e } \{1/c_0\},$$

onde esta última classe é o inverso de $\{c_0\}$ segundo a multiplicação no anel correspondente.

Este esquema de geração dos símbolos b_i é denominado de pré-codificação e o transmissor correspondente a esta situação é aquele da Fig. II.14. Deve-se notar que se alguns coeficientes c_n ($n \geq 1$) forem múltiplos de m , então as conexões correspondentes no filtro transversal que realiza a pré-codificação, não necessitam ser realizadas, pois os produtos associados a tais c_n não contribuirão para a determinação do valor de b_i segundo (II.26).

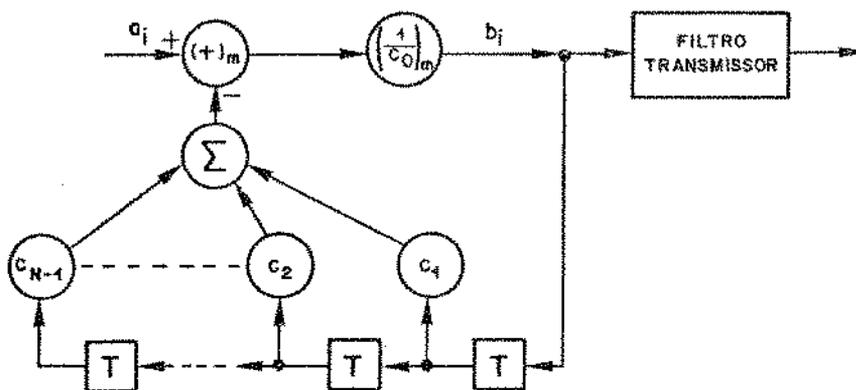


Fig. II.14 - Esquema para a operação de pré-codificação

Com a presença desta pré-codificação, o sinal amostrado na saída do filtro receptor e na ausência de ruído, será:

$$y_i = \sum_{n=0}^{N-1} b_{i-n} c_n = b_i c_0 + \sum_{n=1}^{N-1} b_{i-n} c_n$$

Usando a expressão (II.26) em substituição a b_i e considerando as classes de resíduos módulo m correspondentes a cada membro da expressão acima, obtêm-se:

$$\{y_i\} = \{a_i\} \quad (\text{II.27})$$

Logo, a detecção se resume em obter as amostras de $y(t)$, comparar estas com limiares pré-fixados e interpretar os níveis resultantes segundo o módulo m , obtendo-se, assim, a_i sem a necessidade do concurso dos símbolos anteriores.

Embora se tenha demonstrado que este procedimento só se torna possível quando c_0 e m são primos relativos, existe uma situação de exceção, e esta ocorre quando $c_0, c_1, c_2, \dots, c_{j-1}$ são múltiplos de m , mas c_j é primo relativo a m . Neste caso, (II.26) pode ser substituída por:

$$b_{i-j} = \left[\left(a_i - \sum_{n=j+1}^{N-1} b_{i-n} c_n \right) / c_j \right]_{\text{mód. } m} \quad (\text{II.28})$$

e a detecção de a_i se processa como na situação anterior, pois aqui também os produtos associados a c_0, c_1, \dots, c_{j-1} não influem na determinação da classe $\{y_i\}$.

Quando a idéia da pré-codificação é utilizada, o detector opera com todos os L níveis de recepção, o que significa que ao se eliminar o fenômeno de propagação de erros, reaparece a diferença entre o número de níveis de recepção e de transmissão, ou seja, surge um outro tipo de desvantagem.

Assim, não fica evidente qual esquema é mais vantajoso, havendo, portanto, a necessidade de uma comparação quantitativa entre ambos. A referência [7] apresenta tal comparação para sistemas com $N \leq 5$ e $m=2$, contaminados por ruído gaussiano branco e ar

ranjados de duas formas distintas: na primeira a conformação de $X(f)$ é distribuída igualmente entre o transmissor e o receptor; na segunda $X(f)$ é conformado pelo transmissor e pelo meio de transmissão, enquanto que o receptor é um filtro passa-baixas ideal de Nyquist.

Aí se observa que, em geral, existe um equilíbrio entre estes esquemas, ou uma vantagem bastante pequena para a pré-codificação. A exceção a este comportamento pode ocorrer para exemplos onde o módulo de c_0 não é unitário, quando, então, a decisão realimentada pode apresentar um desempenho significativamente superior. Para se compreender o que ocorre nestas exceções, é interessante tomar um exemplo, em particular o sistema $2+A=A^2$ e $m=2$. Ao se empregar a pré-codificação, o espaçamento entre os cinco níveis de recepção será a unidade, ao passo que no outro esquema tem-se duas opções a considerar: ou se utiliza o atenuador com fator $1/c_0$ antes do circuito de decisão, como mostra a Fig. II.12, e com isto o espaçamento entre os dois níveis de decisão será também a unidade, mas o ruído presente neste circuito estará atenuado pelo fator $c_0=2$ em relação àquele do esquema anterior; ou não se emprega o referido atenuador, obtendo-se, assim, a mesma quantidade de ruído nos dois processos de detecção, mas obtendo-se, também, um espaçamento igual ao módulo de c_0 entre os dois níveis de decisão. Como conclusão, em qualquer destas duas situações existe um fator favorável à decisão realimentada, o qual, neste exemplo, faz com que o desempenho oferecido por este esquema seja sensivelmente melhor.

Isto permite concluir que os sistemas onde $P(A) = c_0 \pm A \pm A^2 \dots \pm A^{N-1}$ e $|c_0| > 1$ sempre apresentam este fator favorável à detecção com realimentação no receptor, a qual é consequência do fato destes sistemas apresentarem maior resistência ao fenômeno de propagação de erros quando comparados com aqueles equivalentes em termos de número de interferentes mas com $|c_0| = 1$, ou com $|c_j| > 1$ para $j > 0$. Isto porque a amplitude da influência provocada por um erro na detecção assumirá, para os sistemas em questão, na maioria das vezes, o valor unitário, dado que ela vale $|a_j - \hat{a}_j|$ e que com maior frequência os erros são de forma tal que \hat{a}_j é um nível adjacente a a_j . Logo, quanto maior o valor de $|c_0|$, mais se acentua esta resistência e maior a vantagem da decisão realimentada sobre a pré-codificação.

Entretanto, é preciso considerar que estes sistemas não exibem interesse prático, pois apresentam desvantagens em relação àqueles mais simples e com $|c_0|=1$, para os quais ocorre o equilíbrio entre os desempenhos correspondentes a cada esquema de detecção. Isto porque ao se tentar restringir o número de interferentes, aparece a desvantagem provocada pelo fato do polinômio característico não ser divisível por $1+A$. Por outro lado, ao se exigir a presença destes fatores, os exemplares resultantes exibem maior complexidade de implementação, consequência do número exagerado de interferentes necessários. Estas desvantagens só serão contrabalanceadas caso estes sistemas ofereçam um desempenho significativamente superior àquele propiciado pelos sistemas mais simples e mais favoráveis. Para resolver esta dúvida, é interessante confrontar o exemplar onde $P(A) = 2+A-A^2=(1+A)(2-A)$, o qual representa um bom compromisso entre estes fatores antagônicos desfavoráveis, e o duobinário, para o qual não é relevante o esquema de detecção a ser empregado. Neste caso existe realmente uma vantagem a favor do primeiro, mas esta é de apenas 1 dB aproximadamente [7].

Apesar deste equilíbrio entre os dois esquemas quando aplicados aos sistemas que apresentam maior interesse prático, existe uma tendência para a utilização da pré-codificação, uma vez que ela provoca um certo embaralhamento entre os símbolos a serem transmitidos, o que contribui para aumentar o grau de aleatoriedade das sequências correspondentes, e também porque na prática podem ocorrer sequências especiais para as quais a propagação de erros se torna crítica. Em vista destes fatos todos, nos próximos capítulos só se considera o esquema com pré-codificação.

Outro aspecto bastante importante referente aos sistemas de resposta parcial, é a existência de duas formas de implementação dos canais associados.

A primeira idéia é aquela onde a conformação da função $X(f)$ se faz através das funções de transferência dos filtros de transmissão e recepção e do meio de transmissão. Esta será denominada aqui de conformação analógica e tem como características importantes, a forma do sinal na saída do filtro transmissor, o qual é composto por pulsos cujas amplitudes pertencem ao conjunto $\{0, 1, 2, \dots, m-1\}$, e o fato de que a interferência entre símbolos controlada se concretiza na saída do filtro receptor. Considerando que

este canal é a célula básica de uma linha repetidora completa, o sinal detetado em cada célula deve ser processado de forma a atingir o formato acima, antes de ser enviado através do canal seguinte.

A segunda opção de implementação, a conformação digital, é facilmente visualizada através do modelo da Fig. II.4, o qual sugere a implementação explícita do filtro transversal $Tr(f)$ no transmissor. Com isto o sinal a ser transmitido já está contaminado com a interferência entre símbolos característica do particular exemplar empregado, e ao conjunto composto pelos filtros transmissor e receptor e pelo meio de transmissão, resta a incumbência de conformar o filtro $F(f)$. Logo, o sinal a ser injetado no meio de transmissão será composto pelos L níveis resultantes da interferência controlada, e o restante da célula repetitiva é um canal operando no primeiro critério de Nyquist e, portanto, transparente aos níveis de transmissão. Se a detecção é realizada de modo a fornecer os níveis transmitidos e não a mensagem m' -ária básica, resulta daí um sinal que já se encontra na forma apropriada para ser enviado através do canal seguinte, sem a necessidade do concurso de um novo filtro $Tr(f)$. Isto significa que tal filtro será implementado uma única vez ao longo de uma linha repetidora completa, e se localizará no terminal transmissor.

Na verdade, um sistema de resposta parcial conformado digitalmente pode ser encarado como um sistema do primeiro critério operando com um código de linha apropriado, cujas características são determinadas pelo polinômio $P(A)$ associado.

Uma vez expostas as características básicas de cada opção, surge a necessidade de compará-las. O primeiro aspecto a ser considerado é que a necessidade de se recuperar a mensagem básica em cada repetidor referente à conformação analógica, implica na presença da decisão com realimentação, ou então, da pré-codificação, em cada um destes repetidores. Contrastando com esta situação, a conformação digital exige a presença de apenas um circuito de pré-codificação posicionado no terminal transmissor, ou, então, a presença da decisão realimentada apenas no terminal receptor.

Logo, esta conformação se mostra mais interessante quando o confronto leva em consideração apenas a complexidade relati

va. Entretanto, quando se utiliza exemplares cujos polinômios característicos apresentam grau próximo ou igual à unidade e coeficientes unitários, esta desvantagem da construção analógica não assume proporções que justifiquem sua exclusão. Isto porque nestas condições o filtro transversal empregado nos dois esquemas de detecção é bastante simples.

Esta não exclusão se reforça quando se leva em conta outros fatores nesta comparação, pois enquanto estas formas de implementação se equivalem no que diz respeito à qualidade dos olhos associados e à problemática de extração do sinal de relógio nos repetidores, tal nem sempre ocorre com relação à quantidade de ruído presente na entrada do circuito de decisão. E assim é quando se considera o ruído térmico, que é aquele preponderante quando da utilização de cabos coaxiais, dada a diferença entre as respostas em frequência dos filtros receptores correspondentes. Neste caso a conformação analógica oferece, em geral, melhor desempenho, e os sistemas até então implementados para operação com estes cabos optaram por esta forma de construção.

Por fim, é importante observar que a conformação digital implica em maiores dificuldades de implementação do filtro receptor quando da utilização da faixa mínima e de exemplares cujos polinômios característicos apresentam o fator $1+A$. Isto porque nestas situações a conformação analógica exige a confecção de filtros receptores com características espectrais suaves, ao passo que a conformação digital exige a confecção de um filtro que deverá completar a conformação de um filtro passa-baixas ideal de Nyquist.

Existem agora condições para justificar a adoção da denominação AMI para o exemplar onde $P(A) = 1-A$. Tomando o caso em que a mensagem básica é composta por símbolos que podem assumir apenas os valores 0 ou 1 e considerando o emprego da conformação digital e da pré-codificação, o modelo para o terminal transmissor correspondente será aquele mostrado na Fig. II.15.

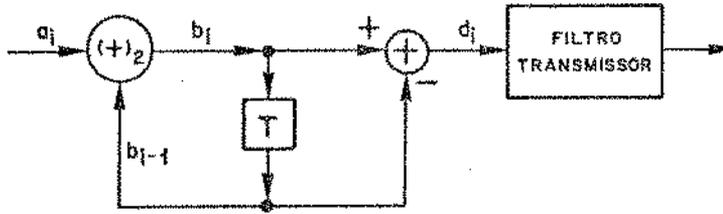


Fig. II.15 - Terminal Transmissor AMI

Com base neste pode-se escrever:

$$b_i = [a_i + b_{i-1}]_{\text{mód.2}} = a_i \oplus b_{i-1} \quad (\text{II.29})$$

e para os símbolos d_i :

$$d_i = b_i - b_{i-1} \quad (\text{II.30})$$

Escrevendo d_i em termos dos símbolos a_i através de (II.29), tem - se:

$$d_i = a_i \oplus \left[\sum_{n=1}^{\infty} a_{i-n} + b_{-\infty} \right]_{\text{mód.2}} - \left[\sum_{n=1}^{\infty} a_{i-n} + b_{-\infty} \right]_{\text{mód.2}}$$

onde $b_{-\infty}$ é o símbolo inicial da sequência correspondente.

Simplificando a escrita tem-se:

$$d_i = (a_i \oplus s_{i-1}) - s_{i-1} \quad (\text{II.31})$$

É claro que s_{i-1} poderá assumir apenas os valores zero e 1, onde a presença de cada um destes depende do número de parcelas unitárias que compõem s_{i-1} . Logo, a expressão (II.31) mostra que se $a_i=0$, então $d_i=0$ independente do valor de s_{i-1} . Por outro lado, quando $a_i=1$, então o valor absoluto de d_i é unitário, mas a polaridade dependerá de s_{i-1} . Caso este último seja nulo, $d_i=1$, e caso contrário, $d_i=-1$. Além disto, como $s_i = s_{i-1} + a_i$, se $a_i=1$, então s_i e s_{i-1} serão diferentes. Logo, se a_{i+1} também for

então d_{i+1} apresentará polaridade oposta àquela de d_i . Dado que os valores das variáveis s_i e s_{i-1} serão diferentes somente quando a_i for unitário, conclui-se que os símbolos unitários na sequência dos a_i serão representados por +1 e -1, alternadamente, na sequência dos d_i .

Mas estas relações entre os símbolos a_i e os d_i correspondentes são exatamente aquelas que definem o código de linha AMI, o que justifica a denominação aqui adotada. Esta constatação implica que as linhas repetidoras dos sistemas MCP de primeira hierarquia que empregam o código de linha AMI associado a um filtro de Nyquist com resposta em frequência suave, como é o caso típico do cosseno levantado, não precisam necessariamente serem consideradas como sistemas do primeiro critério. Está claro agora que elas podem ser tratadas como um exemplo de aplicação dos sistemas de resposta parcial. Em particular, daquele onde $P(A)=1-A$, conformado digitalmente, utilizando pré-codificação e um filtro $F(f)$ suave. E este será o enfoque adotado no restante deste trabalho, sempre que se tratar das referidas linhas.

Esta visualização oferece ainda uma idéia para a forma de um circuito que realiza a codificação AMI, que é aquela mostrada na Fig. II.15.

Este trabalho de análise das características dos sistemas de resposta parcial é encerrado com a citação de dois pontos importantes. O primeiro se refere às facilidades apresentadas por tais sistemas para a monitoração de seu desempenho, facilidades estas oriundas da correlação existente entre as amostras retiradas do sinal fornecido pelo filtro receptor, uma vez que o número de níveis aí é maior que aquele associado à mensagem básica, o que permite a detecção de erros [8],[9], sem que haja necessidade do emprego de símbolos especiais para tal função. O segundo se refere à possibilidade de se trabalhar sempre com uma estrutura de níveis simétricos em torno do nível zero de referência, na entrada do meio de transmissão. Embora tal estrutura resulte de forma natural em sistemas como o duobinário modificado e AMI quando se emprega a conformação digital, tal não ocorre para outros exemplos, como, por exemplo, o duobinário, e para todos quando se em

prega a conformação analógica. Tal estrutura pode ser criada artificialmente nestes casos, e este procedimento, embora provoque alterações na regra de decisão associada à detecção com pré-codificação, ainda permite o emprego normal deste esquema.

Por fim, tendo em vista as conveniências oferecidas por canais de transmissão digital que apresentam maior facilidade de implementação, menor diferença entre o número de níveis de recepção e aquele empregado para representar a mensagem básica, olhos com maior abertura para uma dada faixa de frequências e, em segundo plano, um baixo conteúdo de energia nas baixas frequências, com conveniências estas aliadas ao cuidado necessário para não incorrer no erro de levar em consideração um tal número de sistemas que provoquem conclusões confusas e infrutíferas, no restante deste trabalho somente serão confrontados os exemplares duobinário, duobinário modificado e AMI, no que diz respeito aos sistemas com interferência controlada.

CAPÍTULO III

CONVENÇÕES E CRITÉRIOS DE
AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A mensagem original a ser transmitida através dos canais estudados no restante deste trabalho será sempre binária, e o modelo adotado para a representação da célula básica constituída por uma secção regenerativa das linhas digitais em cabos é o mesmo do capítulo anterior, porém com uma definição para a função de transferência do filtro transmissor e com a adoção de uma notação geral, como mostrado na Fig. III.1.

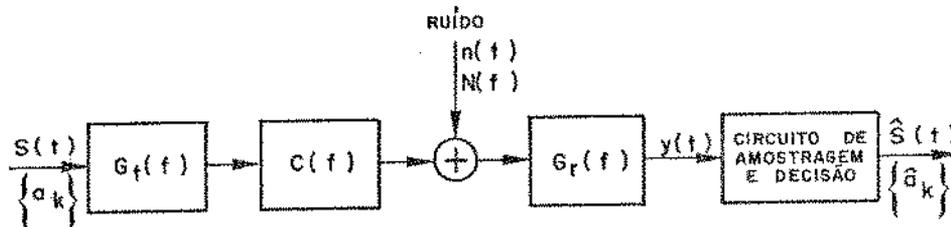


Fig. III.1 - Modelo para uma secção regenerativa

O sinal $s(t)$ apresenta a forma descrita por (II.1), mas a variável aleatória a_k , que representa a informação a ser transmitida, assume agora os valores ditados pelo código de linha adotado. Como se pretende estudar as conformações analógica e digital, na primeira a_k assumirá os valores correspondentes ao código polar, isto é, ± 1 , ao passo que no caso digital seus valores serão aqueles resultantes da atuação do filtro transversal $T_r(f)$ apropriado, alimentado por símbolos obedecendo ao código polar. Em qualquer destes casos, entretanto, os símbolos polares serão o resultado de uma pré-codificação da mensagem original unipolar e posterior codificação polar.

A resposta impulsiva $g_t(t)$, associada ao filtro conformador de pulsos, será sempre retangular, com amplitude unitária e com uma largura τ , a qual pode assumir dois valores: $0,5 T$ e T . Logo,

$$G_t(f) = \text{sen}(\pi f \tau) / \pi f \quad (\text{III.1})$$

Prosseguindo, $C(f)$ representa a função de transferência do trecho de cabo que une o transmissor ao receptor de uma dada secção regenerativa e $N(f)$ é a densidade espectral bilateral de

potência da tensão do ruído característico do cabo, ao passo que $n(t)$ é o valor instantâneo desta tensão. Ambas, $C(f)$ e $N(f)$, serão discutidas e especificadas nos capítulos apropriados. Por fim, $G_r(f)$ é a resposta em frequência do filtro receptor de cada receptor ou do terminal receptor.

De acordo com a definição do capítulo anterior, a função de transferência $X(f)$ do canal de transmissão pode agora ser expressa da seguinte forma:

$$X(f) = G_t(f) C(f) G_r(f) \quad (\text{III.2})$$

E, da mesma maneira que antes, esta é também a forma espectral do pulso equalizado resultante, cuja forma temporal é então $x(t)$, o que permite sustentar a expressão (II.2) para o sinal $y(t)$.

Como consequência destas convenções, a forma do canal e do pulso equalizado associados a um dado exemplar de resposta parcial e um dado filtro $F(f)$, dependem da conformação empregada. Assim, no caso analógico tem-se $X(f) = Tr(f) F(f)$, ao passo que no caso digital, dado que o modelo considera de forma implícita a atuação do filtro transversal, resulta $X(f) = F(f)$. Logo, neste caso as particularidades de cada exemplar estão implícitas na lei obedecida pelos símbolos a_k .

Nos dois capítulos seguintes determinar-se-á, para cada tipo de cabo, cada exemplar considerado e para as duas formas de implementação, o canal ótimo correspondente dados $G_t(f)$ e $C(f)$ e as características da interferência entre símbolos associadas a cada caso. Daí resulta, de imediato, a forma dos filtros de recepção correspondentes, a partir dos quais se avaliará o desempenho oferecido por tais canais. Isto será conseguido através da particularização, nos capítulos apropriados, dos resultados do Apêndice A, o qual fornece não só o canal ótimo genérico em termos do tipo de cabo, exemplar e conformação, mas também a forma de $G_r(f)$ associada e a potência média do ruído na saída deste filtro.

Entretanto, a ênfase do estudo é colocada na análise de canais que são denominados práticos, onde $X(f)$ é estabelecido a priori. A seleção destas características espectrais é feita de forma a se conseguir flexibilidade na escolha de um valor para o ex

cesso de faixa de frequências, facilidade de implementação do filtro receptor correspondente e maior facilidade de tratamento analítico dos parâmetros que descrevem o comportamento do desempenho resultante.

Para os sistemas aqui estudados e para os canais digitais de uma maneira geral, a forma do pulso equalizado é tal que a interferência entre símbolos nos instantes de amostragem é nula, ou então conhecida. Logo, teoricamente, o único empecilho para a correta detecção dos símbolos recebidos é o ruído na saída do filtro receptor. Porém, na prática, a posição dos pulsos do relógio de amostragem pode diferir daquela ótima em razão de dois fatores: a) desvio estático da fase do relógio em relação ao valor ótimo e b) desvio dinâmico desta em torno de seu valor médio (tremor). Neste caso existe interferência entre símbolos não nula, ou então não controlada, que pode provocar uma redução na margem disponível contra o ruído para a correta detecção dos símbolos.

Em vista disto, é bastante importante considerar o desempenho dos sistemas, não só nos instantes ótimos de amostragem, mas também nas adjacências destes, de modo a se avaliar a sensibilidade de cada um em relação a estas variações. Esta sensibilidade é um parâmetro importante na comparação entre sistemas e é também um fator que alimenta o interesse no estudo de canais que oferecem flexibilidade na escolha do excesso de faixa.

Deve-se agora tratar do critério a ser utilizado para as avaliações desejadas. É claro que o melhor parâmetro para o julgamento do desempenho de um sistema de transmissão digital é a probabilidade de erro média nos instantes de decisão sobre a mensagem recebida. Porém, em virtude das dificuldades analíticas provocadas pela presença da interferência entre símbolos que aparece quando a amostragem não se dá nos instantes ótimos, torna-se necessário recorrer ao computador para o cálculo desta probabilidade. Entretanto, tal procedimento não representa uma solução quando se deseja obter o comportamento do desempenho em função de alguns parâmetros pois, então, em geral, o tempo de computação necessário é proibitivo.

Isto faz com que a probabilidade de erro de pior caso em termos de interferência entre símbolos seja um critério mais in

interessante, pois a utilização da interferência de pior caso torna, em geral, mais rápido o processo de cálculo e fornece ainda os contornos do diagrama de olhos associado, o qual se constitui num instrumento muito importante de avaliação e comparação, não só no plano dos estudos teóricos, mas principalmente no plano prático, dada a facilidade com que ele é obtido através do osciloscópio, a quantidade de informações que ele fornece e a facilidade com que elas são extraídas. Além disto, a probabilidade de erro de pior caso se constitui numa boa aproximação daquela média, principalmente quando a distribuição de amplitudes do ruído é do tipo gaussiano, uma vez que esta distribuição enfatiza a importância daquelas amostras cujas amplitudes se aproximam do limiar de decisão.

Em vista disto, este é o critério adotado aqui. Considerando um determinado olho do diagrama associado a um sistema e um de seus contornos no instante t_0 , onde t_0 é a medida do deslocamento da posição do pulso de relógio em relação àquela ótima, define-se aí como margem contra o ruído para a correta detecção do sinal, a distância entre este contorno e o limiar de decisão correspondente. Para o ruído gaussiano de média zero, a probabilidade de erro de pior caso para a situação acima depende da relação entre esta margem e o valor eficaz do ruído. Com isto, conhecendo-se o diagrama de olhos, a probabilidade de ocorrência de cada nível na recepção e a potência média deste ruído após o filtro $G_r(f)$, pode-se calcular, a cada valor de t_0 , a probabilidade de erro de pior caso do sistema, ou seja, a média das probabilidades de pior caso associadas aos contornos.

Entretanto, ao invés de utilizar esta última, optou-se pela utilização da maior probabilidade entre todas aquelas associadas ao diagrama de olhos, atingindo-se, assim, a situação mais desfavorável possível e aquilo que se entende aqui por desempenho de pior caso. Porém, para o ruído acima, a probabilidade de erro é função monótona decrescente da relação sinal/ruído. Logo, dado que se supõe que o ruído característico de cada tipo cabo é gaussiano, o desempenho de pior caso a cada instante t_0 pode ser estudado através do comportamento da relação entre a menor margem, $M(t_0)$, considerando-se todos os contornos, e o valor eficaz do ruído, ou seja, da "relação margem/ruído de pior caso" ($M/R(t_0)$).

Esta relação depende da posição em que são colocados os limiares de decisão. Ao longo deste trabalho se supõe que estes estão situados na posição média entre níveis nominais adjacentes. De posse desta definição é possível agora explicitar expressões para $M(t_0)$ e $M/R(t_0)$. Assim, denominando $c_i(t_0)$ as amplitudes do i -ésimo contorno de um diagrama de olhos, onde estas amplitudes são medidas em relação ao limiar correspondente, tem-se:

$$M(t_0) = \text{MÍNIMO}[d - |c_i(t_0)|] \quad (\text{III.3})$$

onde d é o semi-espacamento entre níveis adjacentes.

A potência média σ_r^2 do ruído na saída do filtro receptor é dada por:

$$\sigma_r^2 = 2 \int_0^{\infty} N(f) |G_r(f)|^2 df \quad (\text{III.4})$$

Logo, a relação margem/ruído de pior caso no instante t_0 pode ser escrita como:

$$\frac{M}{R}(t_0) = M(t_0) / \left[2 \int_0^{\infty} N(f) |G_r(f)|^2 df \right]^{1/2} \quad (\text{III.5})$$

É interessante observar que, dadas as condições até então estabelecidas e uma vez fixados uma forma para $F(f)$ e um exemplar de resposta parcial, ou, de uma maneira geral, uma forma para a resposta em frequência do canal e um código de linha, então $M(t_0)$ depende somente de t_0 , ao passo que σ_r^2 varia apenas com $C(f)$. Dado que o desempenho dos sistemas em consideração, quando operando através de cabos coaxiais, será avaliado em função da atenuação destes cabos, é interessante neste caso apresentar separadamente os comportamentos de $M(t_0)$ e σ_r^2 . Para isto será utilizado o parâmetro "degradação da abertura do olho no pior caso", o qual é definido como:

$$D(t_0) = d/M(t_0) \quad (\text{III.6})$$

Paralelamente, a relação $M/R(t_0=0)$ será calculada em função da re

ferida atenuação. A combinação destes parâmetros permitirá avaliar, a cada valor de atenuação, o comportamento da relação M/R de pior caso em função de t_0 .

Os estudos que se seguem fornecerão, então, para cada sistema, o desempenho ótimo para $t_0=0$ e o comportamento do desempenho prático em relação ao excesso de faixa e ao deslocamento da posição de amostragem.

CAPÍTULO IV

SISTEMAS DE RESPOSTA PARCIAL EM
CABOS COAXIAIS

IV.1 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CABO E RUÍDO

O primeiro passo para a análise do comportamento dos exemplares escolhidos quando operando através de cabos coaxiais, deve ser a particularização do modelo geral da Fig. III.1. E esta particularização se refere apenas à função de transferência $C(f)$ do trecho de cabo que une dois repetidores e ao ruído inerente a esta situação.

Iniciando por $C(f)$, esta será aqui representada por[10]:

$$C(f) = \exp [-\alpha \sqrt{f/f_0} (1+j) - j\beta f] \quad (\text{IV.1})$$

onde α é a atenuação em nepers na frequência f_0 e β é a inclinação da componente linear da resposta de fase associada.

Esta expressão leva em consideração apenas as perdas devidas ao efeito pelicular nos condutores, desprezando aquelas que ocorrem no dielétrico e aquela correspondente aos sinais c.c. Também, esta função de transferência é válida para os três tipos de cabos coaxiais normalmente empregados para transmissão digital, ou seja: o micro, o pequeno e o coaxial normal; e as diferenças nas atenuações provocadas por cada tipo, bem como as possíveis diferenças de comprimento, são levadas em consideração através do parâmetro α . Além disto, aqui será enfatizado o parâmetro α_0 , definido como:

$$\alpha_0 = 20 \alpha \log(e) \quad (\text{IV.2})$$

que representa então a atenuação em dB na frequência f_0 . Esta será sempre igual à metade da taxa de bits na linha, isto é, $1/2T$.

Levando em consideração a diversidade das situações encontradas na literatura, no que diz respeito à taxa de bits, ao espaçamento máximo entre repetidores e à possibilidade do emprego dos três tipos de cabos, diversidade esta que se reflete numa gama de valores possíveis para α_0 , o desempenho dos sistemas escolhidos será aqui avaliado para atenuações situadas entre 60 dB e 100 dB.

O ruído que se faz presente nestas situações é o ruído térmico, gerado não apenas pelo cabo, mas também pelo filtro de

recepção. Aqui se supõe que este ruído é branco na faixa de frequências de interesse e apresenta distribuição de amplitude do tipo gaussiano. A densidade espectral bilateral da potência da tensão correspondente, quando o filtro receptor se encontra casado com o cabo, será [11]:

$$N(f) = N_0 = K T_A R F/2 \quad [V^2/Hz] \quad (IV.3)$$

onde:

K = constante de Boltzman

T_A = temperatura ambiente

R = impedância característica do cabo

F = figura de ruído do filtro receptor

IV.2 - CANAIS ÓTIMOS

Estas características serão agora aplicadas aos resultados do Apêndice A de modo a particularizá-los para as condições e sistemas aqui tratados. Assim, partindo das expressões (A.11), (A.12) e (A.13), obtêm-se, respectivamente:

$$G_{r \text{ ot.}}(f) = \frac{T[G_t(f) C(f)]^* X_c(f)}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_t^k(f) C^k(f)|^2} \quad (IV.4)$$

$$X_{\text{ot.}}(f) = \frac{T|G_t(f) C(f)|^2 X_c(f)}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_t^k(f) C^k(f)|^2} \quad (IV.5)$$

$$\sigma_{r \text{ ot.}}^2(\alpha_0) = 2T^2 N_0 \int_0^{1/2T} \frac{|X_c(f)|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_t^k(f) C^k(f)|^2} df \quad (IV.6)$$

onde $G_t(f)$ é dado por (III.1).

Lembrando as convenções adotadas no capítulo anterior e as características que delas resultam para a forma do canal associado a cada conformação, ao se particularizar (A.3.b) segundo os exemplares de resposta parcial e conformações consideradas, resultam as seguintes expressões para $X_c(f)$:

a) conformação analógica:

$$X_c(f) = \begin{cases} 2 \exp(-j\pi fT) \cos(\pi fT) & ; \text{ duobinário} \\ 2j \exp(-j\pi fT) \operatorname{sen}(\pi fT) & ; \text{ AMI} \\ 2j \exp(-j2\pi fT) \operatorname{sen}(2\pi fT) & ; \text{ duobinário modificado} \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

b) conformação digital:

$$X_c(f) = 1 \quad ; \quad \text{ todos os três exemplares} \quad (\text{IV.8})$$

Posto isto, as expressões (IV.4), (IV.5) e (IV.6) mostram a dependência do desempenho ótimo em relação à forma como é implementado o canal e, quando esta é a analógica, a dependência deste desempenho em relação ao exemplar considerado. Porém, quando se trata da conformação digital, o desempenho no instante ótimo de amostragem é o mesmo para todos exemplares em questão, pois, uma vez fixados α_0 e o fator de ocupação τ/T , $\sigma_{rot}^2(\alpha_0)$ é o mesmo para todos os casos, e os códigos de linha pseudo-ternários associados são idênticos do ponto de vista da probabilidade de ocorrência de cada nível, o que implica na igualdade da potência média transmitida por cada um. Logo, nesta conformação os exemplares se distinguem apenas quanto à forma dos olhos associados. Esta conclusão pode ser estendida a todo sistema digital que empregue um código pseudo-ternário com a mesma propriedade acima.

Estas conclusões permitem agora adotar mais uma convenção, segundo a qual, ao se colocar a denominação particular de cada exemplar se está considerando implicitamente o emprego da conformação analógica e, conseqüentemente, quando se desejar enfocar um dado exemplar conformado digitalmente, então se anunciará explicitamente esta forma de construção.

Além das dependências observadas, devem ser consideradas

a largura dos pulsos transmitidos e, é claro, a atenuação α_0 . Estas dependências sugerem uma comparação quantitativa entre estes exemplares, a qual inicialmente será levada a cabo com base no comportamento das respectivas relações $M/R(t_0)$ ótimas, calculadas nos instantes $t_0=0$, o que implica no estudo de quatro sistemas, em contraste com as seis possibilidades iniciais.

Tomando como referência a relação correspondente ao sistema com conformação digital e pulsos transmitidos com fator de ocupação $\tau/T=0,5$, isto é:

$$\left[\frac{M}{R}(t_0=0) \right]_{\text{ref.}}^2 = \frac{1}{\frac{2N_0\pi^2}{T} \int_0^{1/2} \frac{1}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} [\text{sen}\{\pi(fT-k)/2\} \exp(-\alpha\sqrt{2}|fT-k|)/(fT-k)]^2} d(fT)}$$

$$= \frac{1}{\frac{2N_0\pi^2}{T} \sigma_{\text{ref.}}^2(\alpha_0)} \quad (\text{IV.9})$$

pode-se escrever as seguintes expressões para as relações ótimas referenciadas, quando se impõe a igualdade da potência média do sinal na entrada do cabo:

a) conformação analógica:

$$\left[\frac{M}{R}(t_0=0) \right]^2 = \frac{\sigma_{\text{ref.}}^2(\alpha_0)}{\frac{T}{T} \int_0^{1/2} \frac{|X_c(f)|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} [\text{sen}\{\pi(fT-k)\tau/T\} \exp(-\alpha\sqrt{2}|fT-k|)/(fT-k)]^2} d(fT)}$$

(IV.10)

b) conformação digital:

$$\left[\frac{M}{R}(t_0=0) \right]^2 = \frac{\sigma_{\text{ref.}}^2(\alpha_0)}{\frac{2\tau}{T} \int_0^{1/2} \frac{1}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} [\text{sen}\{\pi(fT-k)\tau/T\} \exp(-\alpha\sqrt{2}|fT-k|)/(fT-k)]^2} d(fT)}$$

(IV.11)

Estas expressões fornecem as curvas da Fig. IV.1, referentes ao comportamento das relações referenciadas, e também a curva da Fig. IV.2, que mostra a relação de referência. Esta última, juntamente com o valor:

$$\sigma_{\text{ref.}}^2 (\alpha_0 = 100 \text{ dB}) \approx 1,6299 \times 10^8$$

permite estimar as relações absolutas para situações específicas em termos de N_0 e T .

A Fig. IV.1 mostra que o melhor sistema é o duobinário, o qual apresenta uma superioridade de cerca de 5 dB em relação ao duobinário modificado, para um dado valor de τ/T . Também, todos sistemas, quando implementados segundo a conformação digital, são inferiores ao duobinário modificado, mas apresentam uma vantagem de cerca de 2,7 dB em relação ao AMI analógico. Esta figura mostra ainda que a superioridade dos sistemas duobinário e duobinário modificado se evidencia à medida que α_0 cresce, e que os pulsos de transmissão largos são mais interessantes que os estreitos.

Todos estes comportamentos podem ser explicados com base nas diferenças entre as formas dos filtros receptores ótimos correspondentes, as quais são provocadas pelas diferenças entre os espectros $X_{\text{ot.}}(f)$. O módulo destes espectros, normalizados de forma tal que as amplitudes máximas sejam unitárias, são apresentados na Fig. IV.3, com exceção daquele referente ao sistema AMI. Lembrando que a resposta em frequência do cabo decai exponencialmente e que $G_t(f)$ é proporcional a $\text{sinc}(f\tau)$, é claro que enquanto $|X(f)|$ se mantém constante, a resposta de amplitude de $G_r(f)$ deverá crescer de forma aproximadamente exponencial. Logo, a quantidade de ruído na saída deste filtro será tanto menor quanto menor a amplitude de $X(f)$ à medida que f cresce. E é o sistema duobinário que melhor se adapta a este comportamento, enquanto que a conformação digital é a que mais se afasta.

Esta análise é confirmada pelas curvas da Fig. IV.4, as quais mostram o comportamento de $|G_{\text{rot.}}(f)|^2$ quando se toma o cuidado de manter constante não só a potência média transmitida, mas também o semi-espacamento entre os níveis adjacentes de recepção (limiar). Com isto a diferença entre as áreas sob cada curva é um

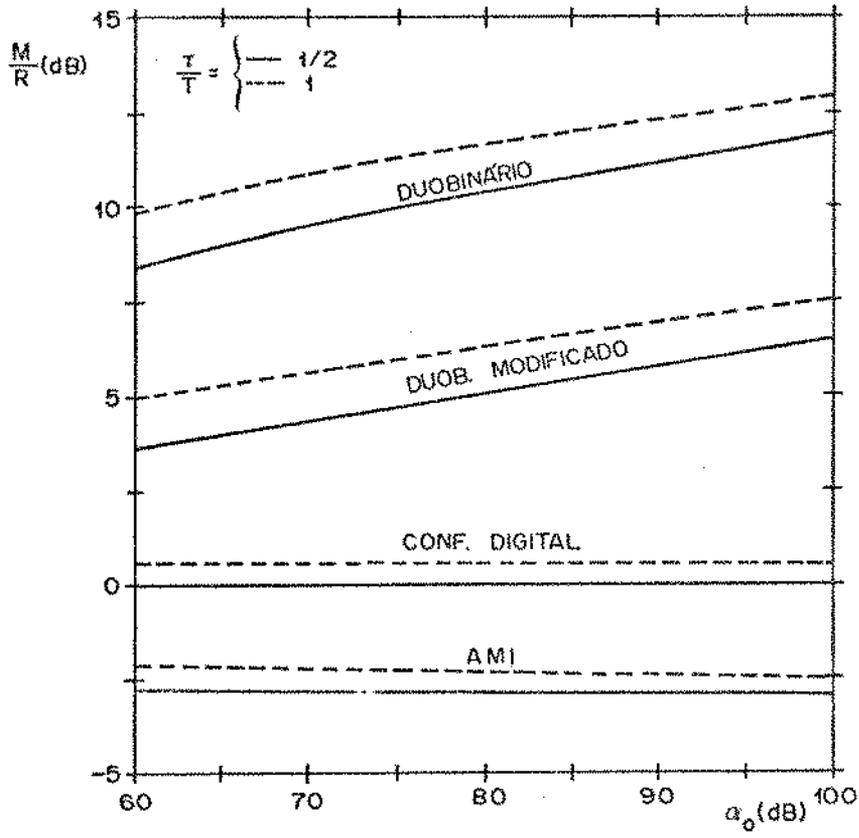


Fig. IV.1 - Relações M/R ótimas

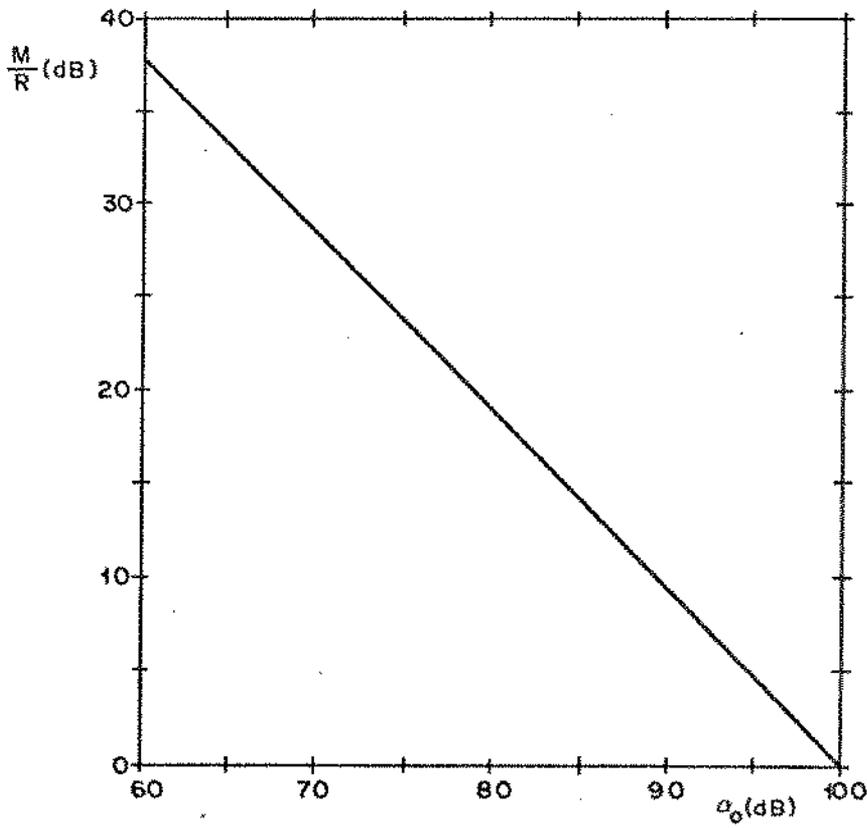


Fig. IV.2 - Relação M/R de referência

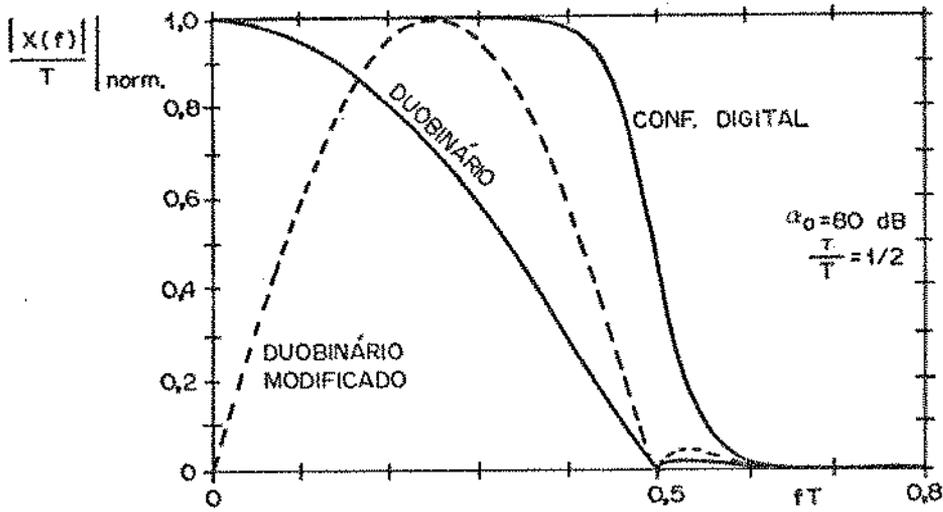


Fig. IV.3 - Resposta em frequência dos canais ótimos

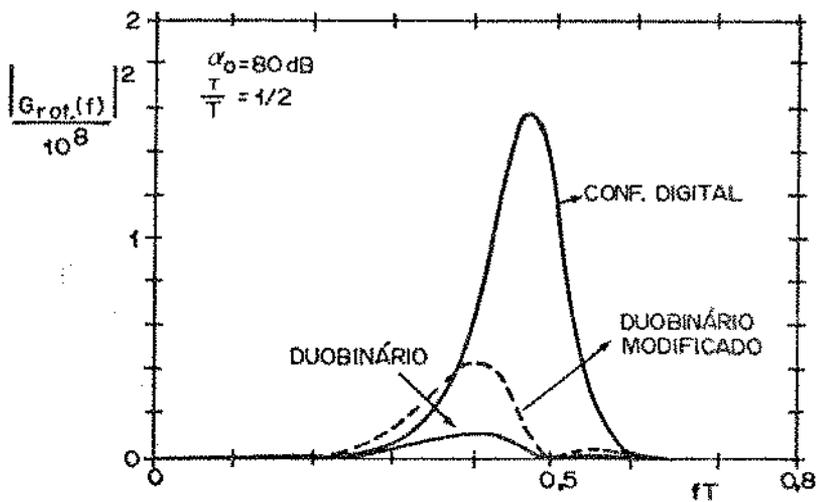


Fig. IV.4 - Resposta em frequência dos filtros receptores ótimos

indicador direto da quantidade de ruído incidente na decisão, mantidas as demais grandezas invariantes, e portanto, das diferenças entre as relações M/R ($t_0=0$).

Quanto ao sistema AMI analógico, ao se observar a forma espectral da Fig. II.6 percebe-se que o espectro de amplitudes do canal ótimo associado apresentará as maiores amplitudes em torno de $f=1/2T$, o que claramente justifica sua posição desfavorável. Não há, portanto, vantagem nenhuma em usar a conformação analógica para implementar este sistema, motivo pelo qual ele é sempre implementado digitalmente.

Com base ainda nas características de $|C(f)|$, as formas espectrais da Fig. IV.3 indicam que a superioridade dos sistemas duobinário e duobinário modificado será evidenciada à medida que α_0 cresce, pois nesta situação as amplitudes situadas nas frequências superiores ganham importância crescente na determinação da quantidade de ruído após o filtro receptor. Entretanto, o grau desta evidência não é definido apenas pela característica exponencial, pois a forma de $X_{ot.}(f)$ varia com α_0 de maneira tal que a "faixa efetiva" destes espectros tende a decrescer à medida que esta atenuação cresce.

Neste ponto é interessante enfocar o fato de que as formas espectrais ótimas acima exigem uma faixa de frequências maior que a mínima necessária, o que se constitui num exemplo que justifica as observações do Capítulo II referentes à idéia de sistemas de resposta parcial com esta característica. A explicação para a presença deste excesso é que ele permite que, à medida que o espectro do pulso equalizado se aproxima de $f=1/2T$, ocorra uma simultânea redução de suas amplitudes posicionadas aquém desta frequência, criando-se, assim, a possibilidade de uma compensação vantajosa do ruído adicional provocado pela presença do excesso. É claro que este mecanismo fica prejudicado à medida que α_0 cresce, o que leva ao progressivo estreitamento da "faixa efetiva" de $X_{ot.}(f)$.

A explicação para o comportamento do desempenho ótimo de cada sistema em relação ao parâmetro τ/T se torna mais fácil quando se observa que, ao se passar de $\tau/T = 0,5$ para $\tau/T = 1$, a forma do espectro de amplitudes de $X_{ot.}(f)$ não se altera significativamente enquanto α_0 assume valores compreendidos entre os li

mites em consideração. Este fato pode ser comprovado através da seguinte expressão:

$$\frac{|X_{ot.}(f, \tau/T=1)| - |X_{ot.}(f, \tau/T=1/2)|}{T} \cong \frac{|X_c(f)| \cos(\pi x)}{1 + \frac{\pi}{4} \{ [(x-1) \text{sinc}(x/2)]^2 \exp[y(x)] + [x \text{sinc}(x/2)]^2 \exp[-y(x)] \}}$$

(IV.12)

onde

$$x = fT \geq 0$$

$$y(x) = 2\sqrt{2} \alpha (\sqrt{|x-1|} - \sqrt{x})$$

e a aproximação se deve ao fato de se ter considerado apenas as parcelas referentes a $k=0$ e $k=1$ na somatória da expressão (IV.5), o que se justifica tendo em vista os valores considerados para α_0 .

Assim, na medida em que a forma de $|X_{ot.}(f)|$ permanece praticamente inalterada ao se variar o fator de ocupação da maneira acima descrita, é claro que as mudanças que ocorrem em $G_t(f)$ devem ser absorvidas por $G_{rot.}(f)$. Estas alterações podem ser observadas através da diferença entre os valores quadráticos das amplitudes do espectro deste filtro receptor, diferença esta obtida com base nas expressões (III.1), (III.2) e (IV.1). Ao se tomar o cuidado de manter constante a potência média transmitida e o valor do limiar resultante, obtêm-se:

$$|G_{rot.}(f, \tau/T=1/2)|^2 - |G_{rot.}(f, \tau/T=1)|^2 \cong \frac{4 |X_{ot.}(f)|^2 \exp(2\alpha\sqrt{2}|fT|)}{T^2 \text{sinc}^2(fT/2)} \left[1 - \frac{1}{2\cos^2(\pi fT/2)} \right]$$

(IV.13)

Logo, o filtro receptor ótimo para pulsos estreitos apresenta amplitudes maiores na faixa de frequências que se estende até $f=1/2T$, mas a partir daí a situação se inverte e assim per

manece no restante da faixa de interesse. Este comportamento é provocado pelo estreitamento do lóbulo central do espectro de $G_t(f)$ à medida que τ/T cresce, o que faz com que ocorra uma maior concentração de energia na faixa de frequências de interesse, implicando assim num melhor desempenho quando se emprega pulsos largos. Porém, é importante observar que as diferenças de amplitudes provocadas pelos filtros $G_t(f)$ são ponderadas pelo fator exponencial de (IV.13), o qual enfatiza as diferenças situadas nas frequências superiores. Isto explica o fato da diferença entre os desempenhos associados a cada fator de ocupação ser maior nos sistemas duobinário e duobinário modificado, uma vez que seus espectros $|X_{ot.}(f)|$ apresentam amplitudes menores em torno de $f=1/2T$ quando comparados com os outros canais considerados. E explica também o fato de que num dado sistema esta diferença de desempenho tende a diminuir à medida que α_0 cresce, pois nesta situação o efeito do fator exponencial de peso também cresce. Este efeito porém é fortemente compensado pelo concomitante estreitamento do excesso de faixa.

Além deste quadro comparativo inicial, esta análise dos canais ótimos fornece ainda subsídios para a continuidade do estudo do comportamento dos sistemas em consideração. Neste sentido, o fato dos canais ótimos exigirem uma faixa efetiva maior que a mínima necessária, reforça o interesse em se experimentar canais práticos que ofereçam flexibilidade na escolha deste excesso e que apresentem as demais características desejáveis citadas no Capítulo II. Estas características implicarão, sem dúvida, num deterioramento de desempenho em termos da relação M/R para $t_0=0$, o qual deve ser quantificado para que sejam criadas condições para o estabelecimento de um compromisso razoável entre todos estes fatores.

Os resultados ótimos permitem também abandonar o sistema AMI e, eventualmente, até a conformação digital. Porém, tendo em vista a importância desta última por fornecer o desempenho de várias possibilidades em termos de código de linha, ela será levada adiante juntamente com os dois sistemas mais interessantes.

Além deste abandono, a partir daqui somente se considerará o fator de ocupação igual a 50%. Esta decisão se justifica não só pela relativa insignificância prática das diferenças de desempenho, mas também pelo fato de que esta diferença diminui, e

até inverte, à medida que a faixa do canal se alarga [12], como se pode inferir da análise anterior.

IV.3 - EXPRESSÕES GERAIS PARA OS CANAIS PRÁTICOS

Nos sistemas práticos que se seguem, sempre se estabelece a priori a forma espectral $X(f)$ do canal. Com isto, a forma do filtro receptor correspondente fica completamente determinada com base na expressão (III.2), e é possível, então, escrever de antemão as expressões que serão utilizadas em cada caso para o cálculo da relação M/R ($t_0=0$) e da degradação de pior caso da abertura dos olhos associados. Assim, ao se fazer uso da expressão (III.5), obtêm-se:

$$\left[\frac{M}{R} \right]_{\text{abs.}}^2 = \frac{1}{\frac{2N_0\pi^2}{T} \sigma_r^2(\alpha_0, X(f))} \quad (\text{IV.14})$$

onde

$$\sigma_r^2(\alpha_0, X(f)) = \int_0^\infty \frac{(fT)^2 \left| \frac{X(f)}{T} \right|^2 \exp(2\alpha\sqrt{2|fT|})}{\text{sen}^2(\pi fT/2)} d(fT) \quad (\text{IV.15})$$

A partir daqui a representação M/R indica que se está considerando o valor desta relação nos instantes ótimos de amostragem, e somente se colocará explicitamente sua dependência em relação a t_0 quando se desejar seu valor para $t_0 \neq 0$. Cabe ainda explicar que a maneira como foram escritas as expressões (IV.14) e (IV.15) leva em conta o fato de que as formas que serão adotadas para $X(f)$ apresentarão sempre o fator multiplicativo T e dependerão sempre de fT , o que implica que $\sigma_r^2(\alpha_0, X(f))$ não dependerá de T .

Utilizando a relação de referência expressa em (IV.9) e igualando as potências médias na entrada do cabo, obtêm-se as seguintes expressões para as relações referenciadas:

a) conformação analógica:

$$\left[\frac{M}{R} \right]^2 = \frac{2 \sigma_{\text{ref.}}^2(\alpha_0)}{\sigma_r^2(\alpha_0, X(f))} \quad (\text{IV.16})$$

b) conformação digital:

$$\left[\frac{M}{R} \right]^2 = \frac{\sigma_{\text{ref.}}^2(\alpha_0)}{\sigma_r^2(\alpha_0, X(f))} \quad (\text{IV.17})$$

Para o cálculo da degradação de pior caso será necessário obter primeiro o diagrama de olhos associado a cada sistema, o qual não depende da conformação empregada. Logo, a conformação analógica é mais interessante para este cálculo, uma vez que neste caso as sequências de pior caso, necessárias para a determinação dos contornos, são compostas por símbolos que assumem apenas os valores ± 1 e que são independentes entre si. Os diagramas associados aos exemplares em consideração são compostos por dois olhos e são simétricos em relação ao nível central (zero). Esta simetria permite que os cálculos de degradação se baseiem em apenas um dos olhos - o positivo, por exemplo.

Para a determinação dos contornos deste olho é interessante observar que os polinômios característicos aqui considerados podem ser escritos na forma:

$$P(A) = 1 \pm A^i, \quad i = 1 \text{ ou } 2 \quad (\text{IV.18})$$

e que, tomando como referência o instante ótimo de amostragem situado em $t=0$, ao qual se associa o símbolo a_0 , os níveis de recepção correspondentes são determinados apenas por a_0 e a_{-i} . Assim, no cálculo dos contornos deve-se considerar de forma separada a contribuição proporcionada por a_0 e a_{-i} e aquela proveniente de todos os demais símbolos. O valor absoluto da interferência de pior caso produzida por estes últimos em instantes t_0 tais que $0 \leq |t_0| \leq T/2$, é dado por:

$$i(t_0) = \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0, -i}}^{\infty} |x(t_0 - kT)| \quad (\text{IV.19a})$$

Destas considerações resultam as expressões seguintes , as quais definem o contorno do "chão" e do "topo" do olho positivo, respectivamente:

$$cc(t_0) = |x(t_0) \mp x(t_0+iT)| + i(t_0) \quad (IV.19b)$$

$$ct(t_0) = |x(t_0) \pm x(t_0+iT)| - i(t_0) \quad (IV.19c)$$

A obtenção da degradação de pior caso da abertura do olho para um dado instante t_0 exige a determinação do contorno que produz a margem de pior caso no instante considerado e o valor desta. Nas situações que se seguem, este procedimento é realizado com o auxílio do computador e existe a necessidade de limitar o número de parcelas a serem consideradas na somatória que fornece $i(t_0)$, o que implica num erro de avaliação desta interferência. Porém, em cada caso é possível obter um limite superior para este erro em função do número de termos considerados, do excesso de faixa empregado e de t_0 , e o truncamento será realizado de forma tal que o erro correspondente nunca seja maior que 1% do nível positivo de recepção.

IV.4 - CANAL DUOBINÁRIO I (DI)

Considerando o modelo empregado no estudo das características dos sistemas de resposta parcial, mostrado na Fig. II.4, a idéia mais imediata para a construção de um tal canal com excesso de faixa é a utilização de um filtro de Nyquist $F(f)$ que apresente tal característica. E dentre estes, o cosseno levantado com fator de excesso de faixa K é aquele consagrado em transmissão digital. Logo, seguindo estes passos em relação ao sistema duobinário conformado analogicamente, resulta o canal cujo espectro em frequência e forma temporal são definidos pelas seguintes expressões:

$$X(f) = 2T \cos(\pi fT) \exp(-j\pi fT) \begin{cases} 1 & ; 0 \leq |fT| \leq (1-K)/2 \\ 0,5 \{1 - \text{sen}[\pi(|fT| - 0,5)/K]\} & ; (1-K)/2 \leq |fT| \leq (1+K)/2 \end{cases} \quad (IV.20a)$$

$$x(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi} \left[\frac{\cos(K\pi t/T)}{\frac{t}{T} \left(1 - \frac{4K^2 t^2}{T^2}\right)} - \frac{\cos[K\pi(t-T)/T]}{\left(\frac{t-T}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2 (t-T)^2}{T^2}\right]} \right] \quad (\text{IV.20b})$$

as quais resultam de (II.14a) e (II.15a), respectivamente.

Particularizando as expressões (IV.15) e (IV.16) para esta forma espectral, resulta a relação M/R correspondente, a qual é apresentada na Fig. IV.5 em função de α_0 e K.

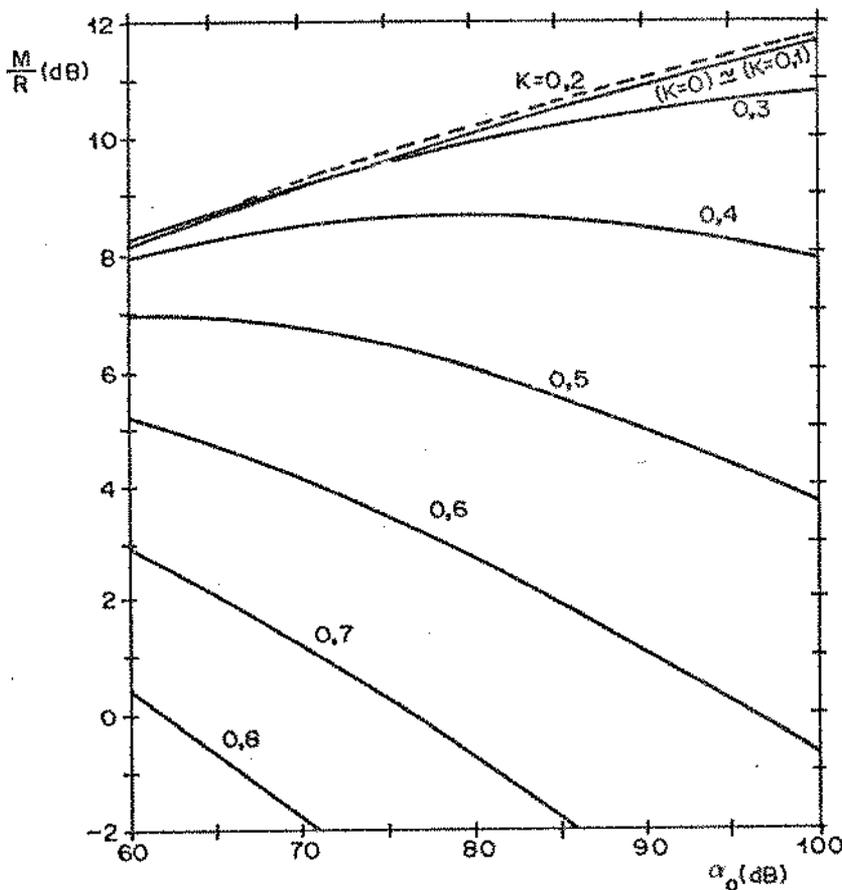


Fig. IV.5 - Relação M/R para o canal duobinário I

Aí se observa que o melhor desempenho exige novamente um excesso de faixa, cujo valor ótimo é aproximadamente 20% para toda a gama de valores de α_0 considerados. Porém, não existe uma diferença significativa entre as curvas correspondentes a $K=0$, $K=0,1$ e $K=0,2$ e, com menor rigor, até $K=0,3$. Para excessos maiores, como era de se

esperar, a quantidade de ruído admitido nesta faixa excedente é tal que provoca uma degradação crescente de desempenho, a qual é ainda reforçada à medida que α_0 cresce.

Ainda com relação ao desempenho máximo, ao compará-lo com o ótimo teórico correspondente da Fig. IV.1, conclue-se que a superioridade deste último é totalmente desprezível, o que implica que sob este ponto de vista o canal DI é equivalente ao sistema ótimo. Além disto, o ganho de desempenho resultante do emprego de excesso de faixa não é significativo em termos práticos.

Para continuar a avaliação deste canal é necessário verificar como se comporta a degradação da abertura dos olhos associados. Assim, ao se tomar as expressões (IV.19a,b,c) e particularizá-las em relação à forma adotada para $x(t)$, resulta:

$$i(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0, -1}}^{\infty} |s_k(t_0)| \quad (\text{IV.21a})$$

onde

$$s_k(t_0) = \frac{\cos\left[\frac{K\pi(t_0 - kT)}{T}\right]}{\left(\frac{t_0 - kT}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - kT)^2}{T^2}\right]} - \frac{\cos\left[\frac{K\pi(t_0 - T - kT)}{T}\right]}{\left(\frac{t_0 - T - kT}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - T - kT)^2}{T^2}\right]} \quad (\text{IV.21b})$$

Logo:

$$cc(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \left[|s_0(t_0) + s_{-1}(t_0)| + \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.21c})$$

$$ct(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \left[|s_0(t_0) - s_{-1}(t_0)| - \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.21d})$$

As curvas de degradação de pior caso da abertura dos olhos, para vários valores de K e $|t_0| \leq 0,1 T$, são apresentadas na Fig. IV.6, onde se leva em consideração a simetria destes olhos em torno do eixo $t_0=0$, a qual pode ser facilmente constatada através das expressões acima. Estas curvas mostram que a abertura aumenta à medida que K cresce, de forma que o melhor olho é aquele correspondente a $K=1$, o qual, na posição $t_0=0,1 T$, é cerca de 3 dB melhor que aquele que resulta ao se utilizar a faixa mínima.

Considerando que quanto mais abertos são os olhos, maior é a imunidade do sistema às variações da posição dos pulsos de relógio de amostragem, surge então o conflito, característico da transmissão digital via cabos, entre a necessidade de reduzir o excesso de faixa, na busca da melhor relação M/R, e o interesse em aumentá-lo de modo a obter olhos mais abertos. E, ao analisar com mais cuidado a Fig. IV.6, nota-se que os olhos que apresentam vantagens sobre aqueles resultantes do emprego da faixa mínima, são aqueles correspondentes a excessos maiores que 30%, ou seja, justamente onde o desempenho em termos da relação M/R se torna desinteressante.

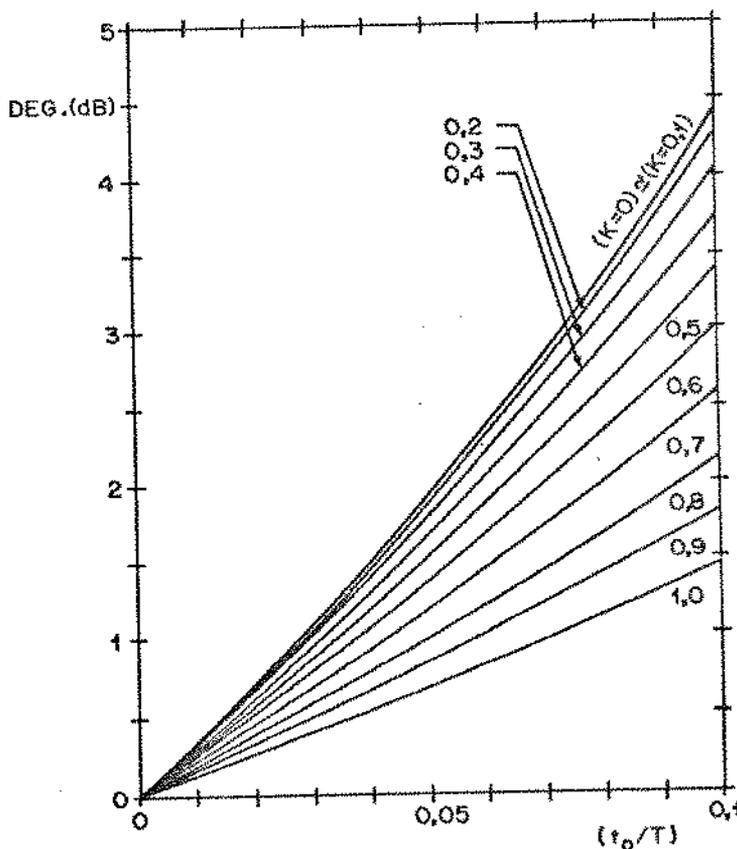


Fig. IV.6 - Degradação da abertura dos olhos duobinário I

Mas, além destes dois aspectos, existe um terceiro, não menos importante, que é a maior facilidade de construção do filtro receptor e a menor sensibilidade geral do desempenho em relação a erros nas curvas de equalização de amplitude e de fase, ã medida que K cresce, pois então se consegue maior suavidade na forma espectral do canal. Este fator se combina com aquele referente ã imunidade ao relógio e torna mais complexa ainda a escolha do valor razoável para K. Aliás, o peso desta combinação, aliado às condições e objetivos particulares que regeram, e, em parte, ainda regem o projeto dos repetidores MCP de primeira hierarquia operando em cabos multipares, fizeram com que o valor escolhido para K neste caso se deslocasse para as proximidades da unidade.

Pelo exposto acima fica claro que a definição da forma do pulso equalizado para operação em cabos tem como um dos aspectos mais importantes, a tentativa de encontrar um bom compromisso entre estes fatores antagônicos, compromisso este que se reflete no valor a ser adotado para K. E o melhor valor para este parâmetro só pode ser estabelecido quando se tem em mãos as particularidades de uma dada situação, como, por exemplo, a atenuação α_0 do cabo, o desvio máximo, estático e dinâmico, permitido para a fase do relógio de amostragem, o nível de complexidade tolerado para os circuitos correspondentes, a tecnologia disponível, etc.

Esta busca, numa situação particular onde se dispõe de um valor definido para α_0 , é significativamente facilitada ao se combinar as curvas de degradação da abertura dos olhos com os valores correspondentes da relação M/R, obtendo-se assim um gráfico que fornece esta relação em função do deslocamento t_0 , para os vários valores de K, o qual então apresenta de forma integrada a resultante destes comportamentos antagônicos.

Ao se aplicar todas estas considerações ao canal em questão, esbarra-se num problema adicional que coloca novos pesos nos aspectos conflitantes mencionados, uma vez que a maior facilidade de implementação do filtro receptor ã medida que K cresce, não tem aqui a mesma importância que nos sistemas que empregam o pulso cos seno levantado mas que operam no primeiro critério de Nyquist. Isto porque o espectro do canal DI exhibe um nulo de $f=1/2 T$, o qual se reflete na resposta em frequência do filtro receptor e repre

senta uma dificuldade considerável para a implementação do mesmo, a qual não se resolve com o aumento do excesso de faixa.

Este fato implica que enquanto se deseja enfatizar a relação M/R, o melhor é utilizar a faixa mínima de frequências e tornar a dificuldade constatada, pois o ônus em desempenho é desprezível. E talvez não existam condições para as quais seja razoável o emprego de excesso de faixa, pois, além da degradação da relação M/R e da persistência da complexidade de implementação, o ganho em termos de abertura dos olhos é relativamente restrito.

Mas, antes de tudo, este nulo na resposta do filtro receptor representa uma desvantagem considerável para este canal em relação a outro que não exija tal característica. Trata-se, pois, de desenvolver uma outra forma para o espectro do canal duobinário, que elimine a desvantagem acima e que seja competitivo quanto ao desempenho.

IV.5 - CANAL DUOBINÁRIO II (DII)

Uma idéia para introduzir um excesso de faixa controlado sobre o canal duobinário de faixa mínima, que provoque uma redução da interferência $i(t_0)$, produzida pelas caudas do pulso equalizado associado, e, ao mesmo tempo, não permita a presença do nulo da característica duobinário, é realizar a convolução da resposta em frequência deste canal de faixa mínima com uma forma espectral apropriada, isto é, que apresente uma faixa de frequências limitada e cuja forma temporal associada, a qual será multiplicada pelo pulso equalizado original, apresente as seguintes características: a) não altere as amplitudes significativas do pulso duobinário ; b) provoque uma redução nas amplitudes das caudas deste pulso original.

Uma forma que satisfaz estes requisitos e que será adotada aqui é a mesma que, quando convolvida com o filtro ideal de Nyquist, dá origem ao filtro cosseno levantado com faixa se estendendo até $(1+K)/2T$. Cuidando que a resposta temporal associada seja simétrica em torno de $t=T/2$ e assuma o valor unitário em $t=0$ e $t=T$, tem-se:

$$Z(f) = \frac{\pi T(1-K^2)}{2K \cos(K\pi/2)} \cos(\pi f T / K) \exp(-j \pi f T); 0 \leq |fT| \leq K/2 \quad (\text{IV.22a})$$

onde $0 \leq K \leq 1$. A forma temporal correspondente é:

$$z(t) = \frac{(1-K^2) \cos(K\pi[t-0,5T]/T)}{\cos(K\pi/2) \left[1 - \frac{4K^2(t-0,5T)^2}{T^2} \right]} \quad (\text{IV.22b})$$

O canal resultante da convolução do espectro $Z(f)$ com a quele correspondente ao canal duobinário de faixa mínima apresenta as seguintes características espectral e temporal:

$$X(f) = \begin{cases} 2T \cos(\pi f T) \exp(-j \pi f T) & ; 0 \leq |fT| \leq \frac{1-K}{2} \\ \frac{T \exp(-j \pi f T)}{\cos(K\pi/2)} [\cos(\pi |fT| - K\pi/2) - K \cos(\pi |fT| / K - \pi/2K)] & ; \frac{1-K}{2} \leq |fT| \leq \frac{1+K}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.23a})$$

$$x(t) = \frac{(1-K^2) \operatorname{sen}(\pi t/T) \cos[K\pi(t-0,5T)/T]}{\pi \cos(K\pi/2) \left(\frac{t}{T}\right) \left(\frac{T-t}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t-0,5T)^2}{T^2} \right]} \quad (\text{IV.23b})$$

Seguindo o mesmo procedimento do caso anterior, ao se particularizar as expressões (IV.15) e (IV.16) em relação à forma espectral acima, obtêm-se as curvas da Fig. IV.7, as quais mostram o comportamento da relação M/R correspondente em função de α_0 e K. Analisando estas curvas de forma comparativa com as correspondentes do canal I, observa-se que o desempenho máximo é agora atingido com $K=0$ e que este desempenho degrada continuamente à medida que se introduz excesso de faixa, o que faz com que o canal I se apresente sempre melhor enquanto $K \leq 0,4$. Porém, a partir daí esta vantagem deixa de existir para os altos valores de atenuação e quando $K \geq 0,7$ o sistema atual se torna melhor ao longo de todos os valores de α_0 considerados.

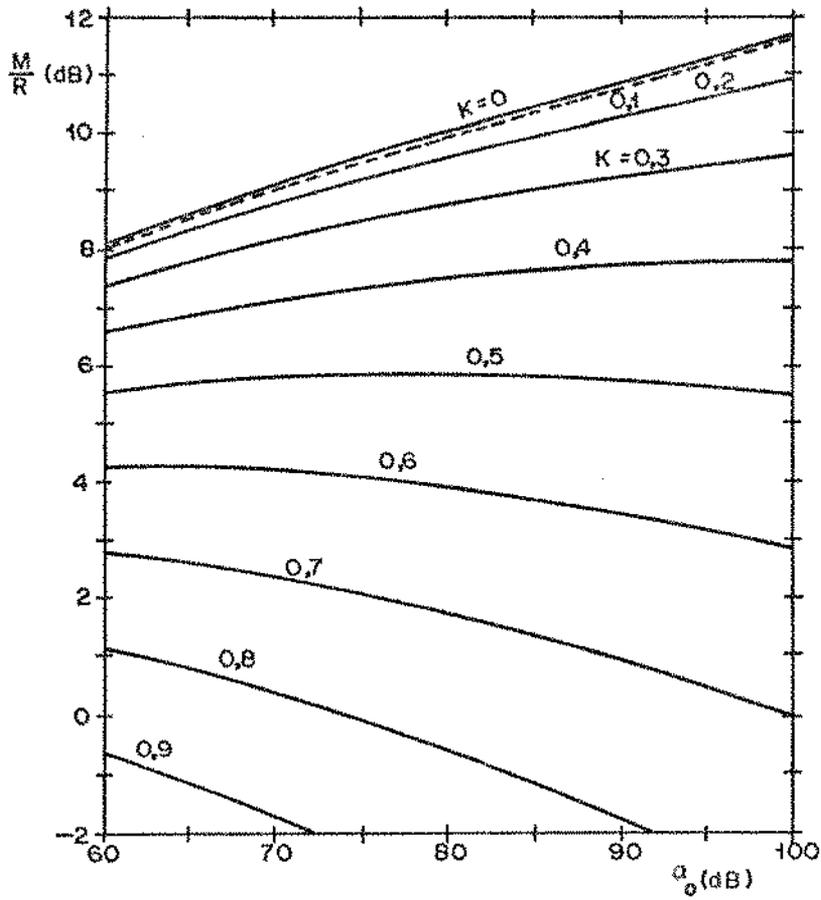


Fig. IV.7 - Relação M/R para o canal duobinário II.

Todo este comportamento pode ser explicado com base nas respostas de amplitude dos dois canais, as quais são mostradas na Fig. IV.8, para o caso em que $K=0,5$.

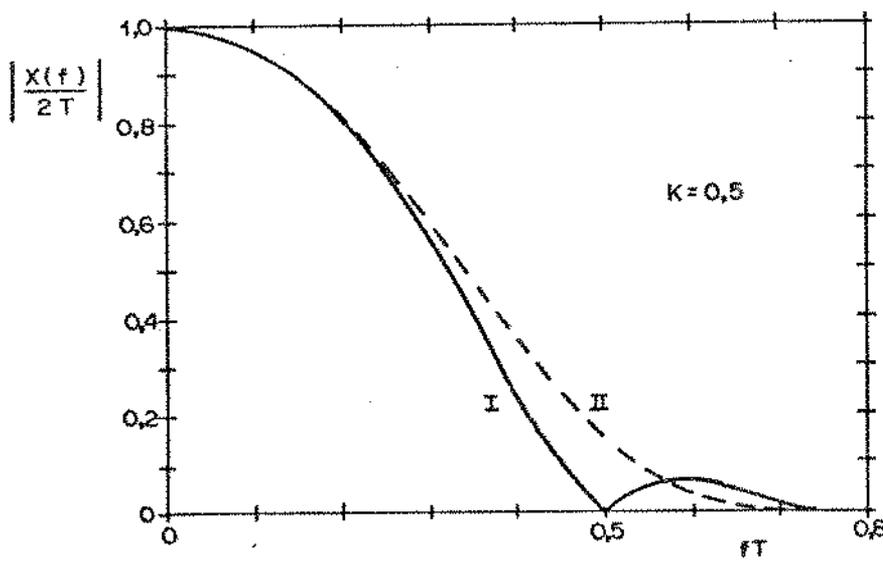


Fig. IV.8 - Espectro de amplitudes dos canais DI e DII

Considerando unicamente o aspecto da admissão de ruído pelo filtro receptor, o canal I é favorecido pela presença do nulo em $f = 1/2T$, enquanto que o II, pelo menor conteúdo de energia nas frequências superiores a $f = 1/2T$. Assim, enquanto se emprega pequenos excessos de faixa e os valores de α_0 considerados, o efeito do nulo prevalece e evidencia o canal I. Porém, à medida que K cresce, a região onde as amplitudes espectrais do sistema II são menores é paulatinamente deslocada para as frequências superiores, o que implica que para os valores intermediários de K a preponderância de um ou outro canal é determinada pela atenuação do cabo, ao passo que para os grandes excessos de faixa o deslocamento mencionado é suficiente para garantir a superioridade do DII para todos valores de α_0 considerados.

O próximo passo nesta comparação é verificar o comportamento dos olhos associados ao canal em consideração. Particularizando as expressões que fornecem os contornos do olho positivo, tem-se:

$$i(t_0) = \frac{(1-K^2) \operatorname{sen}|\pi t_0/T|}{\pi \cos(K\pi/2)} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0, -1}}^{\infty} |s_k(t_0)| \quad (\text{IV.24a})$$

onde

$$s_k(t_0) = \frac{\cos[K\pi(t_0 - 0,5T - kT)/T]}{\left(\frac{t_0 - kT}{T}\right)\left(\frac{kT + T - t_0}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - 0,5T - kT)^2}{T^2}\right]} \quad (\text{IV.24b})$$

e

$$cc(t_0) = \frac{(1-K^2) \operatorname{sen}|\pi t_0/T|}{\pi \cos(K\pi/2)} \left[|s_0(t_0) + s_{-1}(t_0)| + \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.24c})$$

$$ct(t_0) = \frac{(1-K^2) \operatorname{sen}|\pi t_0/T|}{\pi \cos(K\pi/2)} \left[|s_0(t_0) - s_{-1}(t_0)| - \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.24d})$$

Estas expressões permitem concluir que os olhos são simétricos em torno do eixo $t_0=0$, e fornecem as curvas de degradação de pior caso, mostradas na Fig. IV.9.

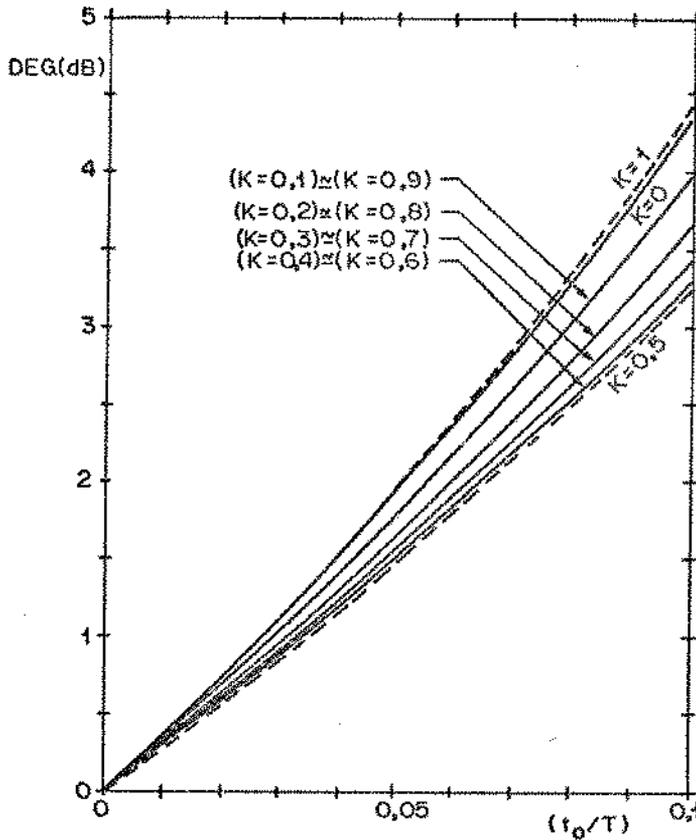


Fig. IV.9 - Degradação da abertura dos olhos duobinário II

O comportamento aí presente é bastante diferente daquele usual. Enquanto K cresce desde zero até 0,5, os olhos correspondentes vão se abrindo continuamente e são melhores ou iguais aos correspondentes do canal I. Porém, quando K cresce além deste último valor, ocorre uma inversão nesta tendência e os olhos vão se fechando gradativamente, resultando então que o melhor deles é aquele correspondente a $K=0,5$, e que o olho produzido pelo excesso de faixa de 100% é pior que aquele referente ao canal com faixa mínima.

Este comportamento estranho se explica através da deformação produzida pela função $z(t)$ sobre a região próxima às amplitudes significativas do pulso equalizado resultante, isto é, no lóbulo central deste pulso. É que à medida que K cresce, a ampli

tude máxima de $z(t)$ ou seja, $z(t=0,5)$, também cresce, porém mantendo unitárias as amplitudes em $t=0$ e $t=T$. Isto leva a um estreitamento de seu lóbulo central, isto é, as amplitudes imediatamente anteriores a $t=0$ e aquelas imediatamente posteriores a $t=T$, de crescem continuamente com K . Ao se multiplicar esta função pelo pulso duobinário de faixa mínima, produz-se o mesmo estreitamento no lóbulo central do pulso resultante, o qual, por sua vez, leva a um crescimento da parcela de $cc(t_0)$ e $ct(t_0)$ provocada pelos símbolos significativos. Com isto, embora a interferência $i(t_0)$, proveniente das caudas, decresça continuamente com K , o crescimento da parcela acima é dominante e leva ao estreitamento dos olhos.

Esta análise permite agora colocar algumas conclusões sobre a comparação entre os dois sistemas estudados. Em primeiro lugar, pode-se eleger o canal DII como o mais interessante enquanto K se estende até 0,6 ou 0,7, uma vez que aí seus olhos são melhores ou competitivos, a problemática de implementação é bem menor e, sob esta conjuntura, a superioridade da relação M/R referente ao canal DI, nas situações restritas em que ela ocorre, pode ser desconsiderada. Em segundo lugar, os dois sistemas apresentam desvantagens quando se considera os valores restantes de K , o que desaconselha a utilização de tais excessos.

Por fim, reafirma-se o fato de que o valor apropriado para K deve ser estabelecido a cada situação particular, em função das especificações correspondentes.

Dando por encerrada a análise do caso duobinário, a sequência imediata é o estudo do sistema duobinário modificado prático. Entretanto, com base nos conhecimentos adquiridos no Capítulo II e com o estudo dos sistemas ótimos e práticos anteriores, é possível prever que este sistema será inferior ao duobinário, tanto do ponto de vista da relação M/R , como da abertura do olho, o que provoca uma desmotivação na explicitação deste estudo. Porém, este exemplar apresenta interesse prático, dado o alto conteúdo de energia nas baixas frequências apresentado pelos sinais duobinários. Esta característica exige a necessidade de se lançar mão de técnicas de compensação das perdas nestas frequências [13], o que implica em repetidores mais complexos que aqueles exigidos por canais como o duobinário modificado. E, tendo em vista que em cer

tas circunstâncias esta vantagem pode ser significativa, é razoável desenvolver este sistema segundo as duas formas de construção de canais de resposta parcial das seções anteriores.

IV.6 - CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO I (DMI)

Este primeiro canal é construído da mesma forma que o correspondente duobinário, o que significa que aqui existirá o mesmo problema básico de implementação, pois o fator $\text{sen}(2\pi fT)$, característico do exemplar em consideração, também faz com que o espectro de amplitude do canal resultante se anule em $f=1/2T$.

Lembrando que a forma de construção é fazer o filtro $F(f)$ igual ao cosseno levantado com fator de excesso de faixa K , então, com base nas expressões (II.18) e (II.19), pode-se escrever:

$$X(f) = 2jT \text{sen}(2\pi fT) \exp(-j2\pi fT) \begin{cases} 1 & ; 0 \leq |fT| \leq \frac{1-K}{2} \\ 0,5\{1 - \text{sen}[\pi(|fT| - 0,5)/K]\} & ; \frac{1-K}{2} \leq |fT| \leq \frac{1+K}{2} \end{cases}$$

(IV.25a)

e

$$x(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi} \left[\frac{\cos(K\pi t/T)}{\left(\frac{t}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2 t^2}{T^2}\right]} - \frac{\cos[K\pi(t-2T)/T]}{\left(\frac{t-2T}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2 (t-2T)^2}{T^2}\right]} \right]$$

(IV.25b)

Da mesma forma que antes, a particularização das expressões apropriadas cria condições para a avaliação das curvas de relação M/R , as quais são mostradas na Fig. IV.10.

Se estas são comparadas com as curvas correspondentes do sistema duobinário I, percebe-se que ao se descontar a diferença média entre os desempenhos máximos destes sistemas, as curvas aqui obtidas são muito semelhantes às aquelas citadas. Percebe-se isto quanto ao valor de K que oferece o desempenho máximo, quanto à

diferença entre este desempenho máximo e aquele ótimo teórico e, por fim, quanto ao comportamento geral da relação M/R para os valores restantes de K. Esta similaridade permite abreviar a análise destas características e simplesmente acrescentar que a vantagem, antes comentada, do sistema duobinário modificado sobre o duobinário, implica diretamente no seu desempenho inferior em termos de relação M/R, pois o pequeno conteúdo relativo de energia nas baixas frequências é fruto do aumento daquela situada em frequências superiores, o qual por sua vez é o responsável pela maior quantidade de ruído admitido por este sistema.

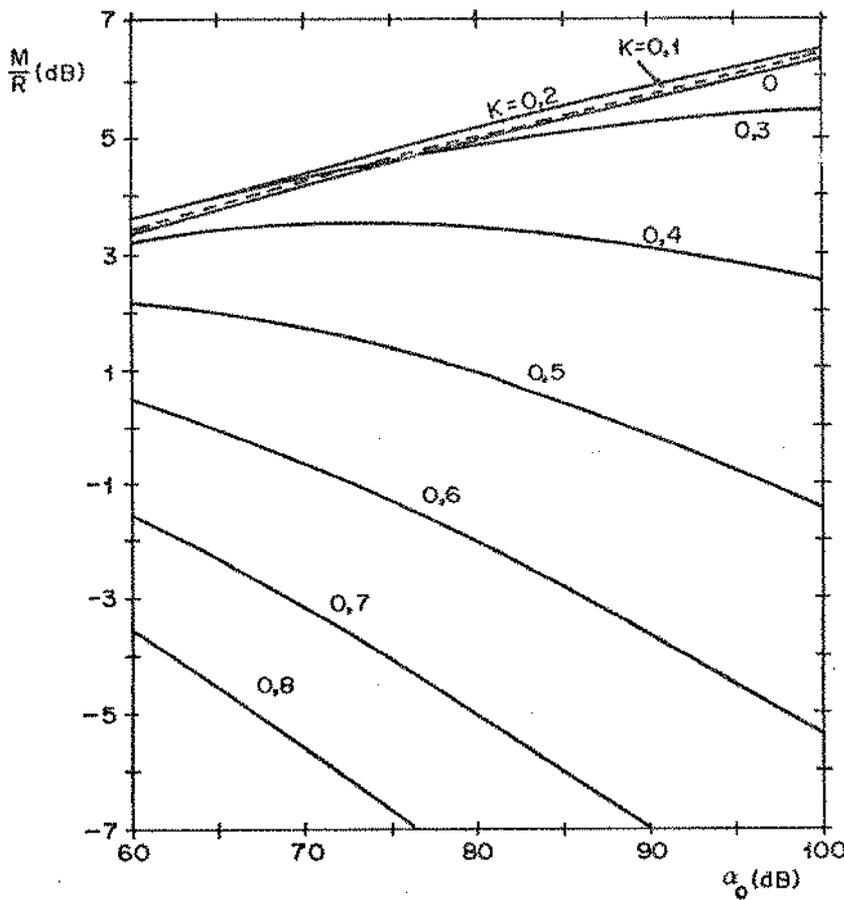


Fig. IV.10 - Relação M/R para o canal duobinário modificado I

Passando para a análise das características dos olhos associados, ao se seguir o mesmo procedimento dos casos anteriores obtêm-se:

$$i(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0, -2}}^{\infty} |s_k(t_0)| \quad (\text{IV.26a})$$

onde

$$s_k(t_0) = \frac{\cos[K\pi(t_0 - kT)/T]}{\left(\frac{t_0 - kT}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - kT)^2}{T^2}\right]} - \frac{\cos[K\pi(t_0 - 2T - kT)/T]}{\left(\frac{t_0 - 2T - kT}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - 2T - kT)^2}{T^2}\right]} \quad (\text{IV.26b})$$

e

$$cc(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \left[|s_0(t_0) + s_{-2}(t_0)| + \sum_k'' |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.26c})$$

$$ct(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \left[|s_0(t_0) - s_{-2}(t_0)| - \sum_k'' |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.26d})$$

as quais demonstram a simetria dos olhos em torno do eixo $t_0=0$ e fornecem as curvas de degradação mostradas na Fig. IV.11.

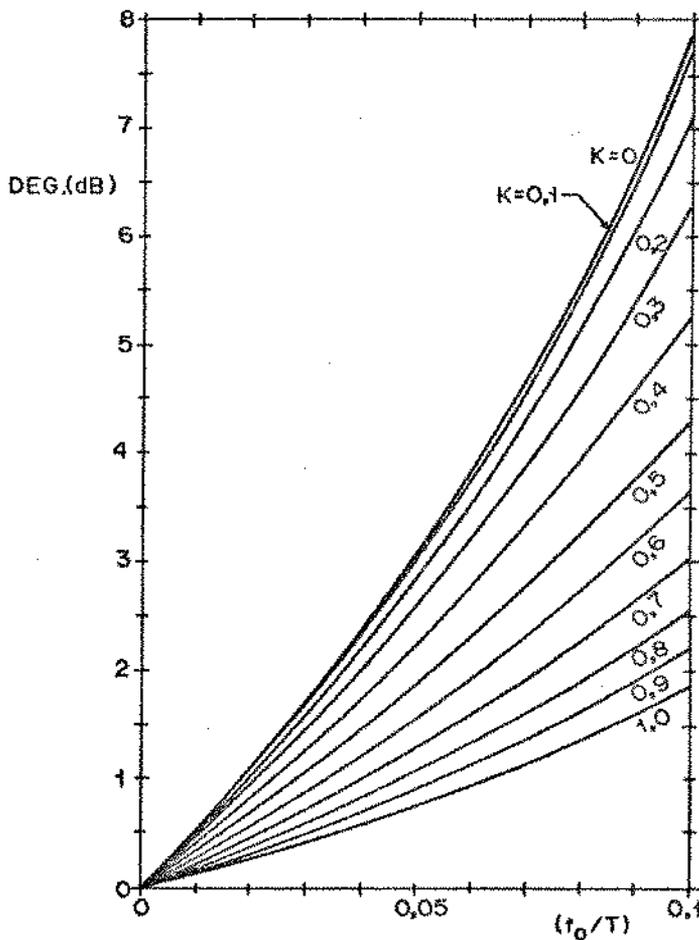


Fig. IV.11 - Degradação da abertura dos olhos duobinário modificado I

O primeiro ponto a ser observado aí é a abertura gradativa dos olhos à medida que aumenta o excesso de faixa, o que também se constitui num comportamento semelhante àquele oferecido pelo sistema DI. E maior semelhança não existe porque os olhos do binário modificado de faixa mínima são mais fechados que os correspondentes duobinário, sendo que esta diferença atinge cerca de 3,5 dB para $t_0=0,1T$. Além disto, à medida que K cresce, os olhos vão se abrindo de forma tal que esta diferença diminui gradativamente, e quando o excesso de faixa é máximo, ela vale apenas 0,4 dB aproximadamente.

Em virtude desta semelhança de comportamentos, basta acrescentar aqui que a vantagem deste sistema sobre o DI é contrabalançada por um desempenho inferior, tanto no que se refere à relação M/R como à abertura dos olhos.

Da mesma forma que antes, é necessário agora o estudo da idéia que elimina o nulo do espectro do canal na frequência $f=1/2T$.

IV.7 - CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO II (DMII)

Seguindo os mesmos passos da secção correspondente anterior, o pulso duobinário modificado de faixa mínima será multiplicado por uma forma que se diferencia de $z(t)$ de (IV.22b), apenas pelo fato de ter seu centro de simetria em $t=T$ e por apresentar as amplitudes unitárias em $t=0$ e $t=2T$, ou seja, nos instantes onde ocorrem as amplitudes significativas do pulso duobinário modificado. Com isto tem-se:

$$Z(f) = \frac{\pi T(1-4K^2)}{2K \cos(K\pi)} \exp(-j2\pi fT) \cos(\pi fT/K) \quad ; \quad 0 \leq |fT| \leq K/2 \quad (IV.27a)$$

e

$$z(t) = \frac{1-4K^2}{\cos(K\pi)} \frac{\cos[K\pi(t-T)/T]}{\left[1 - \frac{4K^2(t-T)^2}{T^2}\right]} \quad (IV.27b)$$

Estas formas produzem o seguinte canal:

$$X(f) = \begin{cases} 2jT \operatorname{sen}(2\pi fT) \exp(-j2\pi fT) & ; 0 \leq |fT| \leq \frac{1-K}{2} \\ \frac{jT \exp(-2\pi fT)}{\cos(K\pi)} [\operatorname{sen}(2\pi fT - K\pi) - 2K \cos(\pi fT/K - \pi/2K)] & ; \frac{1-K}{2} \leq fT \leq \frac{1+K}{2} \\ \frac{jT \exp(-j2\pi fT)}{\cos(K\pi)} [\operatorname{sen}(2\pi fT + K\pi) + 2K \cos(\pi fT/K + \pi/2K)] & ; -\frac{1+K}{2} \leq fT \leq -\frac{1-K}{2} \end{cases}$$

(IV.28a)

$$x(t) = \frac{2(1-4K^2) \operatorname{sen}(\pi t/T) \cos[K\pi(t-T)/T]}{\pi \cos(K\pi) \left(\frac{t}{T}\right) \left(\frac{2T-t}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t-T)^2}{T^2}\right]}$$

(IV.28b)

A Fig. IV.12 mostra as curvas da relação M/R,

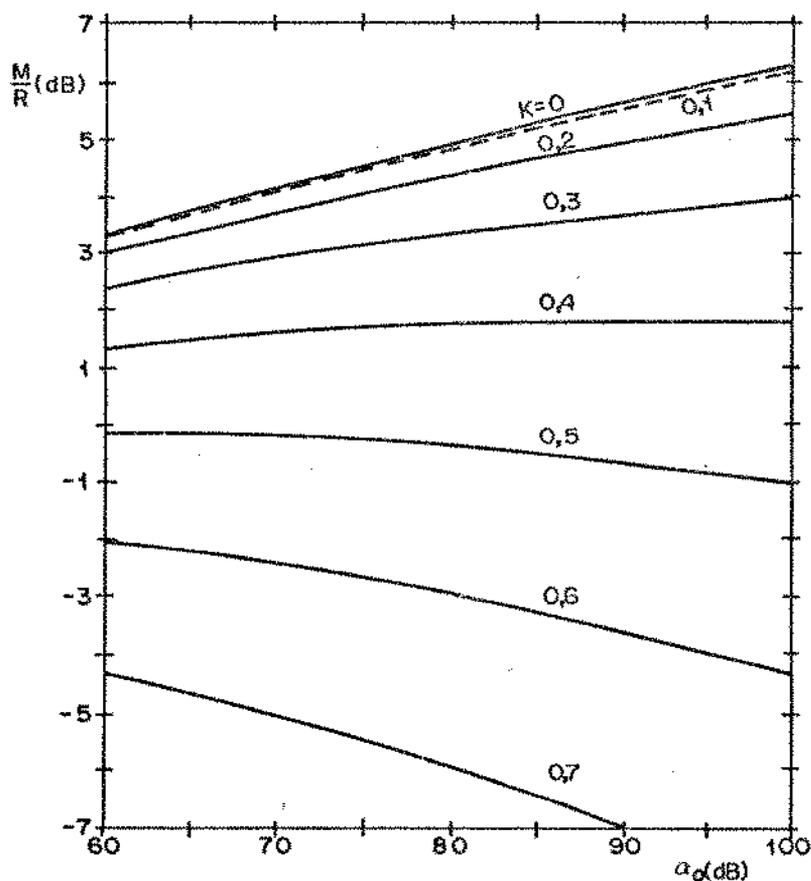


Fig. IV.12 - Relação M/R para o canal duobinário modificado II

onde se observa um comportamento que a grosso modo se assemelha àquele apresentado pelo sistema DII. Logo, as conclusões obtidas da confrontação entre as curvas de relação M/R dos dois sistemas duobinários anteriores, se repetem quase que integralmente ao se realizar este mesmo procedimento em relação ao DMI e DMII. As diferenças se devem principalmente ao fato de que para os sistemas DM a forma de construção II se mostra inferior à I para uma gama maior de valores de excessos de faixa. A explicação desta diferença de comportamento se torna mais fácil ao se confrontar as curvas da Fig. IV.13 abaixo, as quais representam os espectros de amplitudes dos canais DMI e DMII para $K=0,5$, com aquelas da Fig. IV.8.

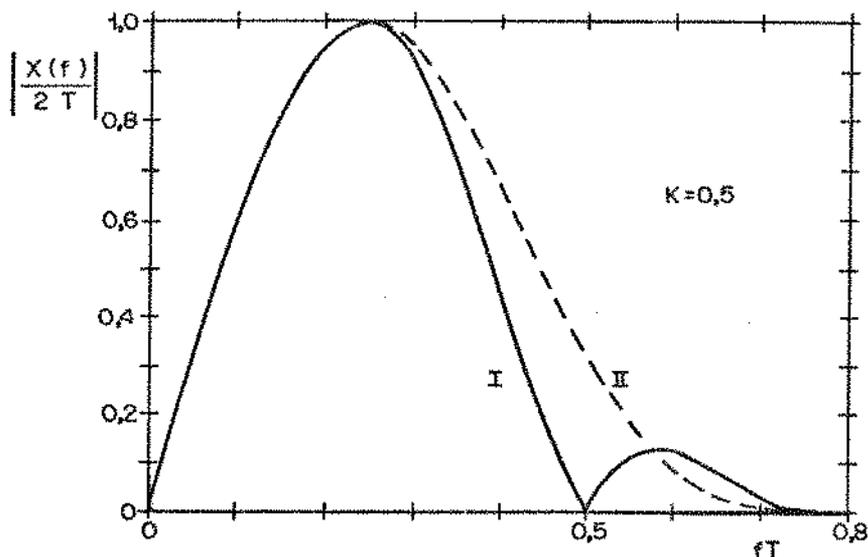


Fig. IV.13 - Espectro de amplitudes dos canais DMI e DMII

Daí resulta que ao se passar do espectro de amplitudes do canal DMI para o correspondente do DMII, o balanço entre o acréscimo de área em torno de $f=1/2T$ e o decréscimo nas frequências superiores, é mais desfavorável à forma II que aquele referente aos sistemas duobinários. Logo, fica claro que o efeito do nulo espectral é mais significativo aqui que no caso duobinário.

Quanto aos olhos associados ao canal DMII tem-se:

$$i(t_0) = \frac{2(1-4K^2) \operatorname{sen}|\pi t_0/T|}{\pi \cos(K\pi)} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0, -2}}^{\infty} |s_k(t_0)| \quad (\text{IV.29a})$$

$$s_k(t_0) = \frac{\cos[K\pi(t_0-T-kT)/T]}{\left(\frac{t_0-kT}{T}\right)\left(\frac{2T+kT-t_0}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0-T-kT)^2}{T^2}\right]} \quad (\text{IV.29b})$$

$$cc(t_0) = \frac{2(1-4K^2) \operatorname{sen}|\pi t_0/T|}{\pi \cos(K\pi)} \left[|s_0(t_0) + s_{-2}(t_0)| + \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.29c})$$

$$ct(t_0) = \frac{2(1-4K^2) \operatorname{sen}|\pi t_0/T|}{\pi \cos(K\pi)} \left[|s_0(t_0) - s_{-2}(t_0)| - \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.29d})$$

de onde resultam as curvas de degradação da Fig. IV.14. Aqui ocorre novamente a ausência do comportamento normal da abertura dos olhos em relação ao excesso de faixa, e o efeito produzido pela deformação do lóbulo central do pulso duobinário modificado é de tal monta que o melhor olho ocorre quando $K=0,3$ e os resultados obtidos quando $K > 0,6$ são inaceitáveis.

Fica claro, então, que a tentativa de construir um canal duobinário modificado com características razoáveis em termos de implementação prática apresenta um êxito inferior àquele obtido no caso duobinário, dada a inferioridade da relação M/R resultante em relação àquela associada ao canal DMI, e dada a qualidade dos olhos proporcionados. Como consequência, a vantagem antes citada do exemplar duobinário modificado sobre o duobinário, quando se intenciona a transmissão através de cabos, é contrabalançada no caso coaxial, por desvantagens que superam aquelas previstas com base nos desempenhos ótimos.

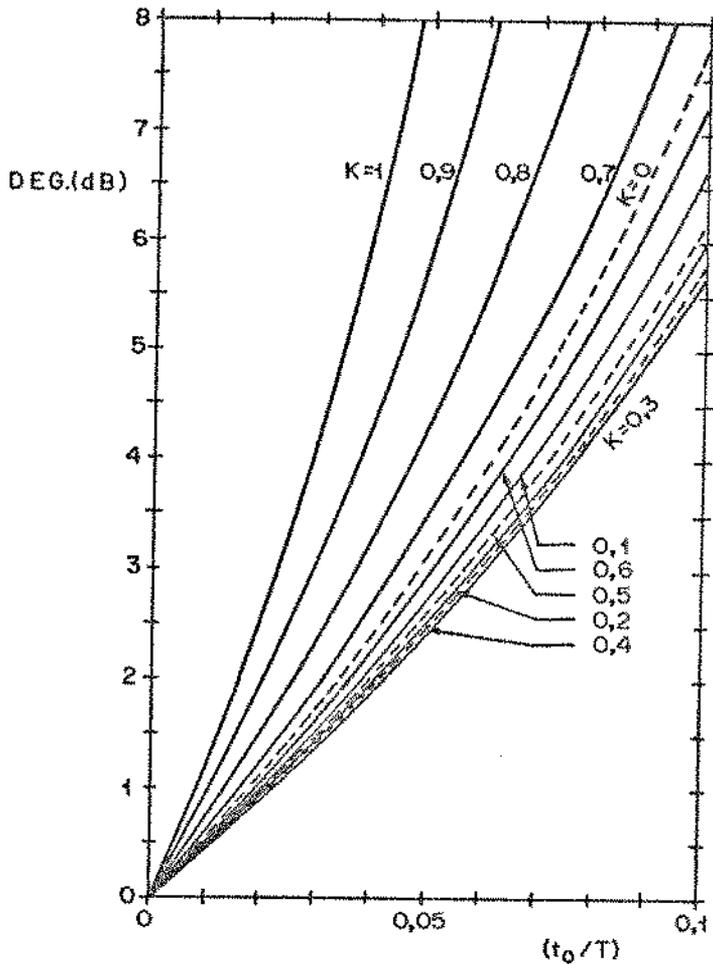


Fig. IV.14 - Degradação da abertura dos olhos duobinário modificado II

IV.8 - CONFORMAÇÃO DIGITAL (C.D.)

De acordo com o que já foi discutido, o fator $Tr(f)$ é aqui construído através de um filtro transversal posicionado no terminal transmissor, e ao canal resta a incumbência de conformar a função de transferência do filtro $F(f)$ escolhido. Com isto, os eventuais nulos do espectro $Tr(f)$ não mais influem na resposta do filtro receptor e, portanto, não mais se constituem em dificuldades de implementação, dado que a construção deste fator através de um filtro transversal é relativamente simples.

Com base nestas considerações e tendo em vista que os olhos proporcionados por cada sistema I anterior são superiores àqueles fornecidos pelo sistema II correspondente, o filtro $F(f)$ a ser empregado nesta secção será o cosseno levantado.

Dado que aqui o comportamento da relação M/R é o mesmo para todos exemplares em consideração, este início da análise da conformação digital se desenvolve sem referência alguma à forma de $Tr(f)$. Assim, as formas espectral e temporal do canal escolhido são dadas por:

$$X(f) = T \begin{cases} 1 & ; 0 \leq |fT| \leq \frac{1-K}{2} \\ 0,5\{1-\text{sen}[\pi(|fT|-0,5)/K]\} & ; \frac{1-K}{2} \leq |fT| \leq \frac{1+K}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.30a})$$

e

$$x(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T) \cos(K\pi t/T)}{\left(\frac{\pi t}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2 t^2}{T^2}\right]} \quad (\text{IV.30b})$$

As curvas da Fig. IV.15 mostram que o comportamento da relação M/R em relação a K e α_0 e que a comparação entre o desempenho máximo e aquele teórico correspondente, não apresentam novidades em relação aos casos anteriores. Porém, ao se examinar com maior precisão a degradação da relação M/R à medida que K cresce, constata-se que esta conformação apresenta um desempenho mais estável em relação a este parâmetro, isto é, aqui esta relação de cresce mais lentamente com K. Em vista deste fato torna-se interessante explicitar alguns valores para a diferença entre os desempenhos mostrados na figura anterior e aqueles referentes aos sistemas DM. Assim, ao se tomar os desempenhos máximos em $\alpha_0 = 60$ dB e $\alpha_0 = 100$ dB, constata-se que tanto o sistema DMI, como o DMII, superam a conformação digital em cerca de 3,4 dB ($\alpha_0 = 60$ dB) e 6,4 dB ($\alpha_0 = 100$ dB), ao passo que para $K=0,6$ estas diferenças se reduzem para 2,2 dB e 0,7 dB quando o sistema é o DMI, e se transformam em -0,4 dB e 1,7 dB quando se toma o DMII.

Estes dados mostram que os sistemas DMI e II serão superados quando $K > 0,6$. Este fato por si só é importante para o ordenamento dos sistemas, segundo as vantagens e desvantagens apresentadas por cada um deles, mas se torna muito mais significativo quando a ele se superpõe o fato da conformação digital permitir

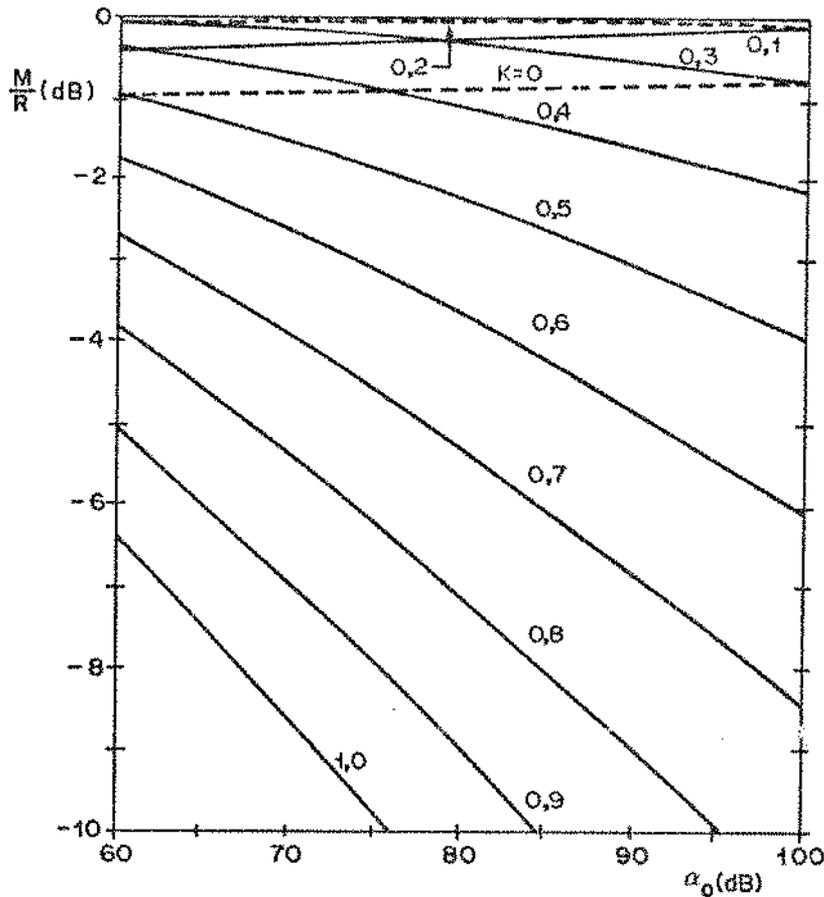


Fig. IV.15 - Relação M/R para o canal com conformação digital

a obtenção de diagramas de olhos iguais àqueles referentes aos sistemas I, porém através de uma implementação sensivelmente mais simples - uma implementação que se equipara àquela correspondente aos sistemas II em termos de dificuldades - e o fato dela implicar em canais que exibem maior simplicidade que aqueles associados à conformação analógica. Estes aspectos proporcionam uma nova dimensão à comparação entre os sistemas C.D. e os sistemas DMI e II, de forma que a fronteira antes determinada como delimitação entre as regiões de predominância de um ou outro sistema, não pode mais ser sustentada, e não é possível estabelecer nova divisória, mas somente dizer que o C.D. se mostra interessante mesmo para valores de K menores que 0,6.

Esta análise mostra que o sistema C.D. apresenta uma importância maior que aquela prevista inicialmente com base nos desempenhos ótimos e que os canais DMI e DMII estão situados intermediariamente entre duas opções opostas: os sistemas DI e DII, os mais comple

xos, porém com o melhor desempenho, e o C.D., o mais simples, porém com desempenho inferior. Mas mostra também que o espaço por eles ocupado nesta posição intermediária é reduzido, pois carregam consigo parte dos fatores que geram complexidade e a superioridade de seu desempenho em relação ao C.D. não é grande relativamente, nem persiste para todas situações consideradas.

Esta visão implica na necessidade de completar o estudo das características do sistema conformado digitalmente, isto é, comparar os olhos associados às formas adotadas para $Tr(f)$. Assim, quando este filtro é aquele associado ao exemplar duobinário, os olhos resultantes são iguais àqueles fornecidos pelo sistema DI, ou seja, os melhores dentre todos aqueles estudados. Porém, isto não implica que a possibilidade de construir $Tr(f)$ segundo a forma duobinário modificado deva ser desprezada, pois a combinação C.D.-duobinário continua a apresentar a desvantagem do alto conteúdo de energia nas baixas frequências.

Resta, por fim, a análise dos olhos propiciados pela combinação C.D.-AMI, os quais são calculados através do mesmo procedimento empregado nos casos anteriores, isto é, utilizando-se a conformação análogica correspondente. Daí obtém-se:

$$i(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0, -1}}^{\infty} |s_k(t_0)| \quad (\text{IV.31a})$$

onde

$$s_k(t_0) = \frac{\cos[K\pi(t_0 - kT)/T]}{\left(\frac{t_0 - kT}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - kT)^2}{T^2}\right]} + \frac{\cos[K\pi(t_0 - T - kT)/T]}{\left(\frac{t_0 - T - kT}{T}\right) \left[1 - \frac{4K^2(t_0 - T - kT)^2}{T^2}\right]} \quad (\text{IV.31b})$$

e

$$cc(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \left[|s_0(t_0) - s_{-1}(t_0)| + \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.31c})$$

$$ct(t_0) = \frac{\text{sen}|\pi t_0/T|}{\pi} \left[|s_0(t_0) + s_{-1}(t_0)| + \sum_k |s_k(t_0)| \right] \quad (\text{IV.31d})$$

Com base nestas expressões pode-se comprovar a simetria dos olhos AMI-cosseno levantado em relação ao eixo $t_0=0$ e também verificar que quando se emprega faixa mínima, estes se apresentam totalmente fechados, exceto no instante ótimo de amostragem. Em vista disto, entre as curvas da Fig. IV.16, referentes à degradação da abertura destes olhos, não aparece aquela correspondente a $K=0$. Porém, à medida que K cresce, os olhos vão se abrindo gradativamente, pois a descontinuidade da forma espectral AMI desaparece e o espectro resultante vai se suavizando progressivamente.

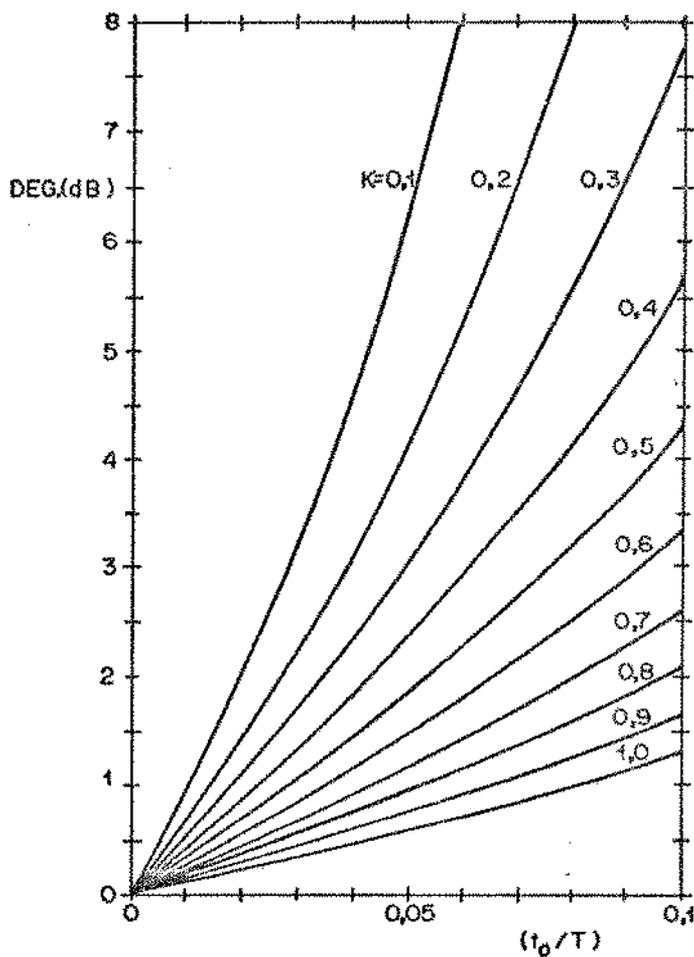


Fig. IV.16 - Degradação da abertura dos olhos AMI

Comparando estas curvas com aquelas referentes aos olhos duobinário-cosseno levantado, conclue-se que estes últimos são melhores até $K=0,7$, a partir de onde a situação se inverte, mas a vantagem do AMI é sempre desprezível. O mesmo procedimento com rela

ção ao DMI mostra que os olhos deste último são superiores somente quando $K \leq 0,5$, mas diferenças significativas entre as degradações correspondentes só existem para $K \leq 0,3$.

Isto mostra que a idéia AMI é desinteressante não só para a constituição de um sistema com conformação analógica, como também com conformação digital.

Este estudo de sistemas de resposta parcial em cabos coaxiais teve até agora um caráter fechado, no sentido de que os sistemas propostos foram confrontados apenas entre si. Com isto se constituiu um ordenamento deste conjunto, segundo as vantagens e desvantagens de cada canal em relação aos demais, o qual carece de uma referência que permita avaliar as reais possibilidades de utilização dos mesmos na prática. E esta referência é o desempenho dos sistemas normalmente empregados para a transmissão digital neste tipo de cabo, ou seja, o desempenho daqueles sistemas que empregam um código de blocos redutor de faixa, em geral do tipo 4B-3T, associado a um canal operando no primeiro critério de Nyquist e com uma resposta em frequência do tipo cosseno levantado.

Para estabelecer esta referência e com isto completar o estudo até então desenvolvido, segue-se a avaliação, na forma até agora adotada, do desempenho de um tal sistema.

IV.9 - SISTEMAS 4B-3T - CONCLUSÕES

Ao transformar quatro símbolos binários em três símbolos ternários, os códigos 4B-3T fazem com que a taxa de símbolos na linha seja $3/4$ da correspondente taxa de bits, o que implica em que a frequência de Nyquist associada a tal código é $3/4$ daquela relativa aos códigos de linha onde cada símbolo carrega 1 bit de informação.

Esta redução da faixa de frequências associada ao canal cria condições para que se consiga reduzir a quantidade de ruído admitido no circuito de detecção, o que se constitui na principal justificativa para o emprego de tais códigos.

Por outro lado, é importante ter claro que esta condição

favorável é conseguida a custo de um aumento da complexidade do sistema, uma vez que os códigos redutores de faixa exigem codificador e decodificador mais complexos que aqueles associados aos códigos pseudo-ternários usuais e que no terminal receptor há a necessidade de aquisição e manutenção de um sincronismo de blocos para que a sequência ternária recebida possa ser corretamente dividida em palavras. Além disto, tais códigos dão lugar a um fenômeno de multiplicação de erros de detecção, pois se um dado símbolo ternário é recebido com erro, a palavra ternária que o contém pode dar origem a uma palavra binária decodificada que difere daquela intencionada na transmissão por mais de um símbolo.

Considerando que se deseja avaliar o desempenho de tais sistemas com o objetivo de compará-lo com aqueles anteriores, é importante que tal avaliação seja feita de forma a permitir uma confrontação direta. Neste sentido, para o cálculo da relação M/R correspondente é necessário que a atenuação α_0 do cabo seja medida na frequência igual à metade da taxa de bits na linha, que se utilize a mesma relação de referência até então empregada e que se tome o cuidado de fazer com que a potência média transmitida no sistema 4B-3T seja igual àquela do sistema de referência. Mas esta potência depende da probabilidade de ocorrência dos símbolos do código, o que implica, então, na necessidade de escolher um determinado exemplar da classe 4B-3T. Optando por aquele mais tradicional, ou seja, o MS-43 [14], do trabalho de Bosik [15] obtêm-se os seguintes valores para a probabilidade de ocorrência dos símbolos:

$$P(+)=P(-) \quad \text{e} \quad P(0)=79/224 \quad (\text{IV.32})$$

os quais implicam na seguinte expressão para a relação M/R referenciada:

$$\left[\frac{M}{R}\right]^2 = \frac{448 \sigma_{\text{ref.}}^2(\alpha_0)}{435 \sigma_r^2(\alpha_0, X(f))} \quad (\text{IV.33})$$

onde

$$\sigma_r^2(\alpha_0, X(f)) = \int_0^{\infty} \frac{(fT')^2 \left| \frac{X(f)}{T'} \right|^2 \exp(2\alpha\sqrt{1,5|fT'|})}{\text{sen}^2(\pi fT'/2)} d(fT') \quad (\text{IV.34})$$

e T' é o intervalo de tempo associado a cada símbolo MS-43, ou seja, $T' = 4T/3$.

Estas expressões dão origem às curvas da Fig. IV.17 e permitem concluir que, a menos do fator $10 \log (448/435)$, estas curvas são iguais àquelas correspondentes da Fig. IV.15, desde que se altere os valores de atenuação do eixo horizontal desta pelo fator $2/\sqrt{3}$, o que implica na necessidade de levar em consideração as diferenças que daí decorrem para os valores da relação M/R de referência.

As diferenças entre as curvas correspondentes destas duas figuras atestam a eficiência do código redutor de faixa na tarefa de reduzir a quantidade de ruído admitido no receptor, o que faz com que o desempenho por ele apresentado seja tal que os únicos sistemas de resposta parcial, dentre aqueles estudados, que estão em condição de competição, tomando como critério apenas a relação M/R, são o DI e DII. Analisando com mais cuidado este con

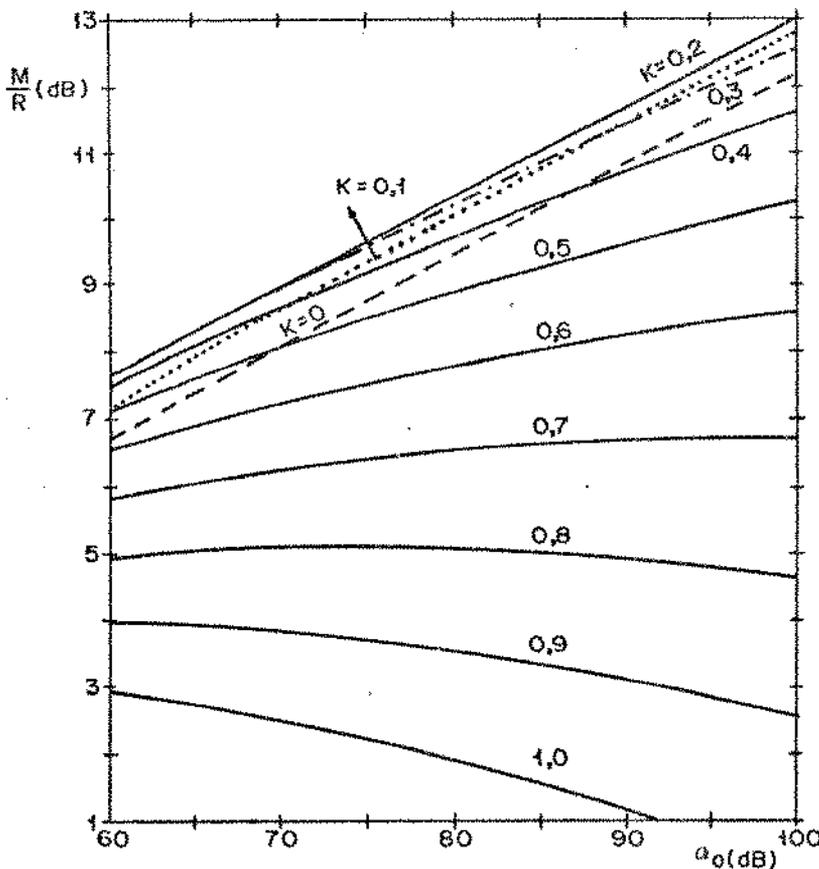


Fig. IV.17 - Relação M/R para o sistema MS-43

fronto, ao se tomar os desempenhos máximos destes três sistemas observa-se que os duobinários são ligeiramente superiores para valores pequenos de α_0 , ao passo que o contrário ocorre quando a atenuação se aproxima de 100 dB, o que significa que sob este ponto de vista os três sistemas se equivalem. Porém, à medida que K cresce, o sistema MS-43 desponta, pois sua relação M/R degrada mais lentamente, de forma que as curvas correspondentes atingem valores superiores quando $\alpha_0=60$ dB e mantêm o comportamento ascendente para uma gama maior de valores do fator de excesso de faixa. Lembrando que o sistema DII é mais interessante que o DI, pode-se deixar este último de lado e prosseguir a comparação apenas com os dois sistemas restantes. Assim, enquanto a transição do comportamento ascendente para o descendente se dá em $K=0,5$ para o DII, no sistema MS-43 tal transição ocorre em $K=0,8$, e o valor da relação M/R do canal DII para $\alpha_0=60$ dB e $K=0,8$ é de 1,1 dB, em contraste com 5,0 dB para o sistema com código redutor de faixa.

Conclue-se, então, que, enquanto se toma a relação M/R como critério de comparação, a alternativa "resposta parcial" consegue apenas se equiparar ao sistema convencional em cabo coaxial, e que esta equiparação ocorre somente quando se pretende a utilização de pequenos excessos de faixa.

Esta comparação deve ser agora completada com a observação da degradação da abertura dos olhos MS-43-cosseno levantado. O problema da determinação dos contornos de tais olhos é mais complexo que aquele até então enfrentado, pois agora os símbolos transmitidos não são independentes, o que dificulta sobremaneira a tarefa de encontrar as sequências de pior caso necessárias. Nesta situação, a primeira idéia para se atingir este objetivo é limitar convenientemente o número de símbolos que interferem sobre um dado intervalo de tempo, e analisar, a cada valor de t_0 e para cada contorno, todas as sequências possíveis, formadas com os interferentes considerados e que satisfazem o código empregado, na busca daquela que fornece a maior interferência sob estas condições. Entretanto, este procedimento é, em geral, inviável, dado o número de possibilidades a serem testadas, principalmente quando o objetivo é a determinação dos contornos para uma gama de valores de t_0 e do fator de excesso de faixa.

A solução comumente adotada para superar tal dificuldade

de é a simulação, no computador, do processo empregado para a obtenção dos diagramas de olhos na tela do osciloscópio [16]. Embora este procedimento seja interessante por reproduzir aqueles olhos que são medidos no laboratório, optou-se aqui pela tentativa de desenvolver um procedimento prático que forneça uma estimativa dos olhos teóricos com uma precisão conhecida e controlada. Esta tentativa levou a um resultado interessante, aplicável aos códigos de linha de uma maneira geral, e que é descrito no Apêndice B. Este apresenta também a aplicação deste procedimento para o cálculo dos olhos MS-43-cosseno levantado, o qual, levando em consideração o fato de que os olhos associados a cada intervalo de tempo da palavra são distintos entre si, fornece o diagrama de olhos de pior caso resultante da superposição destes olhos distintos. Aí se demonstra a simetria destes diagramas em relação ao nível zero, e os resultados obtidos indicam a simetria do olho de pior caso em torno do eixo $t_0=0$ enquanto $|t_0| \leq 0,1T$.

As curvas da Fig. IV.18 representam as degradações da abertura deste olho de pior caso e mostram que este é o pior entre todos aqueles anteriores onde está presente o filtro cosseno levantado, ou seja, aqueles onde a abertura cresce continuamente com K. E ao compará-lo com aquele referente ao DII, observa-se que este último é melhor enquanto $K \leq 0,6$, e que, embora a partir daí a situação se torne favorável ao sistema MS-43, para $K=0,7$ e $0,8$ as diferenças ainda não são significativas. Porém, a superioridade dos olhos DII para pequenos excessos de faixa é de tal monta que implica na quebra do equilíbrio, antes constatado, entre estes dois sistemas.

Portanto, quando se pretende utilizar pequenos excessos de faixa na busca dos melhores desempenhos e se toma como critério de comparação tanto a relação M/R como a degradação da abertura dos olhos, fica claro que este canal de resposta parcial é mais interessante, qualquer que seja o valor de α_0 dentro da faixa considerada.

Por outro lado, na situação oposta o sistema com código redutor de faixa é melhor e sua superioridade se acentua à medida que α_0 cresce.

Antes de colocar os comentários finais sobre as possibilidades deste canal duobinário, é interessante tomar uma situação

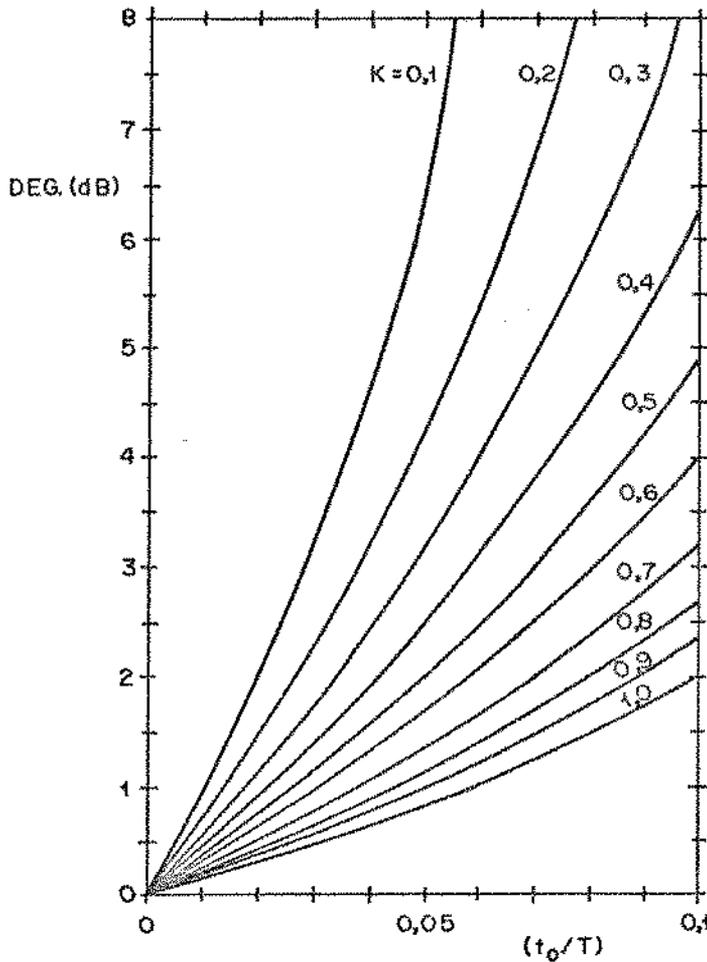


Fig. IV.18 - Degradação da abertura dos olhos MS-43

particular e observar as diferenças entre os sistemas estudados, através das diferenças necessárias nos espaçamentos entre repetidores para que todos apresentem o mesmo desempenho em termos de relação M/R, quando se tem a mesma potência média transmitida e os demais parâmetros considerados permanecem fixos. E a situação escolhida se refere ao caso particular onde:

- a) o espaçamento entre repetidores MS-43 está fixado em 2 Km ;
- b) o cabo apresenta uma atenuação de 40 dB/Km na frequência igual à metade da taxa de bit na linha;

o qual equivale aos casos práticos apresentados na literatura, com relação à transmissão de 34 Mbit/s através dos cabos microcoaxiais ([17],[18]).

A Fig. IV.19 mostra a redução necessária no espaçamento entre os repetidores dos sistemas DII, DMII e C.D. em função de K , para que o desempenho destes se equipare àquele apresentado pelo sistema MS-43 nas condições estabelecidas. Estas curvas oferecem também uma visualização para o posicionamento relativo destes canais em termos de desempenho, quando $\alpha_0=80$ dB, a qual corrobora o ordenamento delineado ao longo das últimas seções. E, lembrando a semelhança entre os desempenhos das idéias I e II, a Fig. IV.19 permite inferir ainda o posicionamento dos canais DI e DMI.

A conclusão final deste estudo é que a técnica de resposta parcial, através de seu exemplar duobinário, deve ganhar a

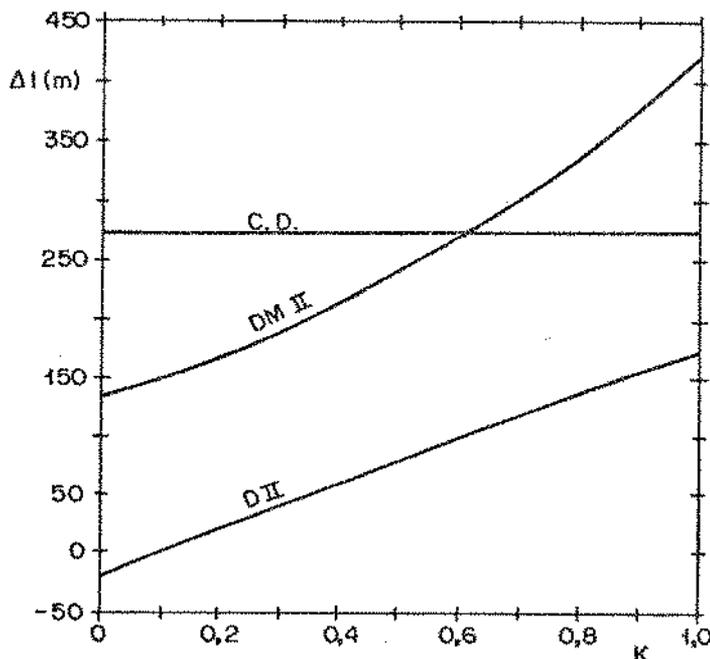


Fig. IV.19 - Redução na distância entre repetidores

preferência para a constituição de canais digitais em cabos coaxiais. Esta afirmação leva em conta as comparações anteriores e a constatação da tendência atual para a construção de canais com pequenos excessos de faixa, uma vez que a evolução da tecnologia de confecção de circuitos permite que cada vez mais se consiga superar as dificuldades impostas pela busca dos desempenhos máximos. Dado que é nesta situação que se dá a vantagem do canal DII sobre o 4B-3T, e dado que existe um equilíbrio entre as desvantagens ine

rentes a cada um em termos de complexidade, equilíbrio este que se repete ao se confrontar suas facilidades referentes a aspectos como a extração do sinal de relógio e monitoração do desempenho, fica evidente que o interesse no emprego deste exemplar de resposta parcial tenderá a crescer. E os trabalhos mais recentes nesta área ([13],[19]) já que se encaminham para a exploração desta técnica, embora ainda não se encontre aí um estudo comparativo que demonstre claramente o acerto deste direcionamento. Além disto, estes trabalhos buscam a aproximação do canal com faixa mínima, sem explorar a possibilidade do emprego de excesso de faixa. Ainda que no caso duobinário existam condições favoráveis, em termos relativos, para a utilização desta faixa mínima, a forma de construção que caracteriza o sistema DII representa um caminho para canais alternativos, uma vez que ela permite concretizar o emprego de excessos de faixa que conduzem a uma maior facilidade de implementação, a olhos mais favoráveis e a desempenhos ainda satisfatórios.

V.1 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CABO E RUÍDO

Seguindo o mesmo procedimento do capítulo anterior, o primeiro passo aqui é a particularização do modelo da Fig. III.1 segundo as características da função de transferência do cabo telefônico e do ruído associado ao mesmo.

Para a especificação de $C(f)$ é necessário antes de tudo ter claro que este capítulo visa ao estudo do desempenho dos sistemas MCP de primeira hierarquia, e que estes apresentam uma situação bem definida em termos de velocidade de transmissão e espaçamento entre repetidores: sistemas com 24 canais e 1,544 Mb/s, ou sistemas com 30 canais de voz e 2,048 Mb/s, sendo que em ambos os casos o espaçamento máximo, quando se utiliza cabo calibre 22 A.W.G. com isolamento de papel, é de 2 Km. Em virtude desta padronização, os desempenhos serão avaliados apenas para a situação de espaçamento máximo, eliminando-se, assim, a análise do comportamento dos mesmos em função da atenuação do cabo.

A função de transferência $C(f)$ de um trecho de cabo 22 A.W.G. com isolamento de papel, para as aplicações em questão, é muito bem aproximada por:

$$C(f) = \{a \exp[-\alpha(f/f_0)^b (1+jr) - j\beta f]\}^d \quad (V.1)$$

onde:

d = distância em Km

a = 0,63

α = 1,84

b = 0,58

f_0 = frequência de Nyquist dos sistemas de 30 canais

r = $\text{sen}(\pi b) / [1 + \cos(\pi b)]$ [20]

β = inclinação da componente linear de fase

Logo, para o comprimento considerado, tem-se:

$$|C(f)| = 0,40 \exp[-3,68(2fT)^{0,58}] \quad (V.2)$$

a qual implica numa atenuação de 40 dB na frequência de Nyquist dos sistemas de 30 canais e cerca de 56 dB em 2,048 MHz.

Uma vez definida $C(f)$, é necessário considerar agora o ruído. Um cabo telefônico se caracteriza pela existência de acoplamentos eletromagnéticos aleatórios entre os pares de fios que o compõem, acoplamentos estes resultantes de desbalanceamentos entre pares, tanto de caráter capacitivo como também indutivo, o que faz com que um sinal sendo transmitido através de um par produza interferência em outros pares, originando sinais acoplados que adquirem, então, o caráter de ruído. Este é o fenômeno de diafonia que produz o ruído de diafonia.

Além deste, existe o ruído térmico e o ruído de chaveamento proveniente das centrais telefônicas. Entretanto, o ruído térmico é, em geral, desprezível frente ao de diafonia, e o ruído de chaveamento é importante apenas nas proximidades das centrais e pode ser superado mantendo-se um espaçamento adequado nestas regiões. Logo, é a diafonia o fenômeno importante e que realmente limita o desempenho dos sistemas digitais neste tipo de cabo.

A situação normal na transmissão de sinais MCP de primeira hierarquia é a existência de vários destes sistemas dentro de um mesmo cabo, cada qual ocupando um dado par, e duas possibilidades de arranjo: 1) todos pares ocupados transmitem na mesma direção, o que caracteriza a operação a dois cabos, uma vez que os sistemas correspondentes para a transmissão na direção oposta ocupam outro cabo; 2) metade dos pares ocupados transmitem numa direção e a metade restante na direção oposta, o que caracteriza a operação com um único cabo. Logo, o fenômeno da diafonia implica em que um dado sistema MCP sofre interferência de vários outros sistemas similares e, eventualmente, até de sistemas de outra natureza operando no mesmo cabo.

Considerando apenas a interferência entre sinais MCP, há que se distinguir duas formas principais para esta: a paradiafonia e a telediafonia. A primeira é aquela que ocorre entre sistemas que transmitem em direções opostas, onde os sinais injetados nos pares pelo estágio de saída dos repetidores de uma dada direção de propagação interferem sobre os sinais de baixa amplitude relativa nas proximidades da entrada dos repetidores da direção oposta, como mostra a Fig. V.1.

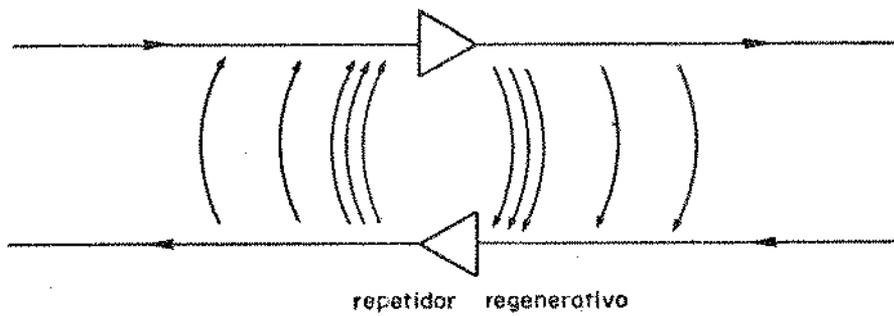


Fig. V.1 - Acoplamento de paradiafonia

Esta interferência ocorre principalmente nos primeiros 300 metros que antecedem a entrada do repetidor interferido, uma vez que tanto o sinal interferente como a interferência correspondente, observada na entrada deste repetidor, são gradualmente atenuados pelo cabo à medida que a região de acoplamento se distancia desta entrada. Com isto, para as situações normais em termos de espaçamento entre repetidores, pode-se dizer que a potência média do ruído de paradiafonia não depende deste espaçamento. Porém, como o sinal recebido é atenuado ao longo do cabo, a relação "sinal-ruído de paradiafonia" na entrada de um repetidor depende fortemente da atenuação produzida pelo trecho de cabo.

A telediafonia, ao contrário, é a interferência que ocorre entre sinais se propagando na mesma direção, em geral sinais de mesma amplitude, como mostrado na Fig. V.2.

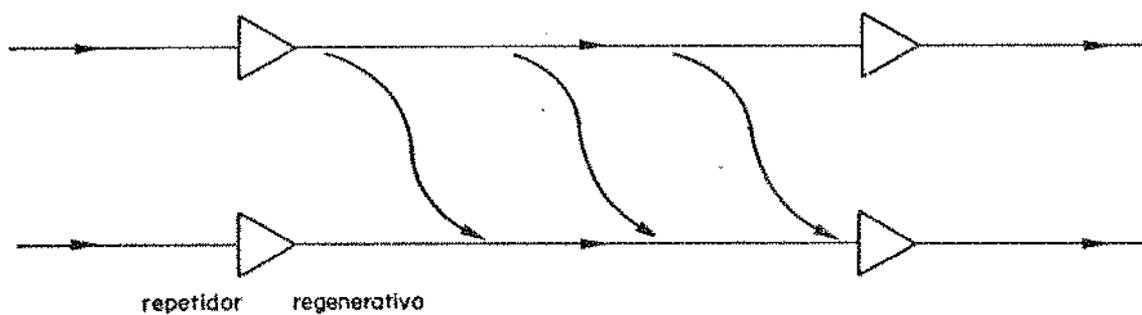


Fig. V.2 - Acoplamento de telediafonia

Neste caso o acoplamento é significativo ao longo de toda a distância entre os repetidores, uma vez que tanto o sinal interferen

te, como a interferência correspondente e o sinal interferido, são igualmente atenuados pelo cabo. Logo, a potência média do ruído de telediafonia, na entrada do repetidor interferido, depende do espaçamento, e a relação "sinal-ruído de telediafonia" depende do comprimento do cabo, mas não da atenuação deste.

Através desta caracterização inicial, percebe-se que a telediafonia é o ruído característico da transmissão a dois cabos, ao passo que na operação com um único cabo há a necessidade de se levar em conta os dois tipos de diafonia.

Partindo agora para uma caracterização mais detalhada de cada um destes tipos de ruído e iniciando pelo de paradiafonia, deve-se considerar, em primeiro lugar, dois pares de um cabo com comprimento ℓ e constante de propagação γ , terminados na impedância característica Z_0 em cada um de seus extremos. Se uma corrente I_0 é injetada no par interferente, então a corrente incremental dI no par interferido, no lado próximo ao da transmissão, devida a um comprimento dx de cabo situado a distância x da transmissão, é dada por [21]:

$$\frac{dI}{I_0} = - \left[\frac{Z_0 Y(x)}{16} + \frac{Z(x)}{4Z_0} \right] e^{-2\gamma x} dx \quad (V.3)$$

onde $Z(x)$ e $Y(x)$ são, respectivamente, a impedância e a admitância mútua de desbalanceamento entre os pares na distância x . Em primeira aproximação, $Y(x)$ e $Z(x)$ podem ser consideradas independentes da frequência e, para as frequências significativas dos sinais MCP de primeira hierarquia, Z_0 pode ser considerada constante. Logo, a expressão (V.3) pode ser colocada na seguinte forma:

$$\frac{dI}{I_0} = j\omega D_p(x) e^{-2\gamma x} dx \quad (V.4)$$

onde $D_p(x)$ é a chamada função de desbalanceamento de paradiafonia, a qual é uma variável aleatória que depende da combinação de pares tomada, da distância e do cabo. Para esta variável aleatória se assume as seguintes propriedades estatísticas, quando se considera um conjunto grande de cabos similares com comprimento ℓ e dentro de

cada um deles se toma a mesma combinação de dois pares, cuja posição relativa se supõe constante ao longo de ℓ :

- 1) A combinação tomada apresenta uma forma distinta para $D_p(x)$ em cada cabo.
- 2) Para ℓ suficientemente grande, qualquer média de $D_p(x)$ tomada ao longo de x num dado cabo, é igual à média correspondente para um dado x tomada sobre todos os cabos.
- 3) As amplitudes de $D_p(x)$ obedecem à distribuição gaussiana de média zero.

O acoplamento de paradiafonia, $A_p(f)$, para a combinação considerada, num dado cabo, é a integral da expressão (V.4), ou seja:

$$A_p(f) = j\omega \int_0^{\ell} D_p(x) e^{-2\gamma x} dx \quad (V.5)$$

Neste caso, $A_p(f)$ é uma variável aleatória que depende da combinação de pares tomada e do cabo considerado, e cujo comportamento ao longo da frequência é também aleatório, como se pode inferir através da curva típica da Fig. V.3.

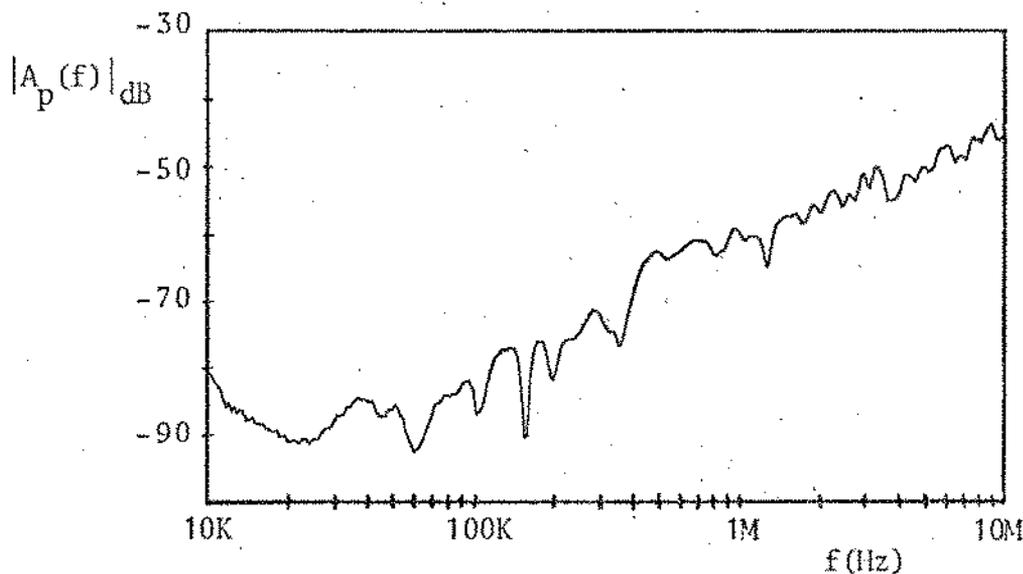


Fig. V.3 - Curva típica de acoplamento de paradiafonia

Porém, aqui é mais importante se ater ao acoplamento de potência, ou seja, $|A_p(f)|^2$. Quando se observa seu comportamento médio, $P(f)$, no conjunto de cabos similares, para a combinação em questão, constata-se que a dependência deste com frequência é tal que seu valor expresso em dB cresce a uma taxa de 4,5 dB por oitava, ou seja:

$$P(f) = d_p (f/f_0)^{3/2} \quad (V.6)$$

Com base na hipótese da ergodicidade da função $D_p(x)$, é de se esperar que tal comportamento médio seja encontrado em cada cabo ao se realizar esta média em relação a x . Esta previsão é com provada por dados experimentais e pode ser observada na Fig. V.3. Além disto, este comportamento médio para uma dada combinação em cada cabo pode ser previsto teoricamente, uma vez que a técnica empregada na torção dos fios dos pares faz com que a correlação entre desbalanceamentos de diafonia situados em posições distintas ao longo dos pares, decaia rapidamente, tornando-se desprezível para posições com separação da ordem de metros. Assim, considerando comprimentos da ordem de quilômetros para os cabos, pode-se escrever:

$$\overline{D_p(x) D_p(y)} \cong d_p' \delta(x-y)$$

Logo, o comportamento médio de $|A_p(f)|^2$ para uma dada combinação será:

$$\begin{aligned} P(f) &= \omega^2 \int_0^{\ell} \int_0^{\ell} \overline{D_p(x) D_p(y)} e^{-2\gamma x} e^{-2\gamma^* y} dx dy \\ &\cong \omega^2 d_p' \int_0^{\ell} e^{-4\alpha x} dx \end{aligned} \quad (V.7)$$

$$P(f) \cong \frac{d_p' \pi^2 f^2}{\alpha} \quad (V.8)$$

Dado que α varia aproximadamente segundo $f^{1/2}$, tem-se aí o comportamento observado.

4744/BC

Resumindo as características até agora apresentadas, tem-se que $|A_p(f)|^2$ varia aleatoriamente com a frequência, com a combinação de pares tomada e com o tipo de cabo multipar, e, ao se considerar uma dada combinação num conjunto grande de cabos similares, $|A_p(f)|^2$ apresenta o valor médio descrito por (V.6). O coeficiente \bar{d}_p depende da combinação considerada, o que implica que ele também é uma variável aleatória quando se varia a combinação no conjunto de cabos considerado.

A função de densidade de probabilidade de $|A_p(f)|^2$ para uma dada combinação e uma dada frequência, pode ser calculada e é igual a [22]:

$$p_1(u) = \frac{1}{P(f)} \exp(-u/P(f)) \quad (V.9)$$

Para a caracterização final do ruído de paradiafonia, resta conhecer a função densidade de probabilidade de d_p , o que permitirá a descrição estatística de $|A_p(f)|^2$ para combinações de pares situados numa mesma unidade ou grupo de pares em que o cabo é subdividido, ou então de pares situados em unidades distintas. Para isto é importante a constatação de que os valores de $|A_p(f)|^2$ para uma dada frequência, para combinações entre pares de uma mesma unidade, ou entre pares de unidades distintas e quando expressos em dB, seguem aproximadamente uma distribuição gaussiana. Esta distribuição apresenta uma média que depende do conjunto de pares tomado, mas que cresce a uma taxa de 4,5 dB por oitava com a frequência, enquanto que o seu desvio padrão, σ_p , independe da frequência. Logo, o acoplamento quadrático médio de paradiafonia de todas as combinações de dois pares de um conjunto grande de pares pode ser escrito como:

$$\overline{|A_p(f)|^2}_{dB} = m_p + 15 \log (f/f_0) \quad (V.10)$$

onde m_p é o valor deste acoplamento quadrático médio na frequência f_0 . É possível definir ainda o coeficiente de acoplamento médio \bar{d}_p :

$$10 \log \bar{d}_p = m_p \quad (V.11)$$

Antes de prosseguir é importante esclarecer que esta aproximação gaussiana é satisfatória para a parte central da distribuição de $|A_p(f)|^2$, mas imprecisa para a descrição das caudas. Melhor é utilizar uma gaussiana truncada, embora o ponto de truncamento dependa do conjunto de pares tomado. Além disto, um levantamento intensivo de dados, recentemente realizado [23], mostra que a função gama se constitui numa aproximação mais fiel. Entretanto, dado que esta última opção implica em um aumento da complexidade dos cálculos normalmente realizados para a avaliação do desempenho de sistemas afetados por ruído de diafonia, e considerando a ampla utilização da hipótese gaussiana no desenvolvimento de procedimentos de projeto das linhas MCP, os resultados satisfatórios por ela oferecidos e o fato de que ela é conservadora em relação à função gama, optou-se aqui pela manutenção desta aproximação tradicional. A estas observações deve-se ainda acrescentar que a quantidade de dados referentes aos acoplamentos de diafonia nos cabos existentes é reconhecidamente insatisfatória para uma previsão refinada do desempenho de sistemas MCP, o que tem levado os projetistas a adotarem uma margem de segurança de pelo menos 3 dB na avaliação da potência média deste ruído nos repetidores. E, com base neste argumento e no fato de que o valor do truncamento deve variar com o conjunto de pares tomado, aqui também se despreza o fato de que as caudas da distribuição do acoplamento de para diafonia não seguem a curva gaussiana.

Uma vez adotada esta aproximação para a distribuição de $20 \log |A_p(f)|$ para um conjunto de pares, e considerando a distribuição de $|A_p(f)|^2$ para uma dada combinação de pares no conjunto de cabos similares inicial, é possível, em teoria, obter a distribuição estatística $p_2(v)$ dos coeficientes d_p . Esta será tal que ao se mediar a distribuição $p_1(u)$ em relação a $p_2(v)$, deve resultar uma distribuição para $|A_p(f)|^2$ compatível com a hipótese de que $10 \log |A_p(f_0)|^2$ é gaussiana com média m_p e variância σ_p . Entretanto, este procedimento não é empregado, dada a complexidade da tarefa de encontrar $p_2(v)$, a qual se torna descabida quando se tem claro que a idéia gaussiana não passa de uma aproximação conveniente. Ao invés disto, o que se faz é adotar, novamente, formas convenientes para $p_2(v)$. Para assegurar um melhor entendimento da natureza das aproximações normalmente adotadas, é interes

sante considerar como será a potência média do ruído de paradiafonia na saída do equalizador $G_r(f)$ de um repetidor de uma linha MCP ocupando o i -ésimo par de fios do cabo, ruído este provocado por um interferente similar colocado no j -ésimo par, onde o acoplamento de paradiafonia da combinação é $|A_{pij}(f)|^2$.

Se $S(f)$ é a densidade espectral de potência da tensão do sinal na saída de um repetidor, então a densidade equivalente para o ruído na entrada do equalizador, dadas as condições acima, será:

$$N_p(f) = S(f) |A_{pij}(f)|^2 \quad (V.12)$$

Logo, ao se fazer uso de (III.4), a potência média do ruído após o equalizador será:

$$\sigma_{rp}^2(i,j) = 2 \int_0^{\infty} S(f) |A_{pij}(f)|^2 |G_r(f)|^2 df \quad (V.13)$$

O ponto importante aqui é o fato de que $|A_p(f)|^2$ apresenta variações rápidas em torno de seu valor médio $\bar{P}(f)$, quando se considera seu comportamento ao longo da faixa de frequências típica dos sistemas MCP. Logo, é razoável afirmar que $\sigma_{rp}^2(i,j)$ pode ser muito bem aproximada utilizando-se este comportamento médio, uma vez que a integral de (V.13) tende a mediar estas flutuações rápidas. Com isto pode-se escrever:

$$\sigma_{rp}^2(i,j) \approx 2d_p(i,j) \int_0^{\infty} S(f) (f/f_0)^{3/2} |G_r(f)|^2 df \quad (V.14)$$

o que significa que o acoplamento de paradiafonia pode ser representado apenas pelo seu comportamento médio quando se pretende a estimativa da potência média do ruído associado ou, dito de outra forma, a variância de σ_{rp}^2 para um dado valor de d_p pode ser desprezada. Além disto, deve-se atentar ao fato de que σ_{rp}^2 varia aleatoriamente com a combinação de pares considerada, pois ela depende de d_p , e que o ruído em questão é sempre de média nula, independente das características de $S(f)$, pois o acoplamento de diafonia

não transfere sinais c.c.

O próximo passo consiste em levar em conta o fato de que nas situações práticas existem vários interferentes num mesmo cabo, e não apenas um, como considerado anteriormente. Neste caso, a potência média total, $\sigma_{\text{rpt}}^2(i)$, na saída do equalizador, é uma variável aleatória na medida que se considera todas as possibilidades para o par i no conjunto de pares ocupados pelos sistemas MCP, ou seja, à medida que se considera cada sistema interferido. Isto porque $\sigma_{\text{rpt}}^2(i)$ é o resultado da soma de n variáveis $\sigma_{\text{rp}}^2(i,j)$, dado que as tensões de ruído geradas pelos n interferentes são variáveis aleatórias independentes de média nula e que se somam.

É importante ressaltar que a instalação de sistemas MCP se dá sem uma prévia seleção de pares quanto às suas características de diafonia, uma vez que a realização de medidas para tal seleção representa uma tarefa que aumentaria sobremaneira o tempo e o custo de instalação.

Fica claro, assim, que a previsão do desempenho de sistemas MCP frente ao ruído de paradiafonia, depende de um conhecimento ou estimativa de σ_{rpt}^2 . Assumindo a aproximação da expressão (V.14), esta distribuição dependerá de $p_2(v)$, o que enfatiza a necessidade de estimar ou aproximar esta última. Retornando agora a este problema, encontra-se na literatura duas hipóteses para $p_2(v)$. A primeira é aquela utilizada por Cravis [22] ao desenvolver a engenharia de linha dos sistemas T1, que adotou a distribuição gama, motivado principalmente por questão de simplicidade, uma vez que a distribuição de σ_{rpt}^2 é dada pela convolução de ordem n de $p_2(v)$, a qual, dada a adoção acima, será também uma função gama.

A segunda hipótese assume que d_p , quando expresso em dB, é uma variável gaussiana de mesma média e variância que $10 \log |A_p(f_0)|^2$, ou seja, assume definitivamente que, para efeito do cálculo do ruído de paradiafonia em sistemas MCP, o acoplamento pode ser representado exclusivamente pelo seu comportamento médio.

Enquanto que a hipótese da função gama fornece uma previsão em boa concordância com os dados práticos para a média da potência média de ruído devido a n interferentes, ela tende a subestimar o valor da variância desta potência. Por outro lado, a hi

hipótese gaussiana também oferece resultados satisfatórios para a média, mas tende a sobrestimar a variância, uma vez que, ao se supor que $10 \log d_p$ é gaussiana, despreza-se o efeito suavizador da integral que fornece σ_{rp}^2 . Tendo em vista que esta última idéia é a mais utilizada atualmente e que ela implica em maior facilidade computacional, esta é a hipótese adotada aqui.

De posse destas caracterizações, pode-se agora passar ao cálculo da potência média do ruído na saída do equalizador, devido à interferência de n sistemas similares sendo transmitidos no mesmo cabo em direção oposta ao interferido. Para isto é interessante reescrever (V.14) na seguinte forma:

$$\sigma_{rp}^2(i,j) = I_p d_p(i,j) \quad (V.15)$$

onde

$$I_p = 2 \int_0^{\infty} S(f) (f/f_0)^{3/2} |G_r(f)|^2 df \quad (V.16)$$

Com isto, a potência média de ruído na saída de um equalizador situado no par i , será:

$$\sigma_{rpt}^2(i) = I_p \sum_{j=1}^n d_p(i,j) = I_p d_{pt}(i) \quad (V.17)$$

onde se percebe que $d_{pt}(i)$ é uma variável aleatória dada pela soma de n variáveis $d_p(i,j)$ independentes que, quando expressas em dB, são, por hipótese, gaussianas de média m_p na frequência f_0 e variância σ_p^2 . Sabe-se [24] que $d_{pt}(i)$, quando expressa em dB, tenderá a ser gaussiana de média:

$$m_{pt} = m_p + 10 \log n + 0,115 \sigma_p^2 - 5 \log \left(1 + \frac{e^{0,053 \sigma_p^2} - 1}{n} \right) \quad (V.18)$$

e variância:

$$\sigma_{pt}^2 = 43,43 \log \left(1 + \frac{e^{0,053 \sigma_p^2} - 1}{n} \right) \quad (V.19)$$

Logo, a média de d_{pt} e, portanto, a média da potência média do ruído na saída do equalizador, crescem à medida que a

menta o número n de sistemas interferentes, ao passo que as varianças correspondentes decrescem, o que já deixa claro que este número será um dos fatores determinantes do desempenho a ser atingido a cada repetidor. Aqui é interessante observar que m_p é um número negativo e que a presença de vários interferentes tende a fazer com que m_{pt} seja menos negativa que m_p .

A tensão de ruído, tanto de paradiafonia como de telediafonia, mesmo quando provocada por poucos interferentes, segue muito bem uma distribuição gaussiana [22]. Logo, do mesmo modo que no caso do ruído térmico, aqui também a relação M/R é um parâmetro interessante para a avaliação do desempenho dos sistemas de transmissão digital. É conveniente, neste ponto, se ater à forma desta relação para o ruído em questão. Considerando um deslocamento t_0 e o valor médio de σ_{rpt}^2 , tem-se:

$$\left[\frac{M}{R}(t_0) \right]_{dB} = 20 \log M(t_0) - 10 \log I_p - m_{pt} \quad (V.20)$$

Esta expressão pode ser dividida em duas parcelas de natureza distinta :

$$(1) 20 \log M(t_0) - 10 \log I_p \quad (V.21)$$

$$(2) m_{pt} \quad (V.22)$$

A primeira depende exclusivamente das características do sistema de transmissão em termos de código de linha, forma do pulso equalizado, espaçamento entre repetidores e do instante em que se realiza a amostragem, ao passo que a segunda depende exclusivamente do conjunto de pares ocupados pelos sistemas MCP, uma vez que ela depende do valor do acoplamento médio de paradiafonia, de sua variância e do número n de interferentes. Logo, a primeira parcela pode ser encarada como a relação M/R provocada por um único interferente com um coeficiente de acoplamento d_p unitário.

Antes de prosseguir na análise das particularidades de correntes deste tipo de ruído, é interessante agora se ater à telediafonia, pois esta apresenta fortes semelhanças com a paradiafonia, o que permitirá uma análise conjunta de várias características que são próprias do ruído de diafonia de uma maneira geral.

Considerando novamente dois pares paralelos de comprimento ℓ , constante de propagação γ , terminados na impedância característica Z_0 em cada um de seus extremos e uma corrente I_0 injetada em um deles, pode-se mostrar [21] que a corrente incremental dI no par interferido e no lado oposto ao da transmissão devida a um comprimento dx situado a distância x do terminal transmissor, é igual a:

$$\frac{dI}{I_0} = \left[\frac{Z_0 Y(x)}{16} - \frac{Z(x)}{4Z_0} \right] e^{-\gamma \ell} dx \quad (V.23)$$

onde novamente $Y(x)$ e $Z(x)$ são a admitância e impedância de desbalanceamento por unidade de comprimento na posição x . Pelas mesmas razões anteriores, esta expressão pode ser colocada na seguinte forma:

$$\frac{dI}{I_0} = j\omega D_t(x) e^{-\gamma \ell} dx \quad (V.24)$$

onde $D_t(x)$ é a função de desbalanceamento de telediafonia.

Neste ponto já se torna possível algumas comparações. Em primeiro lugar, o valor absoluto de $D_p(x)$ é maior que o correspondente de $D_t(x)$ e isto se deve ao fato de que as correntes geradas pelos desbalanceamentos capacitivo e indutivo se somam no lado da transmissão, enquanto que o contrário ocorre no lado da recepção. Este é um dos fatores que justificam o fato do ruído de paradiafonia ser mais crítico que o de telediafonia.

Em segundo lugar, enquanto que a corrente incremental dI na paradiafonia varia com $\exp(-2\gamma x)$, no caso em consideração ela depende de $\exp(-\gamma \ell)$. Esta diferença se deve ao fato de que na paradiafonia, tanto a corrente interferente na posição de acoplamento, como a corrente acoplada correspondente observada no terminal correto, são gradualmente atenuadas pelo cabo à medida que a posição de acoplamento se distancia do terminal transmissor, ao passo que na telediafonia a soma da atenuação sofrida pela corrente interferente até o ponto de acoplamento, com a atenuação sofrida pela corrente acoplada correspondente até o terminal de recepção, independe da posição onde ocorre o acoplamento.

Em vista deste comportamento do acoplamento de telediafonia, é mais interessante relacionar dI com a amplitude da corrente interferente no terminal receptor, isto é, com

$$I_r = I_0 e^{-\gamma \ell}$$

Neste caso, a expressão (V.24) dá lugar a:

$$\frac{dI}{I_r} = j\omega D_t(x) dx \quad (V.25)$$

a qual, por sua vez, permite colocar a seguinte expressão para o acoplamento:

$$A_t(f) = j\omega \int_0^{\ell} D_t(x) dx \quad (V.26)$$

Considerando agora uma mesma combinação de pares num conjunto grande de cabos similares, $A_t(f)$ será uma variável aleatória a cada valor de f . Adotando para $D_t(x)$ as mesmas hipóteses que foram feitas com relação a $D_p(x)$ e considerando valores de ℓ da ordem dos espaçamentos entre repetidores MCP, pode-se dizer que $jA_t(f)$ será gaussiana de média zero e variância $T(f)$. Isto porque este acoplamento será composto pela soma de um número muito grande de variáveis com média nula e independentes entre si, dado que a autocorrelação de $D_t(x)$ desaparece para distâncias da ordem de metros.

Logo, a distribuição de $|A_t(f)|^2$ será do tipo:

$$p_1(u) = \frac{e^{-u/(2T(f))}}{\sqrt{2\pi u T(f)}} \quad (V.27)$$

onde $T(f)$ é também o valor médio de $|A_t(f)|^2$ para a combinação de pares considerada no conjunto de cabos similares. E, seguindo um procedimento idêntico ao do caso anterior, pode-se verificar teoricamente a constatação prática de que $T(f)$ é do tipo:

$$T(f) = d_t \ell f^2 / (\ell_0 f_0^2) \quad (V.28)$$

ou seja, o acoplamento quadrático médio de telediafonia de uma combinação de pares cresce a uma taxa de 6 dB por oitava com a frequência e de 3 dB por oitava com a distância. Esta dependência em relação a ℓ é consequência direta da igualdade da importância relativa dos acoplamentos incrementais ao longo do cabo.

Quanto à diferença na dependência dos dois tipos de acoplamento de diafonia com relação à frequência, é importante observar que para comprimentos de cabo bem menores que 300 metros, onde a atenuação praticamente não altera os sinais MCP, $P(f)$ também cresce com f^2 , como pode ser observado através da expressão (V.7). Porém, para comprimentos normais, a contribuição de cada acoplamento incremental depende da atenuação do cabo, o que faz com que o acoplamento quadrático médio seja inversamente proporcional a esta atenuação.

O restante da caracterização do ruído de telediafonia com vistas à avaliação do desempenho dos sistemas MCP, segue exatamente o mesmo caminho que aquela da paradiafonia. Assim, o acoplamento $10 \log |A_t(f)|^2$, quando observado num conjunto grande de pares, segue uma distribuição aproximadamente gaussiana com uma média que depende do conjunto de pares tomado e que cresce com 6 dB por oitava com a frequência e 3 dB por oitava com ℓ . Também, seu desvio padrão não depende da frequência. Logo:

$$\left. \overline{|A_t(f)|^2} \right|_{\text{dB}} = m_t + 20 \log(f/f_0) + 10 \log(\ell/\ell_0) \quad (\text{V.29})$$

onde m_t é o valor médio do acoplamento de potência de telediafonia na frequência f_0 e para o comprimento ℓ_0 , média esta obtida considerando-se todas as combinações de dois pares de um dado conjunto de pares.

Da mesma forma que antes, é possível aqui definir o coeficiente de acoplamento médio \overline{d}_t como:

$$10 \log \overline{d}_t = m_t \quad (\text{V.30})$$

As considerações anteriores sobre a validade desta aproximação gaussiana, bem como sobre as aproximações para o cálculo da potência média de ruído na saída do equalizador e a hipótese

sobre a distribuição da variável aleatória d_t , se repetem aqui. Assim, a densidade espectral de potência da tensão do ruído na entrada do equalizador, devido a um único interferente, será:

$$N_t(f) = S(f) |C(f)|^2 |A_t(f)|^2 \quad (V.31)$$

ao passo que a potência média deste ruído após $G_r(f)$, pode ser escrita como:

$$\sigma_{rt}^2 = 2d_t \int_0^{\infty} S(f) |C(f) G_r(f)|^2 (\ell f^2 / \ell_0 f_0^2) df \quad (V.32)$$

Quando existem n interferentes no mesmo cabo, a potência média total será a soma de n variáveis aleatórias do tipo σ_{rt}^2 , ou seja, será uma variável aleatória definida como:

$$\sigma_{rtt}^2 = I_t \sum_{j=1}^n d_{tj} = I_t d_{tt} \quad (V.33)$$

onde

$$I_t = 2 \int_0^{\infty} S(f) |C(f) G_r(f)|^2 (\ell f^2 / \ell_0 f_0^2) df \quad (V.34)$$

Com isto, σ_{rtt}^2 é proporcional à soma de n variáveis aleatórias d_t que, quando expressas em dB, seguem, por hipótese, uma distribuição gaussiana de média m_t e variância σ_t^2 . Logo, a variável $10 \log d_{tt}$ tende a ser gaussiana com média:

$$m_{tt} = m_t + 10 \log n + 0,115 \sigma_t^2 - 5 \log \left(1 + \frac{e^{0,053 \sigma_t^2} - 1}{n} \right) \quad (V.35)$$

e variância:

$$\sigma_{tt}^2 = 43,43 \log \left(1 + \frac{e^{0,053 \sigma_t^2} - 1}{n} \right) \quad (V.36)$$

A relação "margem de pior caso-ruído" na saída do equalizador, considerando a média da potência média de ruído em relação a distribuição de d_{tt} , será então:

$$\left[\frac{M}{R}(t_0) \right]_{dB} = 20 \log M(t_0) - 10 \log I_t - m_{tt} \quad (V.37)$$

Esta expressão também pode ser agrupada em dois termos de natureza distinta, ou seja:

$$(1) 20 \log M(t_0) - 10 \log I_t \quad (V.38)$$

$$(2) m_{tt} \quad (V.39)$$

onde novamente o primeiro sô depende das características do sistema de transmissão e do espaçamento entre repetidores, enquanto que o segundo depende exclusivamente do conjunto de pares ocupado. O primeiro termo pode, novamente, ser encarado como a relação $M/R(t_0)$ provocada por um único interferente com acoplamento d_t unitário.

A comparação entre os dois tipos de ruído de diafonia pode agora se dar com base nas relações M/R desenvolvidas. Considerando inicialmente um único interferente para os dois casos, basta comparar a parcela $m_p + 10 \log I_p$ de (V.20) com $m_t + 10 \log I_t$ de (V.37), uma vez que os demais termos, ou se anularam, ou são comuns.

Começando por I_p e I_t , ao se lançar mão de (III.2) obtêm-se:

$$I_p = 2 \int_0^{\infty} S(f) \left| \frac{X(f)}{C(f) G_t(f)} \right|^2 (f/f_0)^{3/2} df \quad (V.40)$$

onde se observa que I_p cresce à medida que cresce a atenuação do cabo, o que implica num decrêscimo da relação $M/R(t_0)$. Por outro lado:

$$I_t = 2 \int_0^{\infty} S(f) \left| \frac{X(f)}{G_t(f)} \right|^2 (\ell f^2 / \ell_0 f_0^2) df \quad (V.41)$$

que mostra que I_t e, portanto, a relação $M/R(t_0)$ correspondente, não dependem da atenuação do cabo, mas somente de seu comprimento.

Calculando a relação entre I_p e I_t para o caso em que se tem um pulso equalizado do tipo cosseno levantado com fator de ex

cesso de faixa unitário, espaçamento máximo entre repetidores, velocidade de transmissão de 2,048 Mb/s, o código de linha AMI, $f_0 = 772$ KHz e $\lambda = \lambda_0$, obtêm-se um valor de 39,8 dB para esta relação, o qual mostra que a potência média de ruído devido a um único interferente com fator de acoplamento unitário, é maior no caso da paradiafonia.

Para completar esta comparação sob a condição de um único interferente, resta avaliar m_p e m_t . Considerando o conjunto constituído por uma das unidades de 50 pares em que se subdivide um cabo de 22 A.W.G. de 900 pares com isolamento de papel, considerando $f_0 = 772$ KHz e λ_0 igual ao espaçamento máximo entre os repetidores, de [25] e [26] obtêm-se $m_p = -75$ dB e $m_t = -64$ dB. Portanto, para as condições estabelecidas acima, a relação M/R de paradiafonia é cerca de 29 dB inferior à de telediafonia.

Por fim, ao se considerar o caso em que existem vários interferentes, conclue-se que esta diferença entre as relações M/R não é alterada significativamente, pois, em geral, os valores de σ_t e σ_p são suficientemente próximos para que a influência das parcelas não consideradas até então, possa ser desprezada na avaliação desta diferença. Como exemplo, para as condições adotadas acima, tem-se $\sigma_p = 10$ dB e $\sigma_t = 9,5$ dB.

Com isto, pode-se concluir definitivamente que o acoplamento de paradiafonia é muito mais restritivo que o de telediafonia para a transmissão de sinais MCP e que, além dele se constituir na fonte de interferência dominante quando se utiliza um único cabo para as duas direções de transmissão, faz também com que este arranjo apresente condições mais desfavoráveis que aquele onde se emprega dois cabos. Isto vai se refletir numa menor capacidade de transmissão, não só pela maior restrição ao número de interferentes, como também pela necessidade de se escolher convenientemente os conjuntos de pares destinados a cada direção de propagação, de forma a garantir uma separação adequada entre eles e com isto assegurar um valor suficientemente pequeno para o coeficiente de acoplamento médio de paradiafonia. Daí se infere a adequação da operação a dois cabos para as situações onde existe disponibilidade de cabos e se necessita um alto grau de ocupação, ou ainda no caso da utilização de cabos de pequeno porte, onde a ne

cessidade de manter uma isolação adequada entre os pares que trans mitem em direções opostas pode comprometer seriamente a ocupabi lidade.

Após esta visão comparativa, pode-se agora passar ao es tudo de algumas particularidades apresentadas pelos sistemas de transmissão digital quando sujeitos ao ruído de diafonia. Conside rando apenas as parcelas que dependem exclusivamente das caracte rísticas do sistema de transmissão, mostradas em (V.21) e (V.38), tem-se o seguinte resumo para as mesmas:

$$(1) \quad 20 \log M(t_0) - 10 \log I_d \quad (V.42)$$

onde

$$I_d = 2 \int_0^{\infty} S(f) |G_r(f)|^2 |A_d(f)|^2 df \quad (V.43)$$

e $|A_d(f)|^2$ assume o lugar do acoplamento quadrático médio de para diafonia ou do de telediafonia multiplicado por $|C(f)|^2$.

Fazendo uso de (III.2), a expressão (V.43) pode ser co locada na seguinte forma:

$$I_d = 2 \int_0^{\infty} S(f) |A_d(f)|^2 \left| \frac{X(f)}{G_t(f) C(f)} \right|^2 df \quad (V.44)$$

Mas o espectro de potência $S(f)$ do sinal digital na en trada do meio de transmissão, depende do código de linha e da for ma do pulso de transmissão empregados, ou seja, $S(f)$ pode ser es crito como:

$$S(f) = S_c(f) |G_t(f)|^2 \quad (V.45)$$

onde $S_c(f)$ é função do código de linha. Substituindo esta expres são naquela que fornece I_d , obtém-se:

$$I_d = 2 \int_0^{\infty} S_c(f) |A_d(f) X(f)/C(f)|^2 df \quad (V.46)$$

a qual mostra que o desempenho de um sistema de transmissão digi

tal afetado por ruído de diafonia, provocado por sistemas similares àquele que sofre a interferência, não depende da forma do pulso de transmissão empregado, desde que se mantenha inalterada a forma do pulso equalizado, ou seja, o desempenho não depende da maneira como a tarefa de conformação do pulso equalizado é distribuída entre o transmissor e o filtro de recepção. Logo, não cabe aqui a discussão desenvolvida no capítulo anterior, sobre qual o melhor valor para a largura do pulso de transmissão, pelo menos enquanto se considera apenas a interferência entre sistemas similares. Mas, além disto, torna-se também irrelevante a distinção entre as duas formas de implementação de um dado sistema de resposta parcial, no que diz respeito ao desempenho resultante, pois esta distinção se refere apenas à posição em que se coloca o elemento que conforma a função de transferência $Tr(f)$. Mais explicitamente, a convenção adotada no Capítulo III implica que o código de linha para a conformação analógica é o polar, para o qual tem-se:

$$S_c(f) = 1/T \quad (V.47)$$

e que a função de transferência $X(f)$ do canal é do tipo:

$$X(f) = Tr(f) F(f)$$

enquanto que na conformação digital, o sinal injetado no cabo é o resultado da atuação do filtro transversal $Tr(f)$ sobre um sinal obedecendo ao código polar, ou seja:

$$S_c(f) = |Tr(f)|^2/T \quad (V.48)$$

ao passo que $X(f)$ é do tipo:

$$X(f) = F(f)$$

Logo, o produto $S_c(f) |X(f)|^2$, que é o fator do integrando de I_d que depende da conformação empregada, é o mesmo para estas duas formas de implementação, e é igual a:

$$|X(f)|^2 S_c(f) = \frac{|Tr(f) F(f)|^2}{T} \quad (V.49)$$

Mas se estas duas formas não se distinguem sob o ponto de vista do desempenho resultante, do ponto de vista de simplicidade a conformação digital é mais interessante. Logo, no restante do capítulo a ênfase será colocada nesta forma de implementação.

Por fim, se o desempenho não depende da forma de $G_t(f)$ e de $G_r(f)$, desde que o produto de ambos permaneça inalterado, é claro que também não importa o valor da potência média transmitida, o que significa que este não é um parâmetro do qual se possa lançar mão para combater os efeitos do ruído de diafonia. Na verdade, uma vez fixado um sistema de transmissão em termos da forma do pulso equalizado e código de linha, o desempenho frente aos dois tipos de diafonia dependerá apenas da função de transferência $C(f)$ do trecho de cabo que une dois repetidores, do número de interferentes e do conjunto de pares por eles ocupado. A potência de transmissão é fixada em função da necessidade de tolerar o ruído de comutação das centrais.

Nos itens seguintes, serão comparados os desempenhos dos exemplares de resposta parcial escolhidos, quando afetados pelo ruído provocado por um mesmo número de interferentes similares, dispostos num mesmo conjunto de pares. Logo, nas expressões que fornecem as relações $M/R(t_0)$ serão importantes apenas as parcelas referentes à margem de pior caso no instante t_0 e à integral associada à potência média de ruído na saída do equalizador, isto é, a comparação não dependerá do número n de interferentes, nem do coeficiente de acoplamento de diafonia, que podem, então, serem considerados unitários.

Embora os sistemas MCP tradicionais transportem 24 ou 30 canais, há que se considerar a tendência atual para a construção de sistemas com o dobro desta capacidade, principalmente nos EUA, onde já existem sistemas comerciais com 48 canais, empregando tanto as técnicas convencionais [27] como as técnicas de resposta parcial ([28] e [29]). Dado que o sistema utilizado no Brasil é o de 30 canais, o estudo a seguir se aterá à análise do desempenho dos exemplares de resposta parcial constituindo sistemas com esta capacidade e com o dobro desta. Também, só se considerará o ruído de paradiafonia, por ser o mais restritivo e pelo fato de que a operação com um único cabo é uma situação muito importante em termos

práticos, e é aquela que pode colocar obstáculos à viabilidade de sistemas novos como, por exemplo, aqueles com o dobro da velocidade de convencional.

V.2 - CANAIS ÓTIMOS

Para particularizar os resultados do Apêndice A em relação ao ruído em questão, é necessário inicialmente reescrever a expressão (V.12), referente à densidade espectral de ruído $N_p(f)$, substituindo o acoplamento de paradiáfonia pelo seu comportamento médio e levando em conta a expressão (V.45) para $S(f)$, ou seja:

$$N_p(f) = d_p S_c(f) |G_t(f)|^2 (f/f_0)^{3/2} \quad (V.50)$$

Ao se substituir esta densidade nas expressões (A.11), (A.12) e (A.13), lembrando que para a conformação analógica tem-se $S_c(f)=1/T$ e

$$X_c(f) = \text{Tr}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp(-j2\pi fnT)$$

enquanto que para a digital tem-se $X_c(f)=1$ e $S_c(f)$ é dado por (V.48), consegue-se os seguintes resultados:

$$G_{\text{rot.}} = \frac{T C^*(f) X_c(f)}{f^{3/2} G_t(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|C^k(f)|^2}{|f-k/T|^{3/2}}} \quad (V.51)$$

$$X_{\text{ot.}}(f) = \frac{T |C(f)|^2 X_c(f)}{f^{3/2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|C^k(f)|^2}{|f-k/T|^{3/2}}} \quad (V.52)$$

$$\sigma_{\text{rot.}}^2 = \frac{2 d_p T}{f_0^{3/2}} \int_0^{1/2T} \frac{|Tr(f)|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|C^k(f)|^2}{|f-k/T|^{3/2}}} df \quad (V.53)$$

para os quais está implícita a igualdade:

$$(|\text{Tr}(f)|^2)^k = |\text{Tr}(f)|^2$$

Estes resultados são válidos para as duas formas de implementação, sendo necessário apenas utilizar a forma adequada para $X_c(f)$. Assim, dado que a expressão (V.53) não contém este fator, nem $G_t(f)$, confirmam-se as observações anteriores sobre a independência do desempenho em relação à forma do pulso transmitido, conformação do canal e potência média de transmissão. Em concordância com esta conclusão, está o fato de que $X_{ot.}(f)$ não depende da forma do pulso transmitido, ao contrário, portanto, do que ocorre nos cabos coaxiais. Porém, a dependência em relação $X_c(f)$ é mantida. Logo, dado que este fator está ligado às características da interferência entre símbolos apresentadas pela resposta impulsiva do canal, é claro que no caso analógico $X_{ot.}(f)$ será distinto para cada exemplar considerado, enquanto que na implementação digital esta característica ótima não depende do exemplar escolhido. Embora estas últimas observações também sejam válidas para o caso do ruído térmico, aqui não ocorre a igualdade da relação $M/R(t_0=0)$ apresentada pelos três sistemas de resposta parcial conformados digitalmente, uma vez que o ruído após o equalizador depende do código de linha utilizado.

Com base na expressão (V.53), a relação M/R ótima, escrita de forma genérica em relação aos três exemplares, adquire a seguinte forma:

$$\left[\frac{M}{R} \right]^2 = \frac{1}{\frac{2d_p}{(f_0 T)^{3/2}} \int_0^{1/c} \frac{|\text{Tr}(f)|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|C^k(f)|^2}{|fT-k|^{3/2}}} d(fT)} \quad (V.54)$$

Como referência é tomada a relação M/R ótima para o sistema AMI de 30 canais, ou seja:

$$\left[\frac{M}{R} \Big|_{\text{ref.}} \right]^2 = \frac{1}{\frac{8 d_p \sigma_{\text{ref.}}^2}{(0,4)^2 (f_0 T)^{3/2}}} \quad (V.55)$$

onde

$$\sigma_{\text{ref.}}^2 = \int_0^{1/2} \frac{\text{sen}^2(\pi fT)}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-7,36(2|fT-k|)^{0,58}]}{|fT-k|^{3/2}}} d(fT) \quad (\text{V.56})$$

ou $\sigma_{\text{ref.}}^2 = 30,9.$

Assim, as relações ótimas referenciadas para os sistemas de 30 canais são dadas por:

$$\left[\frac{M}{R} \Big|_{30} \right]^2 = \sigma_{\text{ref.}}^2 \int_0^{1/2} \frac{|\text{Tr}(f)|^2}{4 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-7,36(2|fT-k|)^{0,58}]}{|fT-k|^{3/2}}} d(fT) \quad (\text{V.57})$$

As relações M/R para os sistemas de 60 canais devem ser escritas em termos de $T_1 = T/2$, que é o intervalo de tempo associado a esta capacidade. Assim, para o caso ótimo tem-se:

$$\left[\frac{M}{R} \Big|_{60} \right]^2 = \sigma_{\text{ref.}}^2 \int_0^{1/2} \frac{|\text{Tr}(f)|^2}{4 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\exp[-7,36(4|fT_1-k|)^{0,58}]}{|fT_1-k|^{3/2}}} d(fT_1) \quad (\text{V.58})$$

Ao se calcular estas relações para os sistemas AMI, duobinário e duobinário modificado, obtêm-se os resultados da tabela V.1, onde se observa que novamente o sistema duobinário é o melhor, enquanto que o AMI é o pior.

Relações M/R (dB)		
Sistemas	nº de canais	
	30	60
DUOB.	9,8	- 7,6
DUOB. MOD.	5,2	-12,5
AMI	0	-19,4

Tab. V.1 - Relações M/R ótimas referenciadas

A degradação de desempenho ao se dobrar a velocidade de transmissão é significativa, o mesmo ocorrendo com a diferença entre as relações M/R do duobinário e do AMI. Além disto, esta diferença se acentua à medida que a velocidade cresce.

As explicações para estes resultados são semelhantes àquelas apresentadas no capítulo anterior e se fundamentam nas diferenças entre os espectros dos pulsos equalizados correspondentes, quando da conformação analógica, ou nas diferenças entre os espectros de densidade de potência do sinal injetado no cabo, quando se considera a conformação digital. Estas também explicam as diferenças na degradação de desempenho ao se dobrar a velocidade, uma vez que esta degradação é provocada pelo aumento da faixa de frequências utilizada, o que acarreta a operação em regiões onde, tanto a atenuação do cabo, como o acoplamento de paradiáfonia, são mais desfavoráveis.

V.3 - CANAIS PRÁTICOS

Estes canais serão conformados digitalmente. Logo, os núlos da função $Tr(f)$ associada aos exemplares duobinário e duobinário modificado, não influirão na resposta em frequência dos filtros receptores correspondentes. Em vista disto, $X(f)$ será sempre o cosseno levantado com fator de excesso de faixa K , cujas formas espectral e temporal estão definidas em IV.30 a e b.

Esta escolha implica que aqui não haverá necessidade de se calcular as degradações da abertura dos olhos, pois estas serão idênticas àquelas do capítulo anterior, referentes aos casos em que o filtro $F(f)$ é o cosseno levantado.

Considerando, então, o cálculo da relação M/R, ao se fazer uso de (V.14), juntamente com (III.2), (V.45) e (V.48), obtém-se:

$$\sigma_r^2(Tr(f), X(f)) = \frac{2 d_p}{T} \int_0^{\infty} \frac{|Tr(f) X(f)|^2 (f/f_0)^{3/2}}{|C(f)|^2} df \quad (V.59)$$

A partir desta, resulta:

$$\left[\frac{M}{R} \right]^2 = 1 / \sigma_r^2 (\text{Tr}(f), X(f)) \quad (\text{V.60})$$

Tomando como referência a relação M/R ótima para o sistema AMI de 30 canais, obtêm-se as seguintes relações referenciadas:

$$\left[\frac{M}{R} \right]_{30}^2 = \sigma_{\text{ref.}}^2 \int_0^{\infty} \frac{|\text{Tr}(f)|^2}{4} \left| \frac{X(f)}{T} \right|^2 (fT)^{3/2} \exp[7,36(2fT)^{0,58}] d(fT) \quad (\text{V.61})$$

$$\left[\frac{M}{R} \right]_{60}^2 = \sigma_{\text{ref.}}^2 / 2^{3/2} \int_0^{\infty} \frac{|\text{Tr}(f)|^2}{4} \left| \frac{X(f)}{T_1} \right|^2 (fT_1)^{3/2} \exp[7,36(4fT_1)^{0,58}] d(fT_1) \quad (\text{V.62})$$

Particularizando estas expressões para cada exemplar considerado e calculando-as para vários valores de K, obtêm-se as curvas das Figs. V.4 e V.5.

Em ambos os casos se observa que a classificação estabelecida com base no desempenho dos sistemas ótimos, se mantém aqui para todos valores de K, e que o desempenho máximo oferecido por cada canal se aproxima muito bem daquele ótimo correspondente, o que significa que sob este ponto de vista, esta forma de construção dos canais é bastante satisfatória. Da mesma maneira que no caso dos cabos coaxiais, este desempenho máximo sempre exige a presença de um excesso de faixa. Além disto, para valores de K menores de 0,5 e 0,4 nos sistemas de 30 e 60 canais, respectivamente, as relações M/R não apresentam variações significativas, principalmente nos sistemas duobinário e duobinário modificado, implicando em que os desempenhos nestas regiões são bastante próximos daqueles máximos correspondentes.

À medida que K cresce além dos valores acima, o desempenho decresce, pois, da mesma forma que antes, a quantidade de ruído admitido pelo equalizador na faixa excedente, supera a redução correspondente que ocorre nas frequências inferiores a $f=1/2T$.

Outro aspecto que pode ser analisado é o fato de que as diferenças entre os desempenhos dos sistemas, a cada capacidade

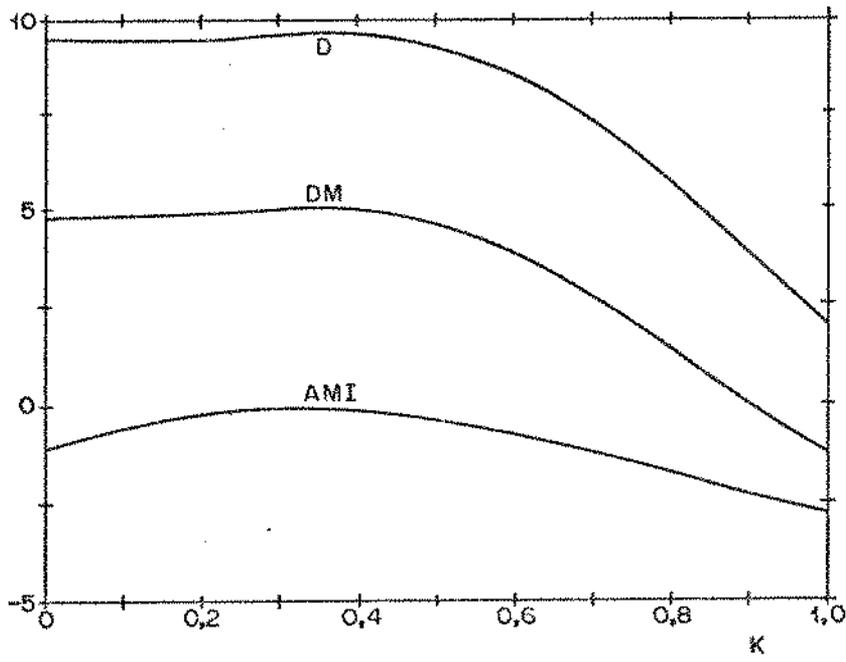


Fig. V.4 - Relação M/R para os sistemas de 30 canais

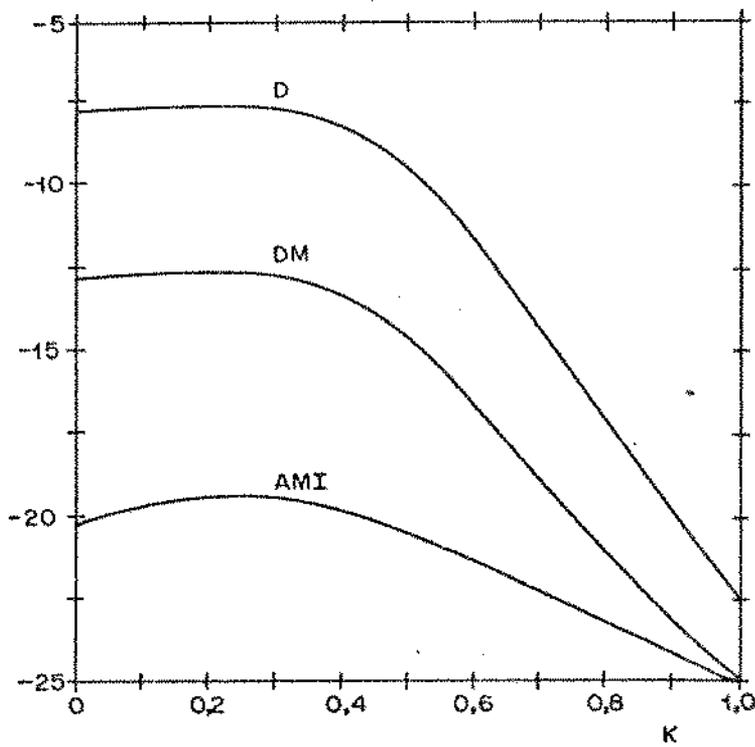


Fig. V.5 - Relação M/R para os sistemas de 60 canais

de transmissão, decai à medida que K cresce. Este fenômeno pode ser entendido observando-se as curvas da Fig. V.6, que representam a densidade espectral de potência do ruído de paradiáfonia, gerado por cada sistema na entrada do equalizador, quando se utiliza a conformação digital, pulsos de transmissão com amplitude unitária e fator de ocupação de 100% e quando se considera um acoplamento médio de paradiáfonia com valor unitário na frequência f_0 .

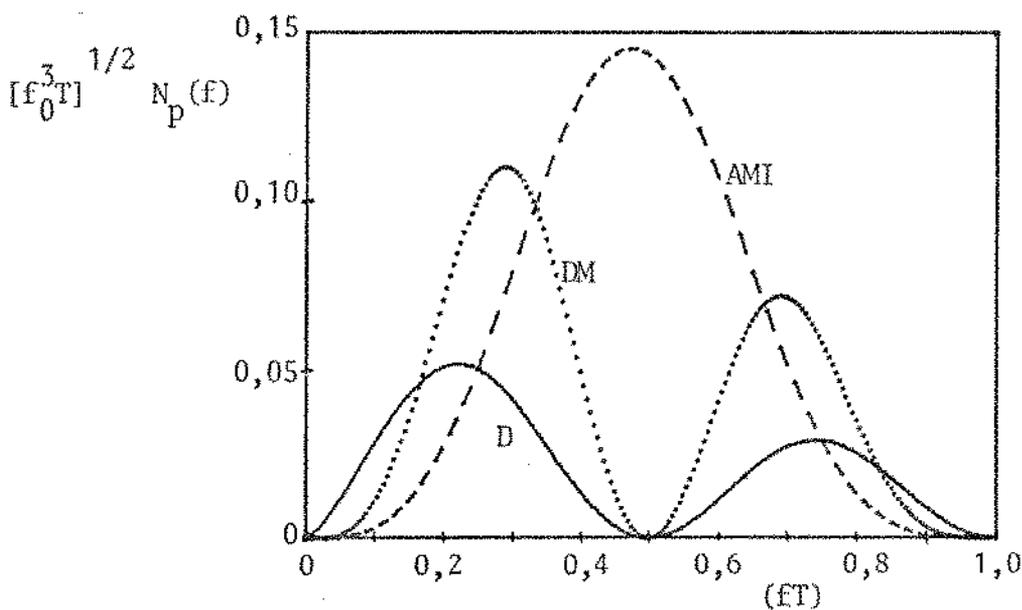


Fig. V.6 - Densidade espectral do ruído de paradiáfonia

Lembrando que são as diferenças entre estas densidades que determinam as diferenças entre as potências médias de ruído na saída do equalizador de cada sistema, ao se considerar a faixa de frequências se estendendo até as vizinhanças de $f=1/2T$, conclui-se que o sistema duobinário é o mais interessante, no que é seguido pelo duobinário modificado e finalmente pelo AMI. Com isto fica clara a posição relativa de cada sistema no que diz respeito ao desempenho para pequenos valores de K . Porém, à medida que se considera as frequências acima do limite anterior, até $f=1/T$, ocorre a tendência à inversão da situação acima. Isto indica que a medi

da que o fator de excesso de faixa se aproxima da unidade, o desempenho do sistema duobinário deve decair mais rapidamente que o do duobinário modificado, o mesmo ocorrendo com o desempenho deste último em relação ao do AMI. Assim, como exemplo destes comportamentos, enquanto que para $K=0$, a superioridade do sistema duobinário em relação ao AMI é de 10,5 dB para 30 canais e 12,5 dB para 60 canais, ao se atingir $K=1$ estes valores caem para 4,7 dB e 2,7 dB, respectivamente.

Tomando agora cada sistema e comparando seu desempenho nas duas capacidades de transmissão consideradas, observa-se que a par da degradação da relação M/R ao se aumentar esta capacidade, o comportamento desta degradação em relação a K não é o mesmo para os três sistemas. Como exemplo, enquanto que para pequenos valores do fator de excesso de faixa, o sistema duobinário é o que menos se deteriora e o AMI é o que apresenta a maior degradação, para os grandes valores de K a situação é inversa. E estas diferenças de comportamento têm sua origem nas mesmas particularidades que explicam as diferenças de degradação em função de K para uma mesma velocidade de transmissão.

Comparando com maior cuidado as diferenças entre os desempenhos dos sistemas para cada capacidade tratada, no caso de 30 canais, a superioridade do sistema duobinário sobre o duobinário modificado se mantém em torno de 4,5 dB enquanto K assume valores até cerca de 0,7, ao passo que o duobinário modificado supera o AMI em pelo menos 5 dB até $K=0,6$ aproximadamente. A mesma comparação para o caso de 60 canais mostra uma vantagem de 5 dB para o duobinário na faixa $0 \leq K \leq 0,6$ e uma superioridade de pelo menos 6 dB para o duobinário modificado, enquanto $K \leq 0,5$. Para os valores restantes de K, a superioridade do duobinário sobre os demais sempre é significativa, e a distinção entre o duobinário modificado e o AMI só deixa de ser importante quando $K > 0,8$ no caso de 60 canais.

Se a esta comparação se acrescenta aquela realizada no capítulo anterior com base nas curvas de degradação da abertura dos olhos correspondentes, mostradas nas Figs. IV.6, IV.11 e IV.16, conclue-se que o sistema duobinário apresenta uma predominância absoluta enquanto $K \leq 0,7$, e que o duobinário modificado se

mostra sempre superior ao AMI enquanto $K \leq 0,5$.

O comportamento destes sistemas pode ser visualizado de uma maneira mais simples e imediata quando se combina as curvas de relação M/R ($t_0=0$) com as correspondentes de degradação da abertura dos olhos, como mostrado nas Figs. V.7, V.8 e V.9 para os sistemas de 60 canais.

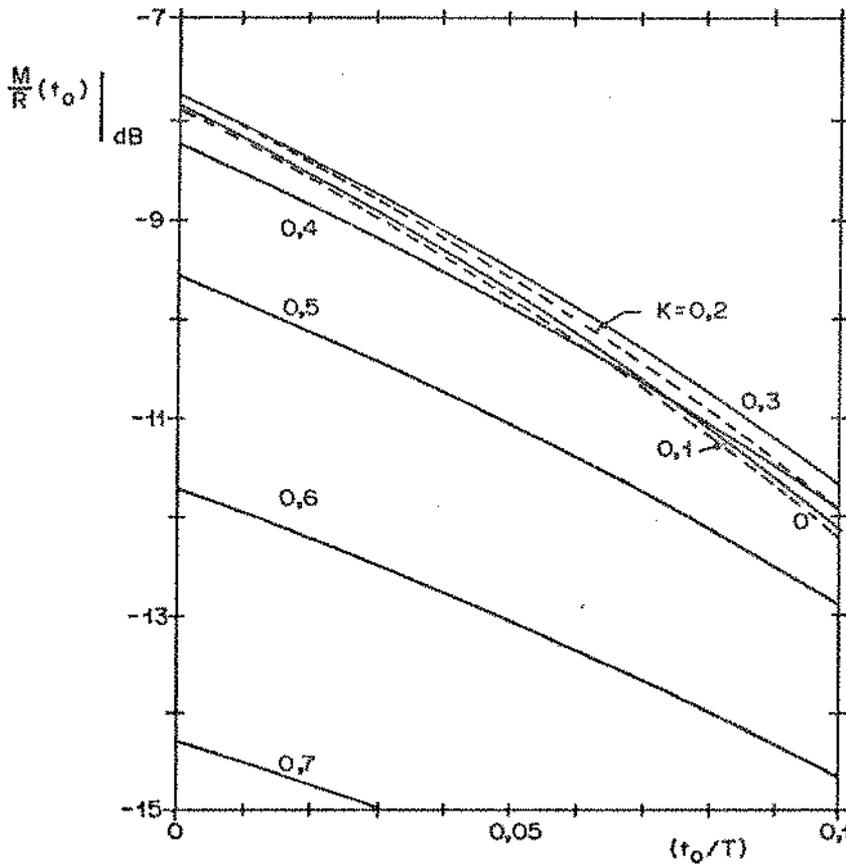


Fig. V.7 - Relação $M/R(t_0)$ para o duobinário (60 canais)

A posição destas curvas em relação ao eixo vertical está associada à relação M/R ($t_0=0$) correspondente, ao passo que a inclinação de cada uma em relação ao eixo horizontal está associada à degradação da abertura do olho correspondente. Com base nestas curvas, conclue-se, então, que o melhor valor para o fator de excesso de faixa nos sistemas de 60 canais é 0,3, e que ao se con

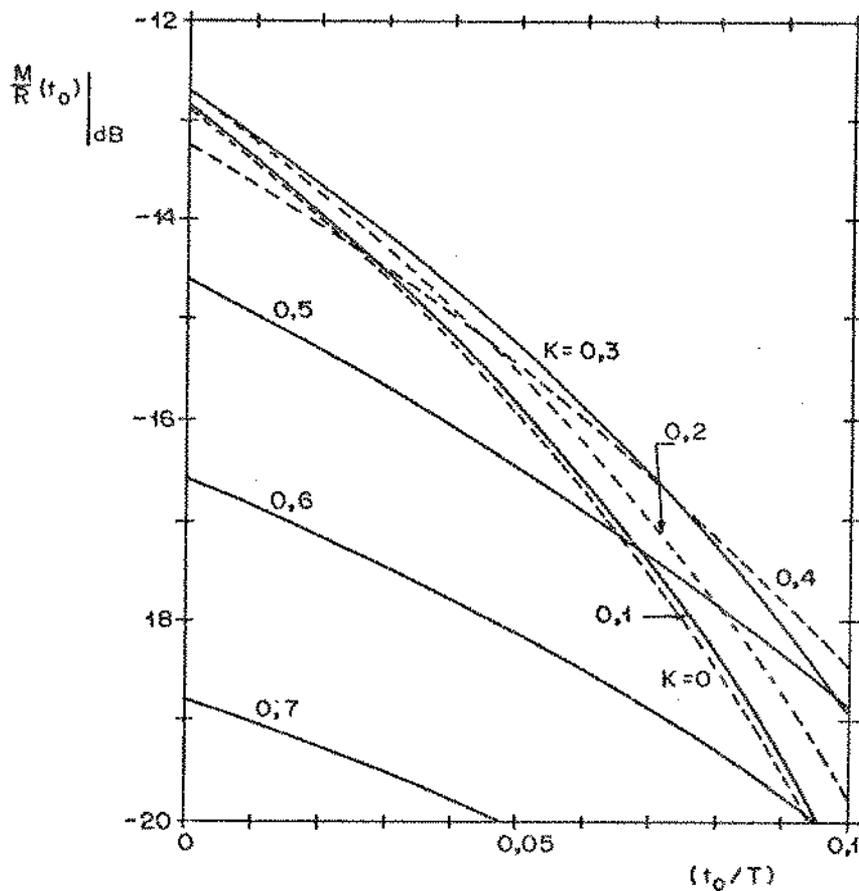


Fig. V.8 - Relação $M/R(t_0)$ para o duobinário modificado (60 canais)

siderar $K=0,4$ para o duobinário modificado e o AMI, consegue-se alguma vantagem em termos de imunidade às variações da posição de amostragem, em troca de uma ligeira redução de desempenho em termos de $M/R(t_0=0)$.

Embora pareça claro que o exemplar duobinário deve ser escolhido para a constituição de um sistema de resposta parcial em cabo multipar, é necessário levar em consideração novamente, sua desvantagem prática frente aos dois outros exemplares, a qual de certa forma compensa sua superioridade frente ao duobinário modificado, fazendo com que a escolha entre eles não seja imediata. E tanto é que os dois sistemas comerciais que utilizam as técnicas de resposta parcial, citados anteriormente, optam cada um deles por um destes exemplares. Tendo em conta que outros fatores

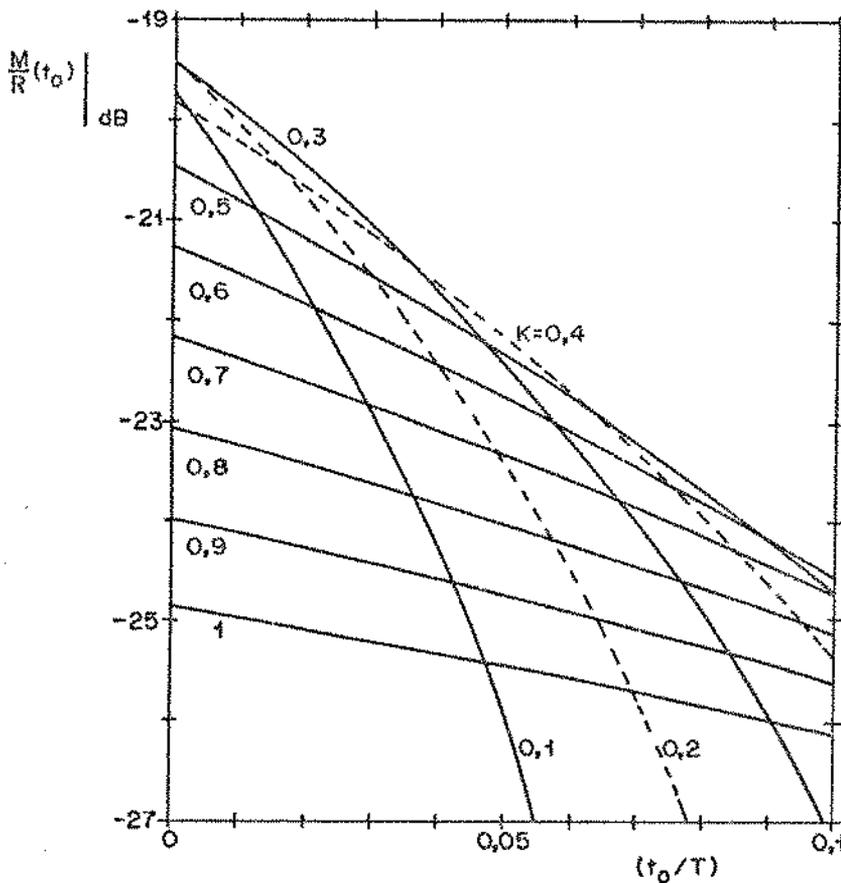


Fig. V.9 - $M/R(t_0)$ para o AMI (60 canais)

que poderiam influenciar nesta escolha - como, por exemplo, as facilidades oferecidas por cada exemplar para a monitoração do desempenho dos sistemas instalados e as dificuldades de extração do sinal de relógio nos repetidores correspondentes - são apresentados de forma semelhante pelos dois exemplares, conclue-se que a opção por um deles depende da ênfase colocada em cada projeto.

V.4 - SISTEMAS EXISTENTES

A análise que se segue sobre os sistemas empregados para a transmissão de sinais MCP de primeira hierarquia tem o intuito de estabelecer uma visão adequada da evolução destes sistemas e da conveniência de se estudar e implementar as versões mais recentes.

Os sistemas tradicionais de 30 ou 24 canais empregam o código de linha AMI e, em geral, um pulso equalizado do tipo cos

seno levantado com um fator de excesso de faixa de 100%, ou seja, se posicionam na situação mais desfavorável possível dentre todas as possibilidades expostas na Fig. V.4. É claro que existem justificativas satisfatórias para tal escolha. De início, é somente na segunda metade da década de 60 que a técnica de resposta parcial passa a ser melhor estudada e que surgem, então, as primeiras perspectivas de aplicação da mesma para transmissão de sinais digitais através de cabos ([30] e [9]). Mas nesta época os sistemas MCP tradicionais já haviam sido desenvolvidos e já se encontravam em operação. Atendo-se, portanto, apenas ao sistema AMI, deve-se considerar que ao se passar de $K=1$ para os valores que fornecem o melhor desempenho em termos da relação M/R, não se consegue uma melhora substancial neste desempenho, ao passo que as dificuldades crescem de forma significativa em várias frentes, como, por exemplo, a necessidade de um corte mais abrupto na curva de equalização, juntamente com uma maior precisão na implementação da mesma e na conformação dos pulsos de transmissão, a necessidade de equalizadores de fase, a necessidade de um relógio mais estável em virtude da maior degradação da abertura dos olhos e, por fim, as dificuldades crescentes no processo de extração de relógio, fruto do aumento da interferência entre símbolos ao redor do instante ótimo de amostragem.

Estes fatos, aliados ao nível da tecnologia e das necessidades da década de 60, explicam a conveniência da escolha realizada. Porém, o crescimento da demanda dos serviços telefônicos nas grandes cidades dos EUA, fez com que surgisse novamente a perspectiva da saturação da rede de cabos destas cidades em meados da década de 70, uma vez que não só os dutos subterrâneos se encontravam totalmente ocupados com cabos, como as caixas subterrâneas estavam quase que completamente tomadas pelas caixas de repetidores dos sistemas T1 de 24 canais. Daí surgiu a motivação para o estudo e construção de sistemas novos que servissem como alternativa para o atendimento daquele crescimento.

Para uma melhor compreensão sobre os rumos tomados pela evolução dos sistemas MCP a partir daí, é necessário verificar as alternativas disponíveis, em princípio, para a construção de sistemas novos para o atendimento de necessidades como aquelas aci

ma, e discutir estas alternativas. Esta discussão se dará com base nas condições existentes nos EUA nessa época, uma vez que foi neste país onde tal evolução ocorreu e também porque só se dispõe de dados referentes às suas linhas MCP.

De início, é necessário lembrar que o desempenho de um sistema MCP depende do número de pares ocupados e que, portanto, a potencialidade deste sistema para aumentar a capacidade de transmissão de um cabo, depende do número de canais de voz transportados por cada sistema e do número máximo de sistemas que podem ser colocados em cada cabo, para um dado espaçamento entre repetidores e um dado objetivo de desempenho em termos de probabilidade de erro. Assim, com base nas curvas das Figs. V.4 e V.5, que embora referentes aos sistemas de 30 e 60 canais podem ser utilizadas para a avaliação aproximada das diferenças entre os desempenhos dos sistemas correspondentes de 24 e 48 canais, observa-se que existem duas alternativas para a construção dos sistemas novos: ou se melhora o desempenho em termos de relação M/R para um único interferente, mantendo-se o número de canais transportados por cada sistema, ou então se constroem sistemas que transportem o dobro de canais.

A expectativa na primeira alternativa é que ao se construir sistemas que ofereçam um melhor desempenho no sentido antes colocado, então, para um dado objetivo em termos de probabilidade de erro a cada repetidor, o número n de interferentes na expressão (V.18) pode crescer, ou seja, teoricamente seria possível atingir uma ocupação dos cabos maior que aquela conseguida com os sistemas tradicionais. Entretanto, esta alternativa só será interessante na medida em que este aumento for significativo, o que nem sempre será possível. Isto porque a tomada de novos pares para transmissão MCP implicará na ocupação de unidades de pares onde o acoplamento de paradiáfonia será maior que aqueles referentes aos conjuntos já ocupados, uma vez que a separação física entre as unidades que transmitem em direções opostas diminuirá. Este aspecto pode ser melhor visualizado tomando-se os sistemas T1. A diretriz originalmente estabelecida para a ocupação dos cabos através deste sistema, quando da operação com um único cabo de grande porte como, por exemplo, de 900 pares, determina que os pares que transmitem sinais MCP devem se localizar no anel de unidades externo e que as unidades

de pares que transmitem numa dada direção, devem estar separadas daquelas que transmitem na direção oposta, por pelo menos uma unidade de 50 pares [31], como mostrado na Fig. V.10.

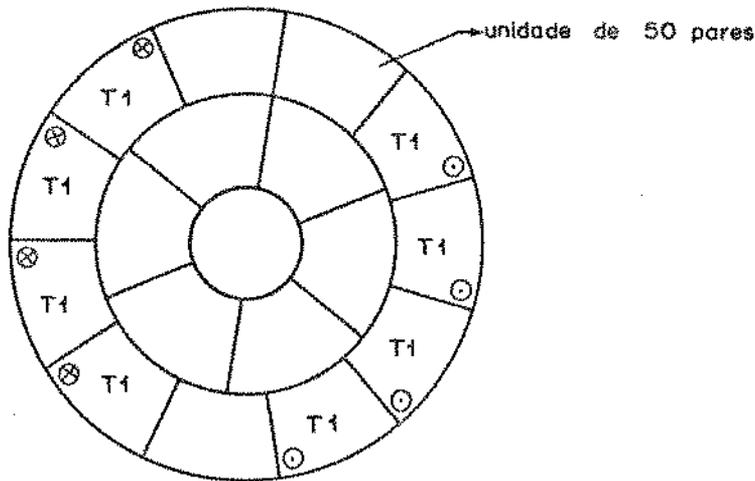


Fig. V.10 - Secção transversal de um cabo de 900 pares calibre 22 A.W.G.

Esta restrição implica numa limitação do número de pares disponíveis para a ocupação T1. Mas parte desta restrição terá que ser mantida quando da ocupação pelos sistemas novos. Isto porque o acoplamento médio entre os pares de unidades não adjacentes é cerca de 17 dB inferior àquele que existe entre os pares de unidades adjacentes, quando $f_0=750$ KHz [22]. Logo, dado que o aumento máximo de desempenho em termos da relação M/R para um único interferente, partindo-se do sistema AMI com $K=1$, é de 12,5 dB aproximadamente, proporcionado pelo sistema duobinário com $K=0,4$, conclue-se que a separação entre os grupos de pares que transmitem em direções opostas, deve ser mantida mesmo quando se considera um sistema MCP com o desempenho máximo acima. Portanto, a expansão da ocupação só é possível na medida em que se lance mão daquelas unidades de pares do anel interior que satisfazem a separação exigida, o que claramente limita a amplitude desta expansão.

Mas, além deste fato, existem dois outros pontos muito importantes. Em primeiro lugar, as regras de engenharia de linha originalmente estabelecidas para os sistemas T1 partiram da suposição de que as fontes dominantes de interferência eram os dois ti

pos de diafonia que ocorrem no interior do cabo. Entretanto, um levantamento mais cuidadoso das características de acoplamento dos cabos e das caixas de repetidores T1, realizado posteriormente, mostrou que a fonte dominante de interferência sobre os repetidores intermediários é a diafonia que existe nas caixas destes repetidores, em contraste com aquela que ocorre no interior dos cabos. Com isto, estima-se que os sistemas operando com um único cabo cuja ocupação obedece àquelas regras de engenharia de linha, apresentam uma margem de segurança contra o ruído de diafonia proveniente exclusivamente do cabo, de aproximadamente 17 dB, em contraste com os 3 dB requeridos pelo critério de desempenho adotado [31]. Com esta constatação e com a construção de caixas de repetidores novas onde o acoplamento de diafonia é desprezível [32], é claro que a ocupação pelos sistemas T1 pode crescer, embora ainda sujeita à restrição parcial referente à separação entre as unidades de pares de direções opostas. Logo, o número de pares não permitidos para os sistemas T1, mas que poderiam ser ocupados por sistemas MCP com melhor desempenho, fica bastante limitado.

Em segundo lugar, a par destas restrições em termos de ocupação dos cabos, existe ainda aquela referente ao espaço disponível nas caixas subterrâneas para a acomodação das caixas dos repetidores, uma vez que naquelas situações onde este espaço está totalmente ocupado pelas caixas T1, esta alternativa só pode ser considerada mediante a abertura de novos buracos.

Em contraposição a estas desvantagens, a segunda alternativa apresenta a vantagem de propiciar um aumento do número de canais de voz transportados por um dado equipamento de transmissão, o que vai se refletir numa redução dos custos destes equipamentos e das instalações correspondentes, para uma dada capacidade de transmissão, num melhor aproveitamento das facilidades existentes, como, por exemplo, o espaço disponível nas caixas subterrâneas, e uma maior facilidade de manutenção do sistema.

Estas considerações todas sugerem que a segunda alternativa é a mais adequada para a construção de sistemas mais eficientes que os tradicionais. Entretanto, esta só se constituirá realmente numa solução na medida em que o número de pares ocupáveis pelos sistemas com o dobro de velocidade seja maior ou igual que

a metade daquele número permitido para os sistemas tradicionais. E, ao se analisar as variações da relação M/R em função do número de interferentes, através de (V.18) e (V.20), percebe-se que, partindo de valores da ordem de dezenas para n e de alguns dB para σ_p , a relação M/R sofre uma redução de 3 dB, aproximadamente, toda vez que o valor de n dobra. Logo, tendo em vista a diferença de desempenho entre as curvas das Figs. (V.4) e (V.5), é se levado a concluir que a condição acima para os sistemas com o dobro de velocidade não será satisfeita.

Entretanto, esta conclusão não é totalmente válida aqui, pois a medida que se reduz o número de pares ocupados, consegue-se a alocação dos sistemas MCP em unidades onde a separação entre os conjuntos de pares das duas direções de transmissão é maior que aquela mínima permitida para os sistemas convencionais, principalmente nos cabos de grande porte. Com isto consegue-se uma redução no acoplamento de paradiáfonia, a qual reduz o efeito da diferença de desempenho dos sistemas frente a um único interferente. Além disto, considerando novamente os sistemas T1, a margem extra resultante da utilização das caixas de repetidores com característica de diafonia controlada, é mais que suficiente para o aumento de ocupação na forma descrita anteriormente. Assim, a folga que daí resulta atua a favor da utilização dos sistemas com o dobro de velocidade, uma vez que ela também atenua o efeito da diferença de desempenho.

Esta análise explica a adoção da idéia da duplicação da velocidade de transmissão nos EUA em meados da década passada, a qual resultou no lançamento, em 1975, do sistema MCP de 48 canais conhecido como T1C, o qual emprega as caixas de repetidores melhoradas.

Para este sistema, foi adotada novamente a pior opção dentre aquelas mostradas na Fig. V.5, ou seja, utilizou-se o sistema AMI com um fator de excesso de faixa de 100%. A diferença entre os desempenhos dos sistemas T1 e T1C, frente a um único interferente, é de 22 dB, aproximadamente. Apesar disto, este sistema novo permite a plena ocupação dos cabos, tanto para a operação a dois cabos, como para a operação com único cabo de grande porte (600 pares ou mais) que disponha de blindagem entre os grupos de

pares de cada direção de transmissão. No caso da operação com um único cabo sem blindagem, o número de pares ocupáveis é limitado. Entretanto, ainda assim a ocupação é satisfatória. Por exemplo, num cabo de 900 pares consegue-se a transmissão de 150 sistemas em cada direção, o que representa a mesma capacidade de transmissão que seria atingida caso se empregasse os sistemas T1 com caixas de repetidores com diafonia controlada [32].

Por outro lado, este sistema exige uma série de restrições suplementares no que diz respeito às instalações, uma vez que ele não admite a presença de pares carregando sinais de voz no interior das unidades de pares por ele ocupadas, exige cuidados especiais nas conexões entre as caixas de repetidores e os cabos e nas emendas de cabos localizadas nas proximidades dos repetidores, etc. Porém, o principal aspecto negativo da aplicação deste sistema é aquele que ocorre quando da sua utilização na substituição dos sistemas T1 nas rotas já existentes, com a finalidade de aumentar a capacidade de transmissão. Isto porque existe aí a necessidade de rearranjo das instalações existentes, com a substituição não só dos repetidores, mas também das caixas dos mesmos, com a realocação de pares, com alterações das instalações no interior das centrais e com modificações de forma a atender as restrições suplementares acima.

Estes aspectos motivaram o desenvolvimento de sistemas que realizassem a duplicação da capacidade de transmissão, mas que permitissem a manutenção dos arranjos existentes. Assim, surge, em 1977, o primeiro sistema de 48 canais que tenta atingir um melhor desempenho através do emprego da técnica de resposta parcial e de um fator de excesso de faixa pequeno. Este sistema utiliza o exemplar duobinário modificado e $K=0,25$, o que implica em que a degradação de desempenho em relação ao T1 é menor que a metade daquela correspondente ao T1C. Segundo a literatura correspondente [28], a aplicação intencionada para este sistema é a substituição dos sistemas T1 nas rotas saturadas com os mesmos, objetivando-se com isto uma duplicação da capacidade de transmissão. E esta substituição consiste unicamente na troca dos repetidores antigos pelos novos, sem a necessidade de rearranjo dos pares ocupados e das conexões, nem a troca das caixas de repetidores, uma vez que existe

uma total compatibilidade dos sistemas sob estes pontos de vista.

A duplicação da capacidade de transmissão das instalações existentes é conseguida para a maioria dos casos, apesar da degradação de desempenho citada e da manutenção das instalações. Isto se deve ao fato de que as linhas T1 apresentam, em geral, uma reserva de desempenho que é explorada ao máximo nesta aplicação.

Neste ponto é importante lembrar que esta tentativa de atingir uma maior simplicidade na operação de aumento da capacidade de transmissão, se refere, fundamentalmente, às instalações correspondentes à linha regenerativa, uma vez que este aumento exige sempre a instalação de novos equipamentos terminais convencionais e o uso de multiplexadores que recebem dois trens de pulsos T1 e os transforma num único sinal correspondente a 48 canais.

Por fim, em 1980 surgiu a versão mais recente de um sistema com o dobro da velocidade convencional, o qual emprega a melhor alternativa dentre aquelas mostradas na Fig. V.5, ou seja, o exemplar duobinário e um excesso de faixa cujo valor de referência para projeto é de 25%. Com esta escolha, a degradação de desempenho em relação ao T1 é estimada em cerca de 5 dB [33], o que aliás coincide com aquela que ocorreria entre os sistemas correspondentes para 30 e 60 canais. Com este nível relativo de desempenho, este sistema, que é conhecido como T1D, se presta a várias aplicações. A primeira é a duplicação da capacidade de transmissão das instalações T1 existentes, pela simples troca de repetidores, da mesma forma que o sistema duobinário modificado, onde se estima que 85% destas instalações atendem às exigências colocadas para a troca [34]. Na segunda possibilidade de aplicação se objetiva a duplicação da capacidade de transmissão daqueles cabos de grande porte, já ocupados com sistemas T1, onde as regras originais de ocupação deixaram entregues aos sinais de áudio, várias unidades de pares que atendem à restrição básica de estarem separadas por pelo menos uma unidade de 50 pares. Estas unidades podem ser ocupadas com os sistemas T1D utilizando caixas de repetidores com diafonia controlada, os quais, em geral, propiciarão uma capacidade adicional de transmissão que se iguala àquela pré-existente proporcionada pelos sistemas T1, os quais permanecem inalterados. Finalmente, os sistemas T1D podem ser aplicados em cabos novos uti

lizando as caixas de repetidores melhoradas, onde novamente se consegue o dobro da capacidade de transmissão que seria atingida caso se empregasse os sistemas T1 também com caixas melhoradas [31].

Estes fatos mostram o sucesso dos sistemas MCP com o dobro da velocidade convencional, utilizando as técnicas de resposta parcial e pequenos excessos de faixa, como alternativa para o atendimento do crescimento da rede urbana das grandes cidades americanas, nas situações onde este crescimento não pode mais ser atendido pelos sistemas T1. As dificuldades resultantes do emprego de pequeno excesso de faixa são contrabalançadas pela utilização de tecnologia avançada na confecção dos repetidores como, por exemplo, a utilização do computador no projeto dos equalizadores de amplitude e de fase e o emprego de circuitos integrados nas implementações correspondentes, a utilização de filtros a cristal no processo de extração de relógio e um controle mais rígido de todas as características do repetidor.

Embora este sucesso esteja intimamente ligado às condições particulares das instalações MCP convencionais daquelas cidades e, portanto, uma visão precisa da abrangência da aplicação de sistemas similares em outras localidades, como as grandes cidades brasileiras, dependa de uma análise pormenorizada das condições das instalações aí existentes e das perspectivas de crescimento dos serviços telefônicos nestes grandes centros, a idéia de se iniciar aqui o estudo e a implementação de protótipos de sistemas com 60 canais é atraente, não só porque já se vislumbram algumas dificuldades, como o esgotamento do espaço disponível nas caixas subterrâneas em cidades como São Paulo, mas também porque esta atividade representa uma forma de levar adiante o trabalho realizado no desenvolvimento do sistema brasileiro de 30 canais e aprofundar os conhecimentos e experiência aí adquiridos.

CAPÍTULO VI

CONSTRUÇÃO DE UM EQUALIZADOR PARA
SISTEMAS DE 60 CANAIS

VI.1 - INTRODUÇÃO E ESPECIFICAÇÕES

Em concordância com a colocação do capítulo anterior, iniciou-se um trabalho exploratório sobre as dificuldades de construção de um repetidor MCP para 60 canais, onde as primeiras tarefas foram a escolha de um exemplar conveniente de resposta parcial, a definição de alguns parâmetros básicos - como a velocidade de transmissão, a largura dos pulsos de transmissão, a forma do pulso equalizado e o fator de excesso de faixa - e, por fim, a implementação de um equalizador para o caso em que os repetidores são conectados por um cabo calibre 22 A.W.G. com dois quilômetros de comprimento.

O exemplar de resposta parcial escolhido foi o duobinário modificado, em contraste com o duobinário, objetivando com isto evitar, neste início, o problema particular do alto conteúdo de energia nas baixas frequências.

Na definição dos parâmetros mencionados foram utilizados os resultados do capítulo anterior, os quais mostraram que a conformação digital e o pulso equalizado cosseno levantado com um fator de excesso de faixa de 30%, representam uma escolha adequada para o sistema duobinário modificado de 60 canais. Os pulsos de transmissão terão 100% de fator de ocupação, pois assim se obtém melhor desempenho frente ao ruído de diafonia produzido por eventuais sistemas convencionais operando conjuntamente no mesmo cabo. Resta ainda a velocidade de transmissão, a qual foi fixada em 4,224 Mb/s, ou seja, mais que o dobro da velocidade correspondente aos sistemas de 30 canais, uma vez que há a necessidade de se prever a inserção de símbolos de sincronismo e justificação. A escolha do valor mencionado se baseou no fato desta ser uma frequência utilizada nos sistemas para multiplexagem de 120 canais, já construídos no Brasil.

Antes da implementação do equalizador, foram desenvolvidos alguns aparatos auxiliares, como um circuito codificador com posto pelo filtro transversal $Tr(f)$ associado ao sistema duobinário modificado e circuitos ativos para o acoplamento entre a saída desbalanceada deste codificador e o cabo telefônico, bem como para o acoplamento entre o cabo e o equalizador. Estes circuitos

acopladores substituem os transformadores de entrada e de saída do repetidor nesta fase inicial do trabalho.

De posse destas especificações e infraestrutura foi possível, então, iniciar o projeto e a implementação daquela parcela do equalizador total que é responsável pela conformação da resposta de amplitude do canal.

VI.2 - EQUALIZADOR DE AMPLITUDE

Este equalizador deve produzir uma resposta em amplitude, $|G_r(f)|$, tal que em conjunto com o módulo da função de transferência do trecho de cabo considerado e com o espectro de amplitudes do pulso de transmissão, conformem a resposta correspondente do pulso equalizado escolhido, ou seja, o cosseno levantado com $K=0,3$, a qual é dada por:

$$|X(f)| = x_0 T \begin{cases} 1 & ; 0 \leq |fT| \leq 0,35 \\ 0,5 - 0,5 \operatorname{sen}[\pi(|fT| - 0,5)/0,3] & ; 0,35 \leq |fT| \leq 0,65 \\ 0 & ; |fT| \geq 0,65 \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

onde $1/T=4,224$ MHz e x_0 é a amplitude do pulso no instante de amostragem.

De acordo com a expressão (III.1), a forma de $G_t(f)$ para pulsos com 100% de fator de ocupação é dada por:

$$G_t(f) = \frac{\operatorname{sen}(\pi f T)}{\pi f} \quad (\text{VI.2})$$

e, segundo a expressão (V.1), o módulo da função de transferência do trecho de cabo considerado é descrito de forma aproximada por:

$$|C(f)| = 0,40 \exp[-3,68(4fT)^{0,58}] \quad (\text{VI.3})$$

Logo, $|G_r(f)|$ é definido pela seguinte expressão:

$$|G_r(f)| = \frac{x_0 \exp[3,68(4fT)^{0,58}]}{0,40 \operatorname{sinc}(fT)} \begin{cases} 1 & ; 0 \leq |fT| \leq 0,35 \\ 0,5 - 0,5 \operatorname{sen}[\pi(|fT| - 0,5)/0,3] & ; 0,35 \leq |fT| \leq 0,65 \\ 0 & ; |fT| \geq 0,65 \end{cases}$$

(IV.4)

Esta resposta, normalizada em relação a x_0 , é apresentada na Fig. VI.1, onde se observa a presença do ganho crescente com a frequência até cerca de 2 MHz, o qual, a grosso modo, compensa a atenuação do cabo nesta faixa. A partir daí, tem início o corte abrupto que em conjunto com $C(f)$ e $G_t(f)$ conformam o corte da característica cosseno levantado escolhida.

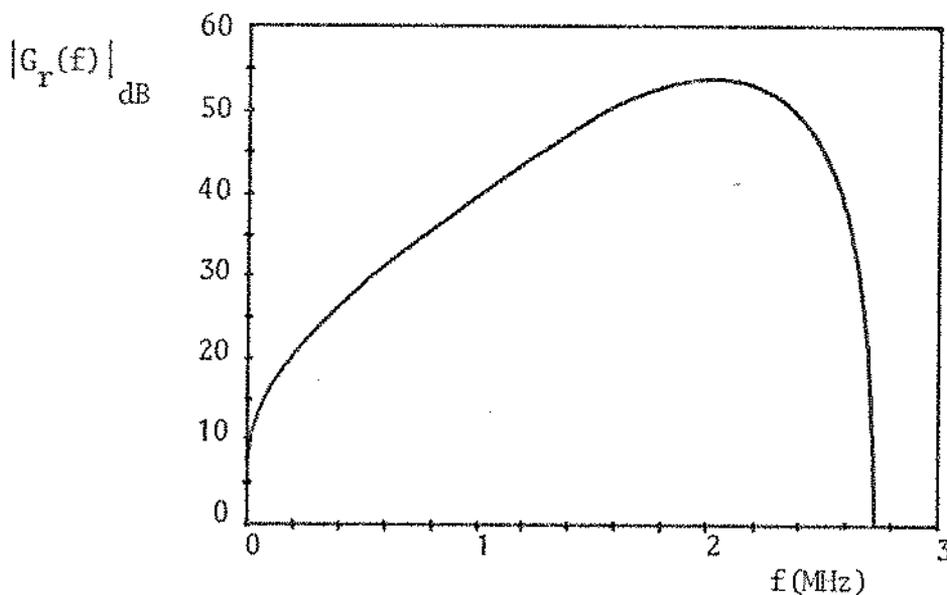


Fig. VI.1 - Resposta de amplitude teórica do equalizador

O próximo passo foi a escolha de um circuito que oferecesse condições potenciais para uma aproximação dessa curva. A configuração originalmente adotada para este circuito é aquela mostrada na Fig. VI.2, onde se distinguem três partes principais: um circuito passivo de entrada, um amplificador de ganho variável com

a frequência e um filtro rejeita-faixa.

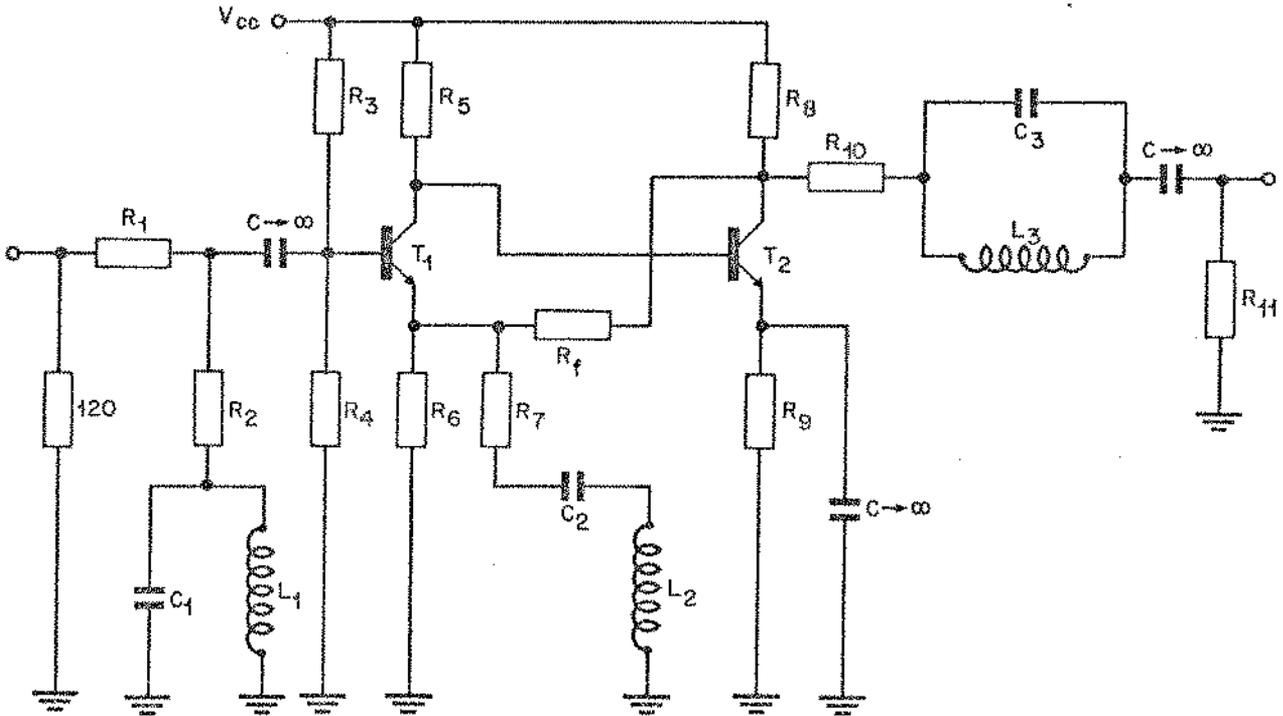


Fig. VI.2 - Equalizador de amplitude inicial

O circuito de entrada possui um resistor de 120Ω , cuja função é propiciar o casamento com o cabo nas frequências acima de 100 KHz , onde a impedância característica do par de fios tende a ser resistiva com o valor acima e onde ocorrem as amplitudes significativas dos espectros dos sinais duobinário modificado. Além deste resistor, se distingue o filtro composto por R_2 , L_1 e C_1 , o qual se encontra isolado da entrada através de R_1 e é seguido por $R_b = (R_3 // R_4)$ e por um amplificador de alta impedância de entrada.

Utilizando o circuito Thévenin equivalente de saída do cabo casado, obtém-se o modelo da Fig. VI.3 para este circuito, onde se supõe que a impedância de entrada do amplificador é muito maior que R_b .

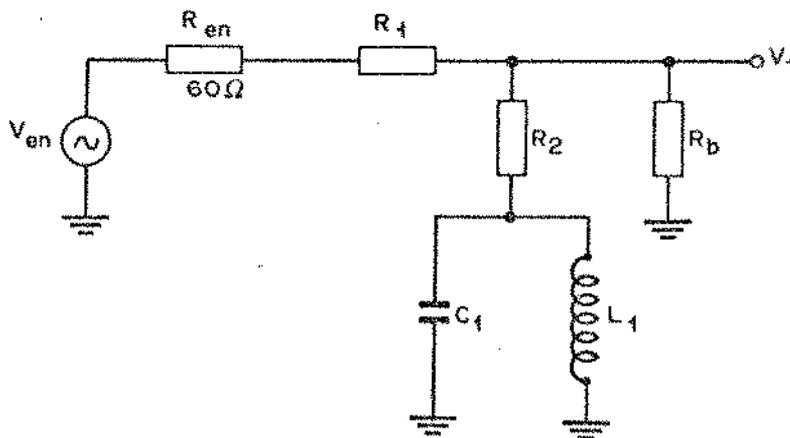


Fig. VI.3
Circuito de entrada

Pode-se facilmente mostrar que a função de transferência $H_1(s) = V_1/V_{en}$ é dada por:

$$H_1(s) = G_1 \frac{\left(\frac{s}{\omega_1}\right) + 1 \left(\frac{s}{\omega_2} + 1\right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2 \delta_1 s}{\omega_0} + 1} \quad (\text{VI.5})$$

onde $G_1 = \frac{(R_2 // R_b)}{(R_2 // R_b) + R_{en} + R_1}$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$$

$$\delta_1 = \frac{\sqrt{L_1/C_1}}{2(R_2 + R_p)} \quad , \quad R_p = R_b // (R_{en} + R_1)$$

$$\begin{cases} \omega_1 \\ \omega_2 \end{cases} = \frac{\omega_0}{2} \left[\frac{L_1 \omega_0}{R_2} \mp \sqrt{\left(\frac{L_1 \omega_0}{R_2}\right)^2 - 4} \right]$$

e se supõe que $L_1 \omega_0 / R_2 \geq 2$, mas que $L_1 \omega_0 / (R_2 + R_p) < 2$.

Ajustando-se convenientemente os valores dos pólos e zeros de $H_1(s)$, é possível fazer com que esta função de transferência apresente uma atenuação decrescente na faixa que se estende até a frequência de 2 MHz aproximadamente, a partir da qual este comportamento se inverte e assim permanece até atingir, finalmente, uma atenuação constante. Obtém-se, assim, um comportamento semelhante àquele da Fig. VI.1 para a faixa de frequências onde as amplitudes desta resposta são significativas.

O amplificador de ganho variável com a frequência pode ser representado pelo modelo da Fig. VI.4, onde V_1 e Z_1 são os componentes do circuito Thevénin equivalente de saída do circuito da Fig. VI.3 e

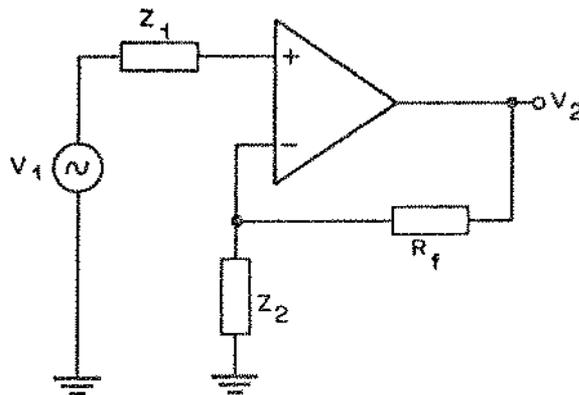


Fig. VI.4 - Modelo para o amplificador

$$Z_2 = R_6 // (R_7 + sL_2 + 1/sC_2) \quad (VI.6)$$

Pode-se concluir que a função de transferência $H_2(s) = V_2/V_1$ é dada por:

$$H_2(s) = G_2 \frac{\left(\frac{s}{\omega_4}\right) + 1 \left(\frac{s}{\omega_5} + 1\right)}{\frac{s^2}{\omega_3^2} + \frac{2\delta_2 s}{\omega_3} + 1} \quad (VI.7)$$

onde $G_2 = 1 + \frac{R_f}{R_6}$

$$\omega_3 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$$

$$\delta_2 = \frac{R_7 \sqrt{C_2/L_2}}{2}$$

$$\begin{bmatrix} \omega_4 \\ \omega_5 \end{bmatrix} = \frac{\omega_0}{2} \left[\omega_0 C_2 R_{eq.} \mp \sqrt{(\omega_0 C_2 R_{eq.})^2 - 4} \right]; R_{eq.} = R_7 + (R_6 // R_f)$$

e se supõe que $\omega_0 C_2 R_{eq} \geq 2$, mas que $\omega_0 C_2 R_7 < 2$.

Logo, $H_2(s)$ apresenta as mesmas características que $H_1(s)$ e, portanto, também pode ser ajustada para apresentar um comportamento semelhante à curva da Fig. VI.1.

A terceira parcela do equalizador de amplitude é o filtro rejeita-faixa composto por L_3 e C_3 , cuja função é propiciar uma aproximação satisfatória para o corte abrupto que existe na resposta $|G_Y(f)|$ acima de 2 MHz. Considerando que a impedância de saída do amplificador é desprezível frente a R_{10} , é possível colocar o modelo da Fig. VI.5 para o circuito de saída do equalizador

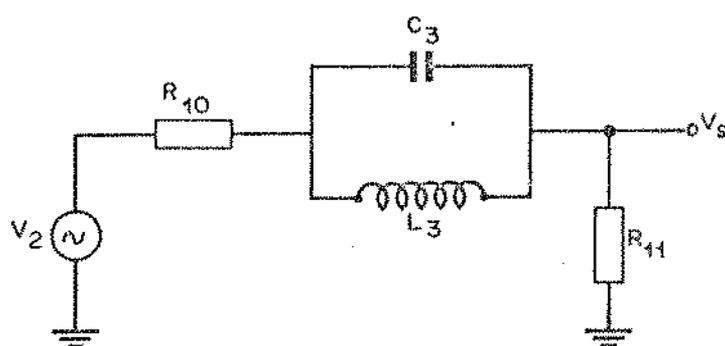


Fig. VI.5 - Circuito de saída do equalizador

proposto, através do qual a função de transferência $H_3(s) = V_s/V_2$ pode ser calculada:

$$H_3(s) = \frac{R_{11}(s^2 L_3 C_3 + 1)}{(R_{10} + R_{11})(s^2 L_3 C_3 + 1) + s L_3} \quad (VI.8)$$

Conhecidas as respostas das três parcelas do equalizador, sua função de transferência global pode ser escrita como:

$$H_a(s) = H_1(s) H_2(s) H_3(s) \quad (VI.9)$$

A resposta de amplitude de $H_a(s)$ foi explicitada e os valores dos componentes foram ajustados com o auxílio do computador de forma a otimizar a aproximação de $|G_r(f)|$.

Com os valores obtidos fez-se a implementação e, após alguns pequenos ajustes e modificações, resultou o circuito da Fig. VI.6.

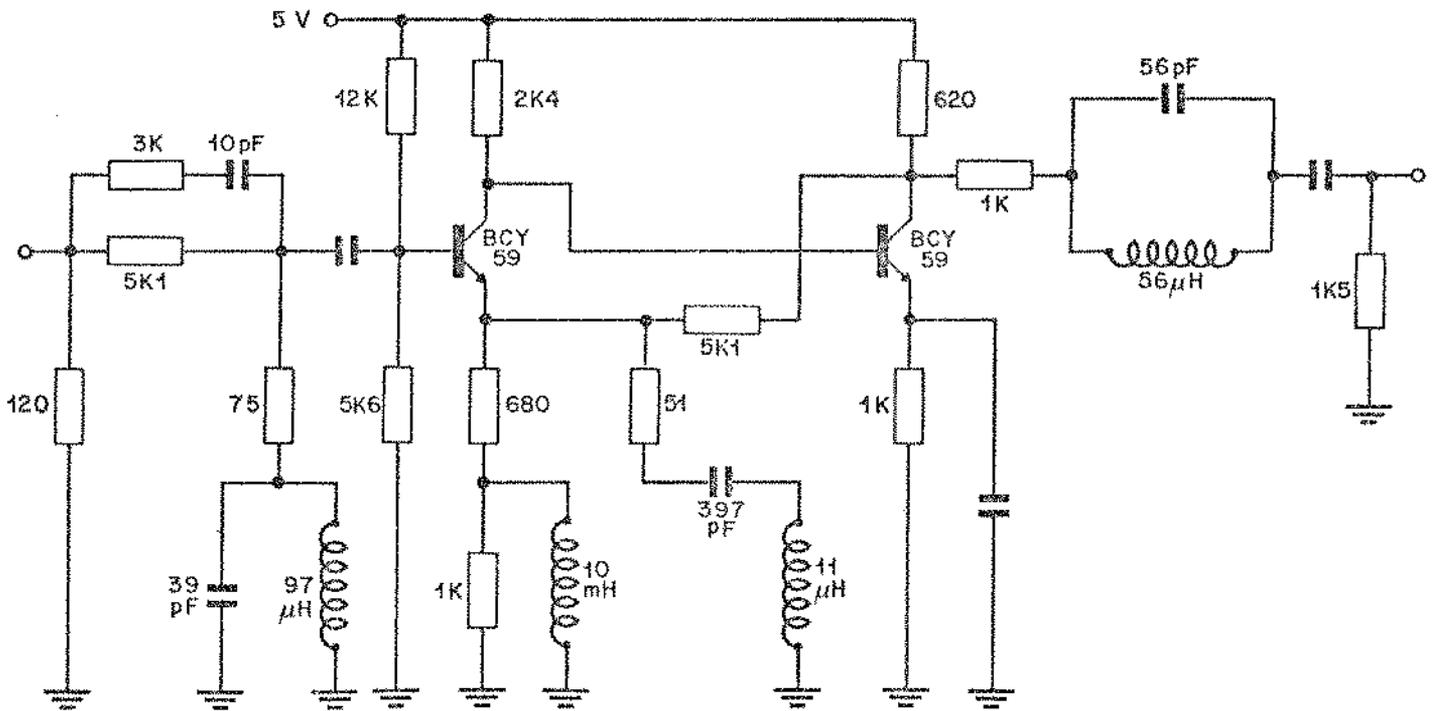


Fig. VI.6 - Equalizador de amplitude final

A resposta de amplitude obtida utilizando-se o espectro do pulso retangular, o trecho de cabo disponível (cabo Pirelli 22 A.W.G. de 2 Km de comprimento e 26 pares com isolamento de papel) e o equalizador construído, atingiu a forma mostrada na figura VI.7, onde também se traçou, para comparação, o espectro de amplitudes do pulso cosseno levantado com $K=0,3$. Aí se observa a boa concordância entre as curvas nas regiões de maior importância, acompanhada de pequenas discrepâncias nas baixas frequências. Estas imperfeições são aceitáveis, dada a insignificância das amplitudes dos espectros dos sinais duobinário modificado nesta região.

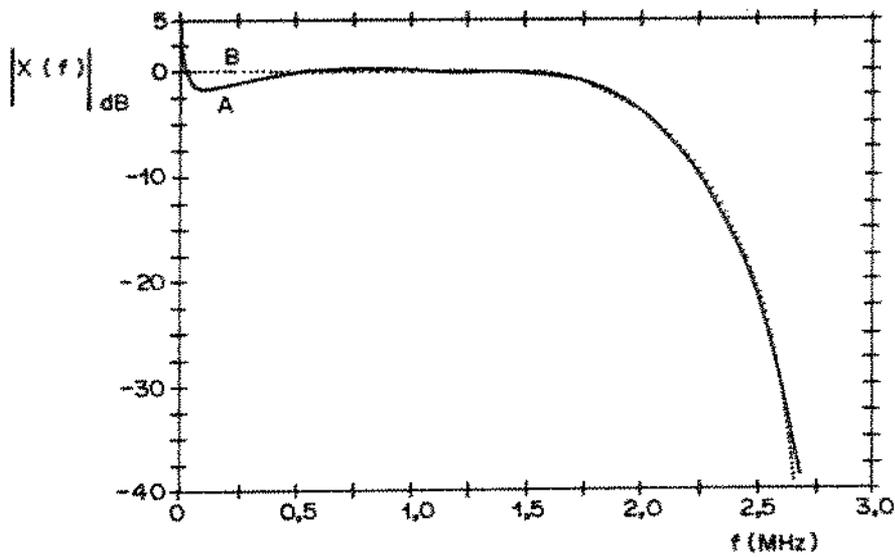
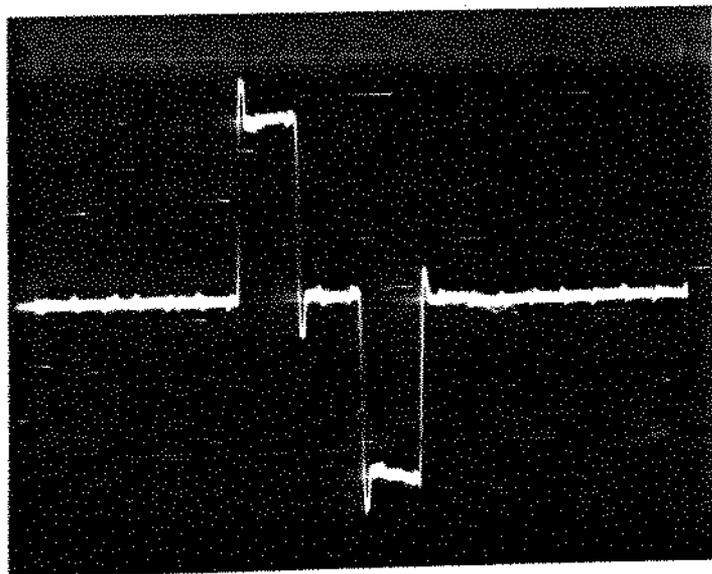
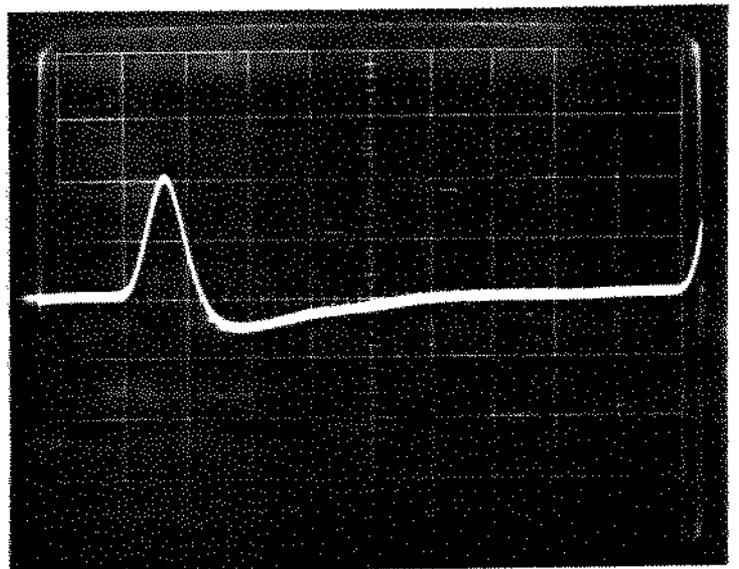


Fig. VI.7 - Resposta da amplitude do canal: A = Implementado;
B = Teórico

O próximo passo é a avaliação das formas dos pulsos ao longo do conjunto implementado, em especial aquelas resultantes na saída do mesmo. Assim, as fotografias a) e b) da Fig. VI.8 mostram, respectivamente, a resposta do codificador duobinário modificado a um pulso retangular isolado e a forma desta resposta após ser transmitida através do trecho de cabo utilizado.



(a)



(b) Escala horizontal = 4T s/divisão

Fig. VI.8 - Fotografias dos pulsos transmitidos e recebidos

Aí se observa a extrema deformação sofrida pelos pulsos ao atravessar o meio de transmissão, a qual faz com que os mesmos se espalhem por cerca de 20 intervalos de tempo, provocando uma interferência entre símbolos não desejada tal que o diagrama de olhos correspondente se apresenta completamente fechado.

Após o equalizador de amplitude estes dois pulsos adquirem a forma mostrada na fotografia da Fig. VI.9.a, onde já se vislumbra uma forma que se assemelha àquela típica do pulso duobinário modificado, embora ainda persistam imperfeições significativas. Estas podem ser constatadas ao se comparar esta forma com a daquela da Fig. VI.9.b, que apresenta o pulso referente às especificações adotadas.

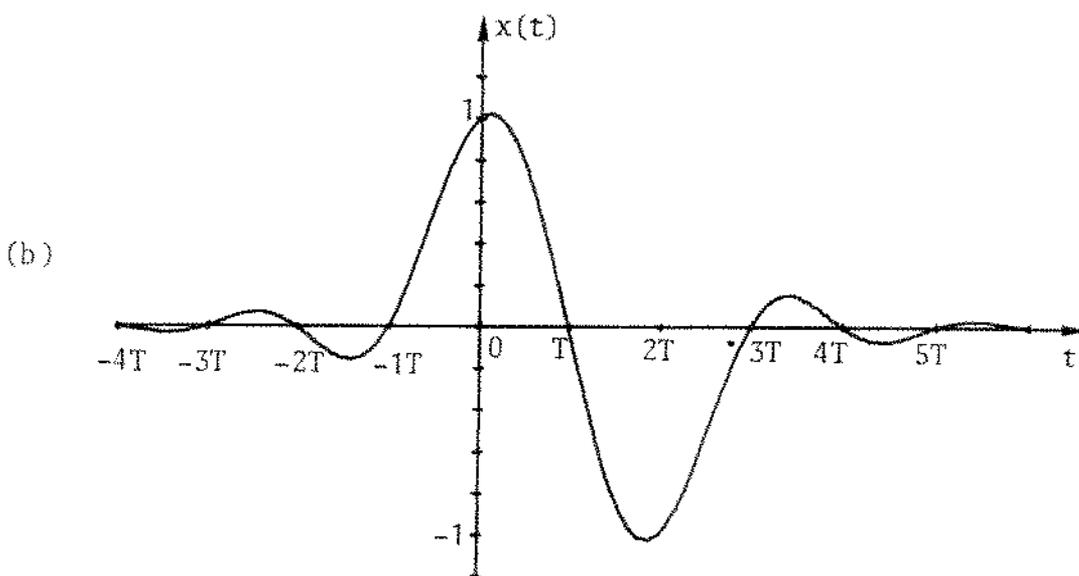
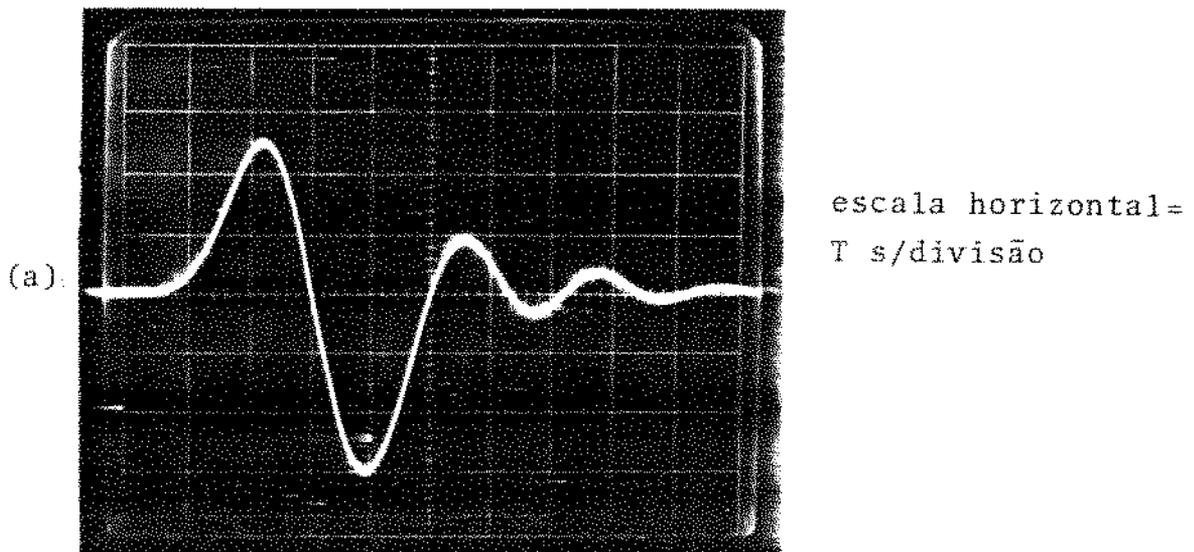


Fig. VI.9 - Pulso equalizado: a) implementado; b) nominal

Estas imperfeições são responsáveis pela baixa qualidade do diagrama de olhos correspondente, apresentado na fotografia VI.10.a, diagrama este obtido através da injeção de uma sequência pseudo-aleatória de pulsos retangulares na entrada do codificador duobinário modificado, cujo período de repetição é $2^{15}-1$ intervalos de tempo. Este diagrama deve ser comparado com aquele da Fig. VI.10.b, que é a forma ideal objetivada aqui.

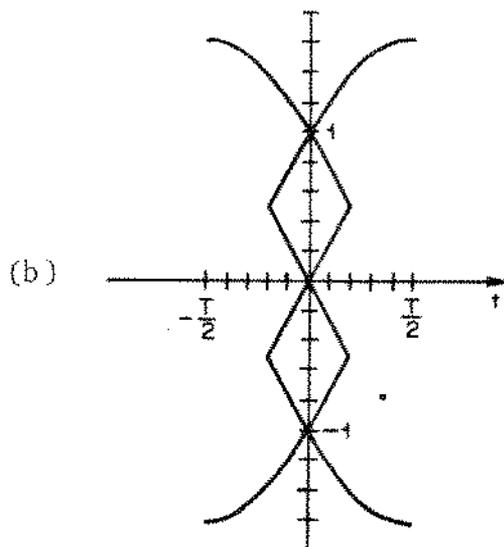
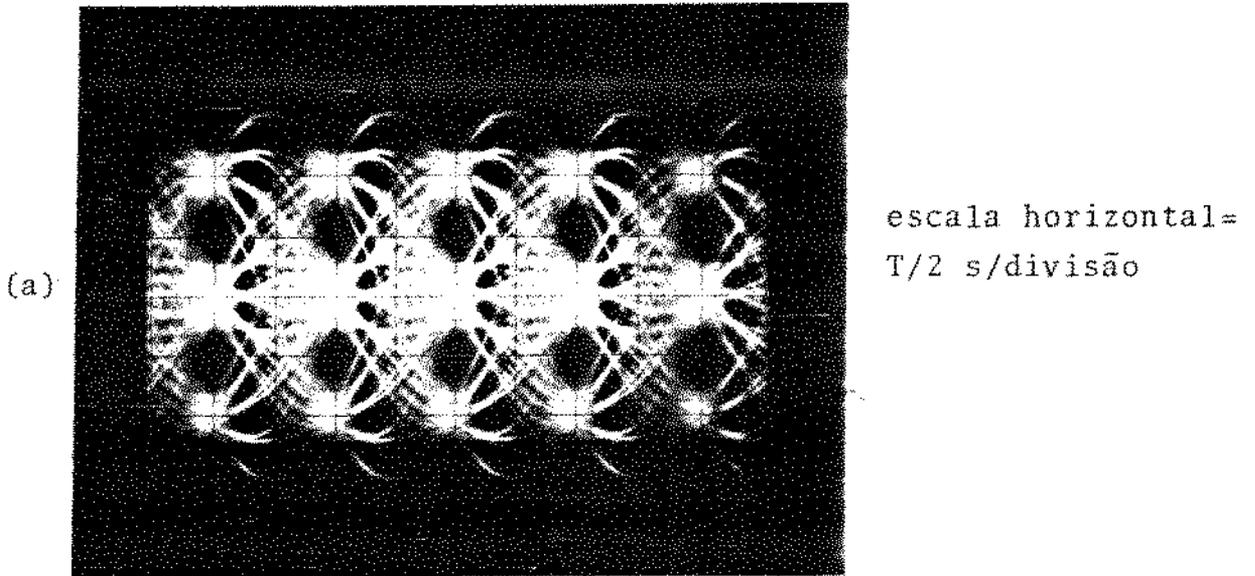


Fig. VI.10 - Diagramas de olho: a) implementado; b) nominal

Cabe agora verificar a razão das imperfeições acima, da do que a resposta de amplitude do canal está muito próxima daque la teórica desejada. E a explicação é imediata ao se perceber que só se tentou o ajuste da resposta de amplitude do canal, sem se ater à resposta de fase resultante. Lembrando que o canal cosseno levantado exige uma característica linear de fase na faixa de frequências de interesse, é necessário verificar como se comporta a curva correspondente oferecida pelo canal implementado. Entretanto, a comparação entre estas respostas só se dará em condições razoáveis na medida em que a componente linear associada ao atraso introduzido pelo cabo seja descontada, pelo menos em parte, de forma a realçar as possíveis distorções.

A curva da Fig. VI.11 mostra a resposta de fase do canal implementado, a menos de uma componente $-3,119 \times 10^{-3}f$, a qual foi subtraída durante o processo de medida. Aí se observa que realmente não se satisfaz a condição exigida pelo canal teórico, mesmo na faixa das frequências mais importantes, o que sugere a necessidade da utilização de um equalizador de fase para melhora as formas da Fig. VI.9.a e VI.10.a.

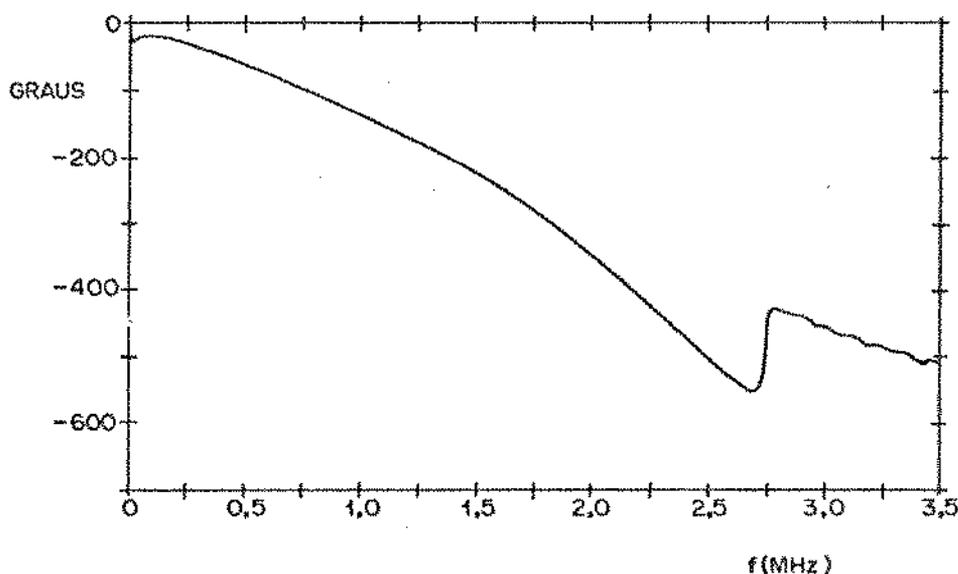


Fig. VI.11 - Resposta (parcial) de fase do canal implementado

VI.3 - EQUALIZADOR DE FASE

O objetivo do trabalho até aqui desenvolvido foi o de alcançar a melhor aproximação para o canal cosseno levantado com $K=0,3$. Se este objetivo for mantido, deve-se agora tentar a correção da resposta de fase obtida, no sentido de torná-la o mais linear possível na faixa de frequências significativas. Para isto pode-se utilizar os circuitos passa-tudo compostos por pólos e zeros, isto é, circuitos com elementos concentrados que oferecem uma resposta de amplitude constante, mas cuja resposta de fase pode ser ajustada variando-se a posição dos pólos e, conseqüentemente, dos zeros, dado que tais circuitos apresentam pólos e zeros simétricos em relação ao eixo imaginário.

Entretanto, a sustentação do objetivo inicial não é interessante por duas razões que se inter-relacionam: primeira, porque o pulso cosseno levantado é irrealizável e, segunda, porque a resposta de amplitude conseguida não é aquela referente a este pulso, mas sim uma aproximação dela. Não é razoável insistir na aproximação de uma resposta irrealizável, principalmente quando se dispõe de outra, realizável, que satisfaz os mesmos requisitos que a anterior. E esta é a situação aqui, uma vez que é possível obter uma resposta de fase, denominada de fase de Nyquist, que, em conjunto com a resposta de amplitude implementada, conformam o espectro de um pulso de Nyquist. Para demonstrar isto, seja $X(f)$ um espectro onde as amplitudes acima da frequência $f=1/T$ possam ser desprezadas e x_0 a amplitude do pulso $x(t)$ correspondente no instante de amostragem.

Se $X(f)$ é o espectro de um pulso de Nyquist, então:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f-k/T) = x_0 T \quad ; \quad -\infty < f < \infty \quad (\text{VI.10})$$

Levando em conta que uma somatória deste tipo é periódica com período $1/T$ e que a faixa de $X(f)$ é limitada, a condição acima pode ser expressa da seguinte forma:

$$X(f) + X(f-1/T) = x_0 T \quad ; \quad 0 \leq f \leq 1/T \quad (\text{VI.11})$$

Chamando de $A(f)$ a resposta de amplitude de $X(f)$ e $\phi(f)$ a fase correspondente, e colocando explicitamente estas componentes em VI.11, tem-se:

$$A(f) e^{j\phi(f)} + A(f-1/T) e^{j\phi(f-1/T)} = x_0 T ; 0 \leq f \leq 1/T$$

Encarando esta expressão como a soma de fasores e aplicando a lei dos cossenos que relaciona os ângulos e os lados de um triângulo, consegue-se escrever:

$$\phi(f) = \pm \arccos \left[\frac{A^2(f) + (x_0 T)^2 - A^2(f-1/T)}{2 x_0 T A(f)} \right] ; 0 \leq f \leq 1/T$$

(VI.12)

É claro que ao se fazer $A(f)$ igual à resposta de amplitude obtida com o canal implementado, o resultado fornecido por (VI.12) será a resposta de fase que, em conjunto com esta amplitude, configuram o espectro de um pulso de Nyquist. Portanto, o objetivo da equalização de fase deve ser este resultado e não a característica linear. Também, é verdade que à medida que a resposta de amplitude implementada se aproxima mais e mais daquela teórica objetivada, o resultado de (VI.12) se aproxima mais e mais da característica linear. Porém, a diferença entre a resposta de fase fornecida pelo canal construído e a resposta linear cresce à medida que se aprimora a aproximação acima, pois, dado que o pulso cosseno levantado é irrealizável, ao se insistir na busca de sua resposta de amplitude obtém-se, em contrapartida, uma característica de fase que tende a divergir, caracterizando, assim, a impossibilidade de se aproximar tanto quanto se queira deste pulso idealizado.

A fase de Nyquist associada à resposta de amplitude $A_i(f)$, implementada, pode ser obtida medindo-se esta resposta em pontos discretos e armazenando-se estes valores no computador, para posterior utilização em (VI.12). Entretanto, optou-se aqui pelo desenvolvimento de uma expressão analítica que descreva $A_i(f)$ de forma aproximada, a partir da qual se calculará a fase de Nyquist. A motivação para este procedimento são as facilidades que daí decor

rerão e que ficarão claras mais adiante.

Esta aproximação supõe que $A_i(f)$ segue a característica de amplitude do cosseno levantado com $K=0,3$, até determinada frequência, assumindo a seguir uma característica do tipo $1/f^n$, ou seja, uma resposta linear numa escala logarítmica de frequência, cuja inclinação é $-6n$ dB/oitava. A frequência onde ocorre a transição é escolhida de maneira a garantir a continuidade da primeira derivada da aproximação e o parâmetro n é escolhido de forma a se obter uma boa reprodução de $A_i(f)$. A motivação para tal escolha reside na semelhança de $A_i(f)$ com a resposta cosseno levantado na faixa de frequências que se estende até as proximidades de $f=1/2T$, e no fato de que o corte proporcionado por circuitos de parâmetros concentrados tende à característica linear acima, a qual, então, está em concordância com os critérios de realizabilidade, o que será bastante importante para o que se segue.

De posse desta aproximação, $A_{ap}(f)$, o que se tem a fazer é obter a característica $\phi_N(f)$ correspondente, fornecida por (IV.12), avaliar a diferença, $\phi_d(f)$, entre esta e aquela $\phi_i(f)$ fornecida pelo canal implementado - diferença esta onde a presença de uma componente linear de fase é irrelevante, dado que um erro deste tipo implica apenas no deslocamento do pulso equalizado no tempo - e projetar um equalizador de fase constituído por pólos e zeros, que permita a correção desta diferença. Entretanto, este procedimento esbarra ainda em uma dificuldade significativa, que é a ausência de uma sistemática adequada para o projeto de tal equalizador, no sentido de determinar quantos pólos são necessários e qual a melhor localização para eles, dado um determinado objetivo em termos da qualidade do pulso equalizado resultante.

A única forma relatada na literatura associada ([33], [35]) para se atingir tal projeto é a variação sistemática do número de pólos e zeros e de suas posições, calculando-se, a cada passo, através do computador, o diagrama de olhos correspondente, até que se atinja uma configuração que ofereça um resultado satisfatório.

Embora este procedimento permita a realização de uma correção de fase para um canal particular, ele apresenta o inconveniente de não oferecer condições para a aquisição de um conhecimento

e uma experiência mais amplamente aplicáveis sobre esta problemá
tica, o que implica que o esforço desenvolvido numa dada situação
não cria subsídios que possam ser utilizados numa próxima. É isto
justamente porque este método não permite que se penetre na inti
midade do processo de correção, de forma a se avaliar as relações
que existem entre o número e as posições dos pólos e zeros do cor
retor e o erro de fase por ele corrigido, e não se atem às rela
ções que existem entre este erro e as características da resposta
em frequência do canal teórico desejado. Talvez estas sejam as ra
zões que justifiquem as discrepâncias entre os resultados apresen
tados nas referências acima citadas.

Em vista disto, resolveu-se estudar a problemática da e
qualização de fase em repetidores regenerativos, com o objetivo de
ganhar um maior domínio sob este aspecto da conformação do canal
digital e de desenvolver um procedimento para o projeto dos cor
retores associados, que se apresente melhor elaborado e que ofere
ça um melhor controle do processo de correção. Este trabalho foi
desenvolvido pelo engenheiro José Geraldo Chiquito, pelo Doutor
Hélio Waldman e por mim. Os resultados conseguidos são descritos
aqui de maneira resumida e apenas indicam o caminho seguido no de
seenvolvimento do equalizador de fase empregado neste trabalho ex
ploratório. A descrição detalhada deste estudo e seus resultados
não cabem aqui e constituirão o conteúdo de outro trabalho a ser
publicado posteriormente.

Um passo importante para o desenvolvimento de equaliza
dores de fase compostos por pólos e zeros simétricos, é a constata
ção de que esta estrutura pode ser encarada como o resultado da
combinação de dois equalizadores básicos, denominados de células
básicas: uma composta por um pólo real e um zero simétrico e ou
tra composta por um par de pólos complexos conjugados e os zeros
correspondentes. A combinação de um número apropriado de tais cé
lulas com seus respectivos elementos posicionados adequadamente ,
permite compor qualquer circuito passa-tudo do tipo aqui intencio
nado, e a fase resultante do conjunto será a soma daquelas refe
rentes às células componentes. Portanto, na medida em que se co
nheça o comportamento da resposta de fase de cada estrutura bási
ca em função da posição dos seus elementos, tem-se aí uma forma
mais ordenada para a aproximação de uma determinada característica.

Entretanto, esta organização não é ainda suficiente para que esta aproximação se concretize com a facilidade e precisão adequadas. Há, então, a necessidade de desenvolver um mecanismo auxiliar que permita sintetizar melhor o processo de escolha da combinação de células. Este deve ser tal que permita confrontar características da resposta de fase de cada célula, explicitadas em função da posição dos pólos e zeros, com características equivalentes da curva a ser aproximada e que desse confronto seja possível, com relativa facilidade, escolher a composição do equalizador.

A forma idealizada para este mecanismo foi o desenvolvimento da resposta de fase das células e da resposta $\phi_d(f)$, em séries de funções ortogonais que constituam uma base para a descrição de uma função num intervalo de valores da variável independente, no caso a frequência. Os coeficientes das expansões referentes às estruturas básicas serão expressos em função da posição dos seus pólos e zeros, e o n-ésimo coeficiente de uma dada combinação será dado pela soma dos coeficientes correspondentes das células componentes. Assim, em princípio, é possível, através de um processo iterativo, desenvolver uma combinação tal que cada coeficiente significativo da expansão de $\phi_d(f)$ e seu correspondente em termos de ordem na combinação, apresentem valores absolutos muito próximos, porém, com sinais contrários. Com isto, a soma de $\phi_d(f)$ com a resposta de fase da combinação se aproxima de uma característica linear.

Esta maneira de construir o corretor apresenta, em princípio, um problema que pode se tornar limitante, que é o fato de que cada célula introduzida na combinação altera todos os coeficientes desta, o que implica na impossibilidade de se tratar cada coeficiente isoladamente. A tentativa de minimizar este problema está presente nos passos seguintes.

A base escolhida para a expansão em questão é aquela formada pelos polinômios de Legendre e a faixa de frequências onde se realiza a expansão e, portanto, onde se pretende a correção, é aquela que se estende até $1/2T$. A motivação para a adoção da série de Legendre é o fato de que o polinômio de primeira ordem é uma reta, concordando, assim, com a característica linear de fase, e os polinômios de terceira e quinta ordem, quando observados no in

tervalo onde a variável independente normalizada se estende desde -1 até 1, se assemelham com as características de fase das células compostas por um pólo e por dois pólos, respectivamente. Esta semelhança é interessante pois, assim, a expansão referente a cada célula apresenta poucos coeficientes com valor significativo, em particular os de ordem ímpar menor ou igual a 9, o que simplifica consideravelmente o processo de correção tendo em vista o problema antes citado.

Em função da simetria destes polinômios, a série que descreve uma característica de fase apresenta apenas coeficientes de ordem ímpar, e as formas destes polinômios e das respostas das células permitiram a solução da integral que fornece os coeficientes correspondentes sem a necessidade do emprego de métodos numéricos, resultando daí uma expressão relativamente simples para o relacionamento entre os coeficientes e a posição dos pólos e zeros constituintes, o que também representou um fator de simplificação do trabalho.

A justificativa para se restringir a correção à faixa que se estende até $1/2T$ é que esta é a região onde ocorrem as amplitudes significativas dos espectros dos pulsos equalizados normalmente utilizados. A extensão em direção às frequências superiores implicaria num acréscimo desnecessário da complexidade do corretor, principalmente nas situações onde se emprega um filtro rejeita-faixa com resposta aguda, como aquele aqui utilizado, onde as variações bruscas do espectro de amplitudes são acompanhadas por variações também bruscas da resposta de fase associada.

Com base na expressão antes citada, foram traçadas curvas que mostram os valores dos coeficientes significativos das estruturas básicas em função da posição dos pólos e zeros, resultados estes obtidos de forma normalizada em relação ao parâmetro $1/T$, o que os torna, então, aplicáveis a qualquer velocidade de transmissão. Estas curvas são de grande importância para o desenvolvimento do equalizador, pois facilitam sobremaneira o processo de escolha de uma célula para um dado objetivo de correção intermediário, bem como o cálculo dos coeficientes resultantes da adição desta célula.

De posse destas facilidades é necessário agora calcular,

utilizando integração numérica, os coeficientes da expansão de $\phi_d(f)$. Para isto há que se conhecer $\phi_d(f)$. Dado que $\phi_N(f)$ é obtida no computador através de (VI.12) e de $A_{ap}(f)$, resta a avaliação de $\phi_i(f)$. A saída imediata é a realização de medidas para a geração dos valores desta resposta em pontos discretos e o armazenamento dos mesmos no computador. Entretanto, existe a possibilidade de se obter tal característica através de cálculo. Para se entender esta possibilidade, é necessário lembrar que os circuitos lineares realizáveis cuja função de transferência não apresenta zeros no semiplano direito, isto é, os circuitos de fase mínima, apresentam um relacionamento íntimo entre suas respostas de amplitude e de fase, o qual permite obter uma a partir da outra [36]. Ora, o conjunto $C(f) G_r(f)$ implementado é de fase mínima [20]. Embora o espectro $G_t(f)$ do pulso de transmissão não possa ser englobado neste conjunto, sua fase é nula para frequências até $1/T$, o que implica que $\phi_i(f)$ depende apenas da função de transferência do cabo e do equalizador de amplitude. Logo, se $|C(f) G_r(f)|$ é conhecida, então a resposta de fase do canal implementado pode ser calculada. Mas já foi desenvolvida a aproximação $A_{ap}(f)$, realizável, para a resposta de amplitude implementada. Portanto, ao se fazer uso da forma de $G_t(f)$, torna-se possível avaliar, através do computador, uma aproximação, $\phi_{ap}(f)$, da resposta $\phi_i(f)$. Logo, $\phi_d(f)$ também pode ser calculada diretamente e o processo de correção pode se desenvolver inteiramente à margem do circuito implementado. Este procedimento facilita o trabalho e abre amplas perspectivas, como será descrito mais adiante.

É possível, então, utilizando o computador e a aproximação $A_{ap}(f)$, calcular $\phi_N(f)$, $\phi_{ap}(f)$ e $\phi_d(f)$, desenvolver esta última numa série de polinômios de Legendre e escolher uma composição de células corretoras cujos coeficientes se aproximem convenientemente daqueles apresentados por $-\phi_d(f)$. Com este arranjo é possível ainda calcular as formas do pulso equalizado e do diagrama de olhos para as várias possibilidades implícitas no conjunto destas respostas, ou seja, na saída do equalizador de amplitude, após o corretor de fase e as formas associadas ao par $A_{ap}(f)$, $\phi_N(f)$.

Esta sistemática de correção, aliada a estas facilidades de monitoração das várias formas acima, permite relacionar os erros de fase com as imperfeições do pulso equalizado, ou com o

nível de interferência entre símbolos não desejada, através dos valores dos coeficientes da expansão de $\phi_d(f)$. Estes coeficientes indicam, a cada passo, a célula corretora adequada e permitem avaliar a atuação de cada uma destas na redução das discrepâncias. Eles passam a ser, então, a ponte para o relacionamento necessário entre os erros de fase e as imperfeições na forma do pulso e qualizado e o agente que direciona o processo de composição do corretor. A monitoração de seus valores ao longo do processo permite identificar com clareza quando que um aumento da qualidade da forma do pulso resultante implica num acréscimo proibitivo da complexidade do corretor de fase, impondo, assim, um limite prático ao projeto.

Por fim, estas facilidades permitem ainda a utilização de um critério adequado para a avaliação da qualidade de uma correção, como, por exemplo, a interferência entre símbolos no instante de amostragem do diagrama de olhos.

Fica claro, assim, que através deste método de correção consegue-se superar as deficiências do procedimento descrito na literatura e adquirir não só um conhecimento que pode ser armazenado e aplicado em outras situações, como também a confiança necessária sobre a qualidade e adequação dos projetos desenvolvidos.

Por outro lado, este método permite também avaliar a priori a distorção de fase a ser encontrada na implementação de um canal digital com um objetivo pré-fixado para o pulso equalizado. Isto porque a aproximação $A_{ap}(f)$ pode ser estabelecida com base no espectro $X(f)$ desejado, levando em conta que na faixa de frequências de maior importância, $A_{ap}(f)$ se confunde com $|X(f)|$ e que na região de corte o parâmetro n pode ser avaliado também com base em $|X(f)|$, ou então com base nas características de $|C(f)|$ e do corte que se pretende com o circuito a ser implementado para o equalizador de amplitude. Com isto é possível conhecer a priori o número de pólos que serão necessários na correção de fase correspondente e a posição aproximada dos mesmos, tendo em vista um determinado objetivo a ser atingido em termos da qualidade do diagrama de olhos.

E, considerando que a construção de canais digitais em cabos coaxial e multipar tem como referência, na grande maioria dos casos, o pulso cosseno levantado, é possível ir mais adiante

e realizar projetos-padrão de corretores de fase para estes canais, de forma a cobrir todas as possibilidades práticas de escolha do fator de excesso de faixa e do fator de ocupação do pulso retangular de transmissão. As dificuldades provocadas pela grande variedade de velocidades de transmissão, que parecem exigir um estudo para cada caso, são contornadas na medida em que os resultados podem ser obtidos de forma normalizada em relação ao parâmetro $1/T$, e as dificuldades provocadas pela dependência de n em relação ao fator de excesso de faixa e em relação às possíveis diferenças entre respostas de amplitude implementadas visando a um mesmo objetivo em termos de pulso equalizado de referência, são contornadas realizando-se projetos para vários valores deste parâmetro.

Estas idéias foram testadas e se comprovou a validade das mesmas, observando-se a fraca dependência da constituição básica dos corretores em relação a n , o que permitiu, então, a utilização de apenas três valores para o mesmo - 4, 9 e 15 - correspondentes, respectivamente, ao extremo inferior, à situação média e o extremo superior da faixa de valores previstos de modo a englobar a maioria das possibilidades práticas de intensidade de corte da resposta de amplitude dos canais práticos. Com isto foi possível desenvolver projetos básicos para todos valores de K normalmente empregados e para pulsos de transmissão com 50% e 100% de fator de ocupação.

Estes projetos-padrão são consequência direta da relação que existe entre a resposta em frequência do canal teórico desejado e a distorção de fase a ser encontrada na realização prática do mesmo, e constituem o produto máximo do esforço realizado para a aquisição de um melhor domínio sobre a problemática de equalização de fase em repetidores regenerativos.

Neste contexto, o equalizador de fase para o canal em questão passa a ser agora um caso particular de todo o trabalho desenvolvido. Considerando, então, os resultados obtidos para este caso particular, onde se utilizou $n=15$, na Fig. VI.12 é apresentada a característica de fase $\phi_{ap}(f)$ correspondente, juntamente com a resposta $\phi_1(f)$ fornecida pelo canal implementado. Na faixa de frequências de maior importância existe uma concordância ex

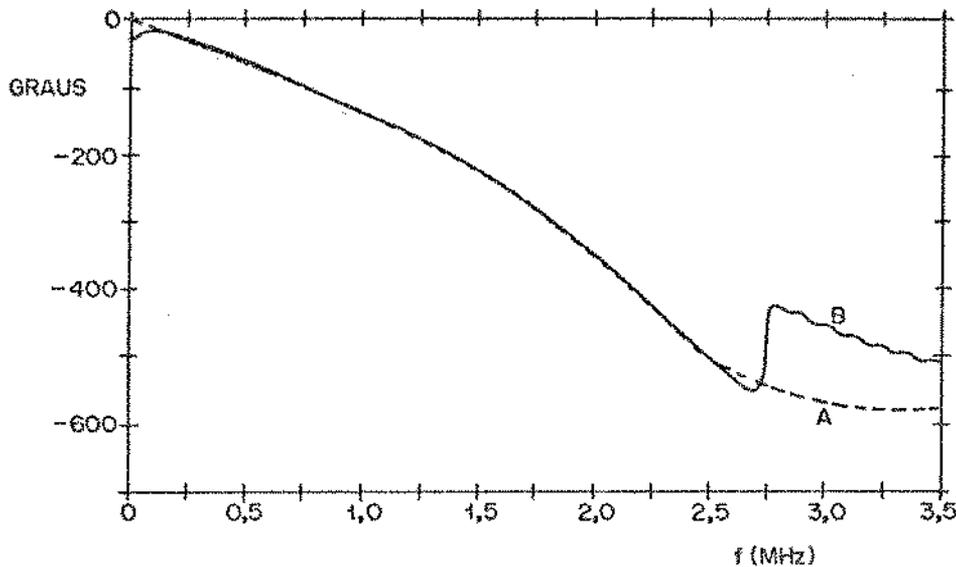
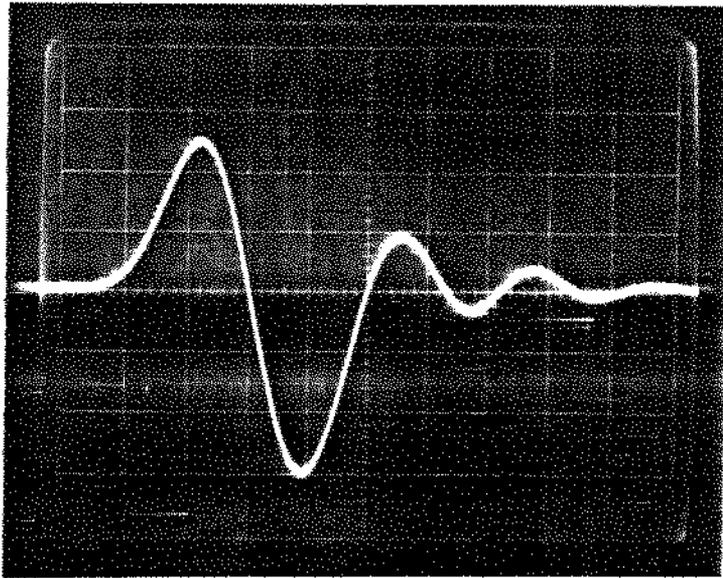


Fig. VI.12 - Resposta de fase do canal implementado:
A=calculada; B=medida

celente entre as duas curvas, o que demonstra a validade da aproximação $A_{ap}(f)$ usada para representar $A_i(f)$. As pequenas diferenças nas baixas frequências são consequências das imprecisões de $A_i(f)$ nesta região, como se observou na Fig. VI.7, ao passo que as diferenças situadas acima da frequência 2,5 MHz aproximadamente, se devem principalmente ao fato de que a característica de amplitude do circuito rejeita-faixa não foi totalmente considerada em $A_{ap}(f)$.

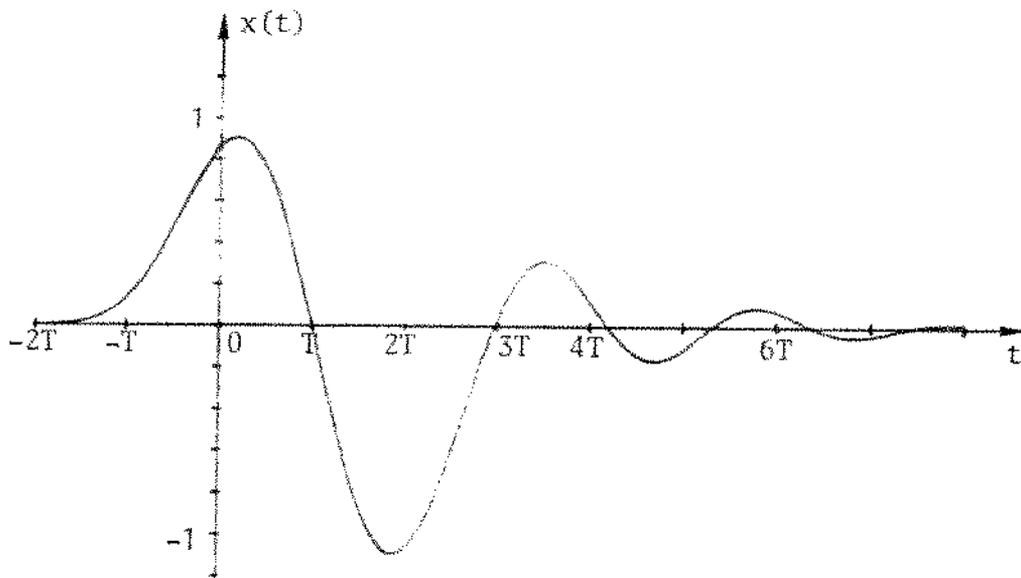
O pulso duobinário modificado na saída do equalizador construído pode ser comparado com aquele associado ao par $A_{ap}(f)$, $\phi_{ap}(f)$ através da Fig. VI.13, enquanto que os diagramas de olhos correspondentes são confrontados na Fig. VI.14. Aí se comprova novamente a qualidade da aproximação utilizada e das previsões obtidas, dada a concordância entre as formas dos pulsos equalizados, a qual pode ser verificada nos instantes em que ocorrem os cruzamentos de zero, nas amplitudes do lóbulo central e nas caudas destes pulsos, fato este que por si só garante a concordância entre as formas dos diagramas de olhos correspondentes.

Na Fig. VI.15 é apresentada a resposta de fase de Nyquist fornecida pela expressão (VI.12), quando se utiliza o sinal positivo e $A_{ap}(f)$ com $n=15$. Na faixa de frequências até $1/2T$, apro



escala horizontal =
T s/divisão

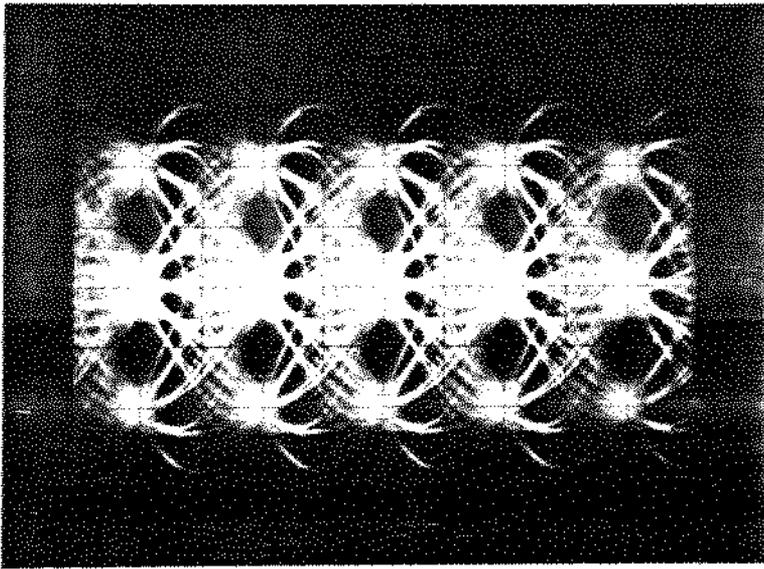
(a)



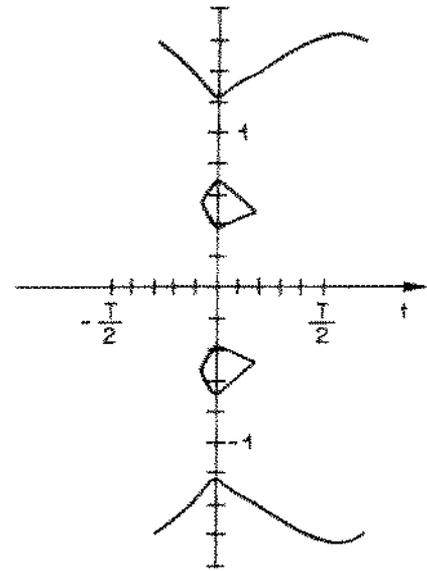
(b)

Fig. VI.13 - Pulso após o equalizador de amplitude:
a) implementado; b) calculado

escala horizontal = T/2 s/divisão



(a)



(b)

Fig. VI.14 - Diagrama de olhos após o equalizador de amplitude:
a) implementado; b) calculado

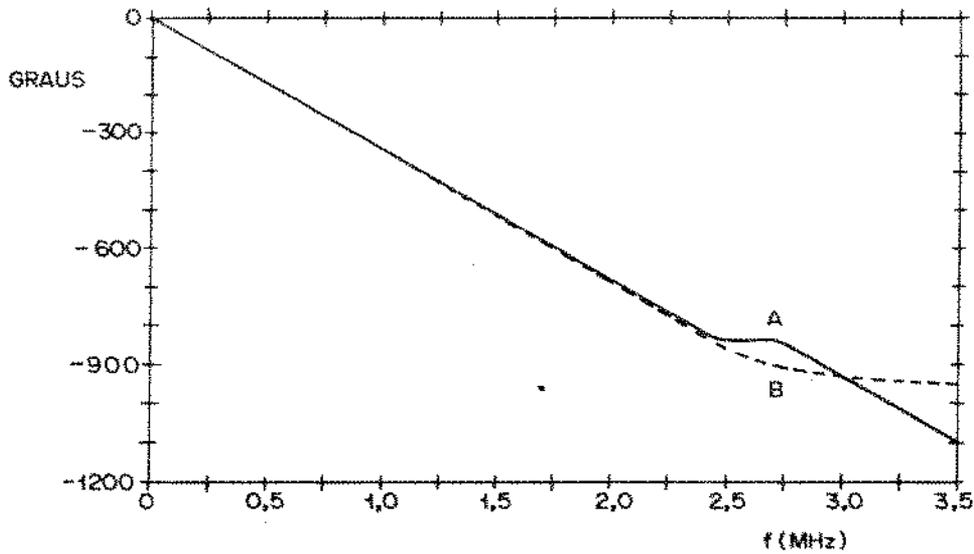


Fig. VI.15 - Respostas de fase: A= $\phi_N(f)$; B= $\phi_{ap}(f)$ + equalização

ximadamente, esta resposta é praticamente linear, o que era de se esperar, uma vez que $\phi_N(f)$ tende a se aproximar da característica linear ã medida que a resposta de amplitude do canal implementado se aproxima mais e mais da característica cosseno levantado de referência, e que o valor aqui utilizado para o parâmetro n reflete a condição de excelente aproximação.

O pulso e o diagrama de olhos correspondentes ao par $A_{ap}(f)$, $\phi_N(f)$ em questão estão mostrados na Fig. VI.16.

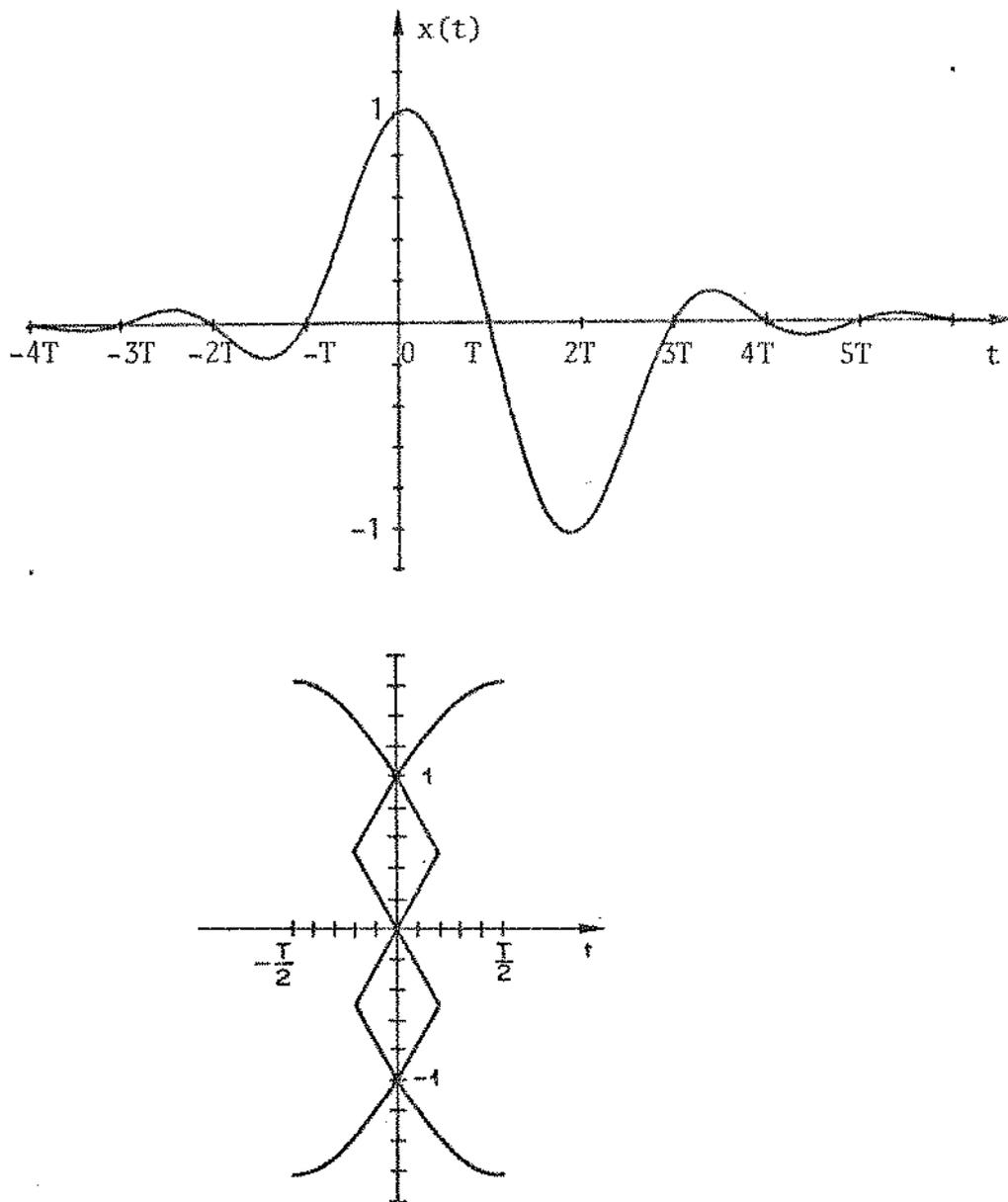


Fig. VI.16 - Pulso e diagrama de olhos associados ao par $A_{ap}(f)$, $\phi_N(f)$

Ao se comparar a forma deste pulso e deste diagrama com aquelas associadas ao canal teórico originalmente objetivado, conclui-se que as diferenças entre elas são totalmente desprezíveis, o que comprova que as características apresentadas pelas respostas de amplitude e de fase na região de frequências que se estende até $1/2T$ são as mais importantes no que diz respeito à determinação da forma do pulso associado. Esta constatação e conclusão mostram o acerto da decisão de se restringir a correção da resposta de fase apenas a esta faixa de frequências.

Considerando agora a tarefa de ajuste da resposta de fase do canal em construção, o método desenvolvido mostrou que um corretor composto por um pólo e um zero reais localizados em $\alpha_0 = \pm 0,38 \pi/T$ e por um par de pólos complexos conjugados e zeros correspondentes localizados em $\alpha_1 = \pm 0,38 \pi/T$ e $\beta_1 = \pm 0,49 \pi/T$, faz com que a interferência entre símbolos mínima no chão do olho, a qual atinge o valor de 0,38 para o caso da ausência de correção de fase, se reduza para 0,03, aproximadamente, quando se toma como referência um olho ideal com abertura vertical máxima unitária, ou seja, se reduza para 6% da margem contra o ruído que existe nos instantes de amostragem dos olhos associados ao canal com fase de Nyquist, o que representa uma degradação de 0,5 dB aproximadamente.

Este resultado representa, seguramente, o compromisso adequado entre a complexidade da estrutura corretora e a qualidade dos olhos resultantes. A adição de novas células na tentativa de aprimoramento deste resultado, implicaria em acréscimo significativo das dificuldades de projeto, das precisões envolvidas e em uma desproporção entre a quantidade de células corretoras e a redução correspondente de interferência. Isto pode ser rapidamente comprovado comparando-se os valores de alguns coeficientes da série de Legendre apresentados na Tabela VI.1, os quais descrevem os erros de fase antes e após a adição da estrutura corretora acima. Os coeficientes C_3 , C_5 e C_7 , que são os que apresentam maior valor antes da correção, são por esta reduzidos de modo a se equipararem aos demais. Uma vez atingida esta situação, a redução significativa da interferência restante exigiria a redução simultânea de quase todos coeficientes considerados, o que claramente representaria tarefa descabida tendo em vista o nível da interferência residual e as dificuldades e precisões envolvidas.

Coeficientes	Antes da correção	Após a correção
C_3	-0,898	0,001
C_5	-0,079	-0,025
C_7	0,051	0,007
C_9	0,001	-0,025
C_{11}	-0,021	0,014
C_{13}	0,007	-0,013
C_{15}	0,018	0,025
C_{17}	-0,003	-0,004
C_{19}	-0,015	-0,015

Tab. VI.1 - Coeficientes da série de Legendre para a distorção de fase

A estrutura corretora proposta faz com que a resposta de fase corrigida atinja a forma mostrada pela curva B da Fig. VI.15, onde ela pode ser confrontada com a fase de Nyquist utilizada como referência para o desenvolvimento deste corretor. A concordância entre estas curvas na faixa de frequências considerada para a correção de fase, explica a qualidade do pulso equalizado e do diagrama de olhos resultantes, os quais são apresentados na Fig. VI.17.

A comparação entre estas formas e aquelas correspondentes obtidas antes de tal ajuste revela a importância da equalização de fase em canais com pequenos excessos de faixa.

Por fim, é necessário se ater ao problema da implementação de um circuito para o corretor proposto. Para isto, utilizou-se a configuração mostrada na Fig. VI.18.a, o qual permite construir qualquer uma das duas células básicas que constituem as unidades de correção do método desenvolvido, de forma que um dado corretor é implementado associando-se em cascata um número apropriado de tais circuitos básicos, cada qual particularizado segun

do as características da célula que ele reproduz. Esta configuração é bastante interessante em virtude de sua simplicidade de construção e, principalmente, da facilidade de ajuste das posições dos polos e zeros por ela fornecidos, facilidade esta de grande valia nesta aplicação, dada a precisão necessária no posicionamento destes elementos.

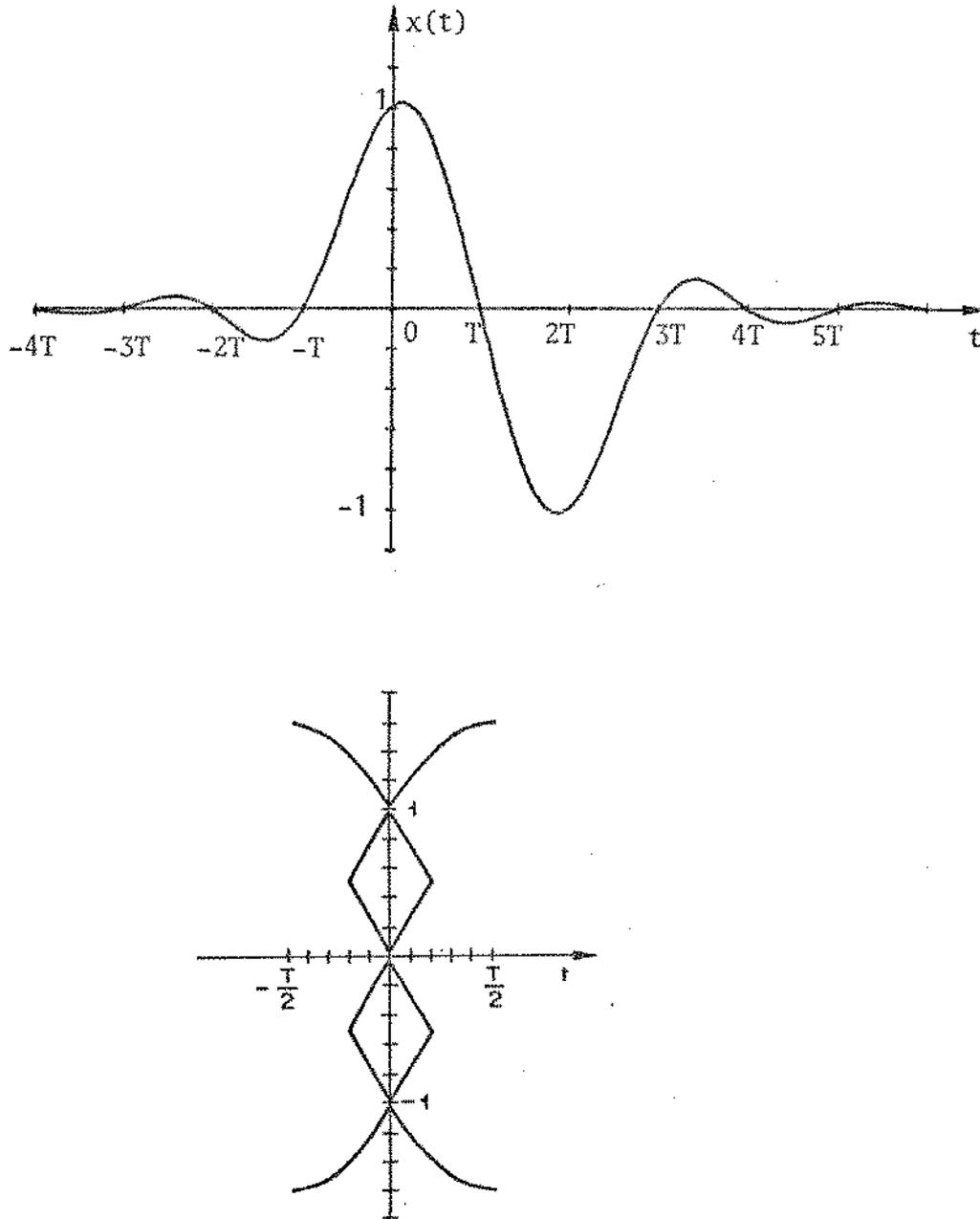


Fig. VI.17 - Pulso e diagrama de olhos calculados após a correção de fase

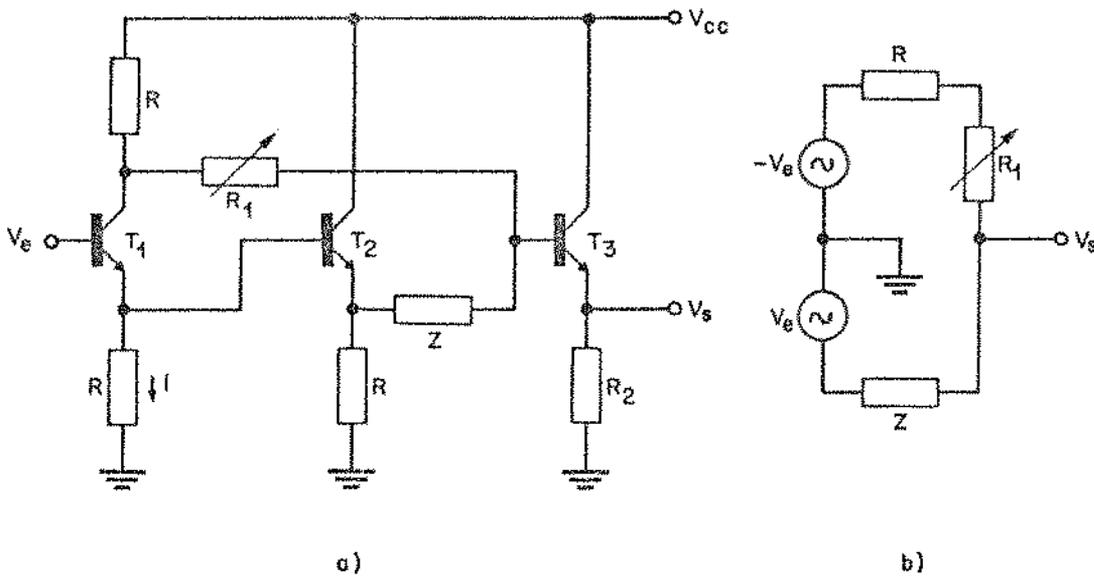


Fig. VI.18 - Circuito básico de correção de fase

A Fig. VI.18.b mostra um modelo apropriado para a obtenção da função de transferência desta configuração. Para o desenvolvimento deste modelo é necessário observar que a tensão \$V_e\$ de entrada se repete, praticamente sem alterações, no emissor de \$T_1\$ e de \$T_2\$. Logo, este último pode ser modelado como uma fonte de tensão \$V_e\$ com impedância interna desprezível. Por outro lado, a corrente \$i\$ fluindo através do resistor \$R\$ será também a corrente de coletor de \$T_1\$, dado que a carga representada por \$T_2\$ é desprezível. Logo, o coletor acima pode ser modelado através de uma fonte de corrente \$V_e/R\$ com um resistor \$R\$ em paralelo, ou então através de uma fonte de tensão \$-V_e\$ com resistência interna \$R\$. Considerando a atuação do seguidor de emissor composto por \$T_3\$ e \$R_2\$, resulta, então, o modelo mostrado.

A função de transferência \$H_f(s) = V_s/V_e\$ pode ser facilmente calculada:

$$H_f(s) = \frac{R+R_1-Z}{R+R_1+Z} \quad (VI.13)$$

Quando \$Z\$ é do tipo \$1/sC\$, obtém-se:

$$H_f(s) = \frac{s - \frac{1}{C(R+R_1)}}{s + \frac{1}{C(R+R_1)}} \quad (VI.14)$$

A utilização do transistor PNP na entrada da segunda célula não altera as características da função de transferência desta estrutura básica, mas facilita o acoplamento direto entre as duas células. O ajuste fino das posições dos pólos e zeros foi realizado de forma a minimizar a interferência entre símbolos e oferecer uma forma razoavelmente simétrica para os olhos.

Após este procedimento, a resposta de fase do canal implementado, a menos de uma componente linear, atingiu a forma mostrada na Fig. VI.20, onde ela pode ser comparada com aquela correspondente prevista pelas simulações (Fig. VI.15).

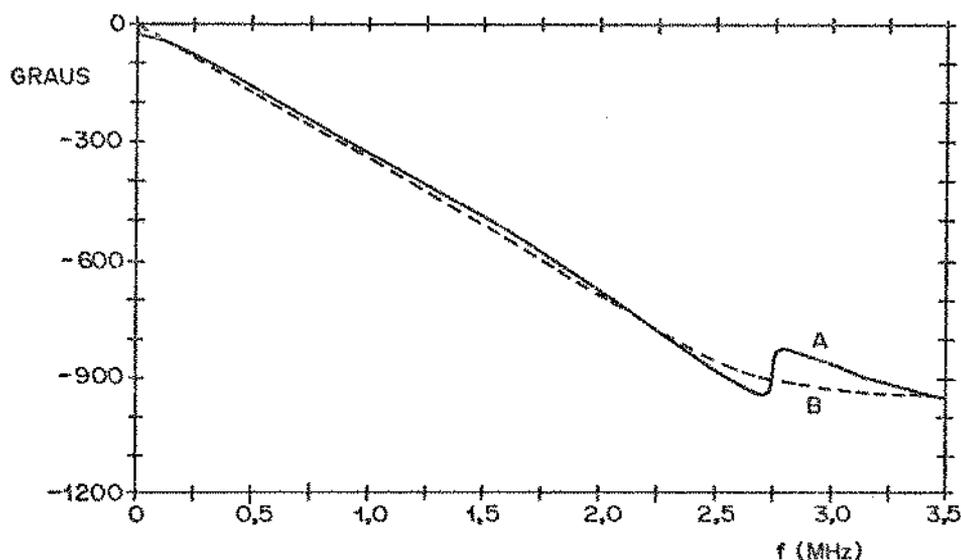
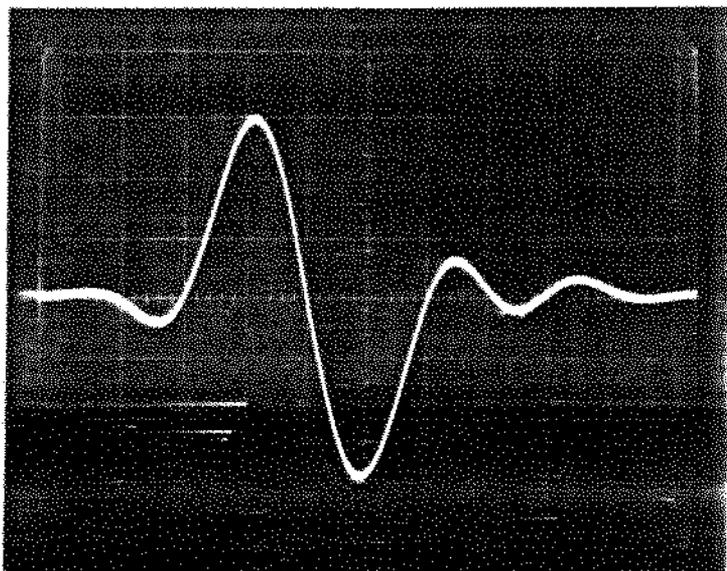


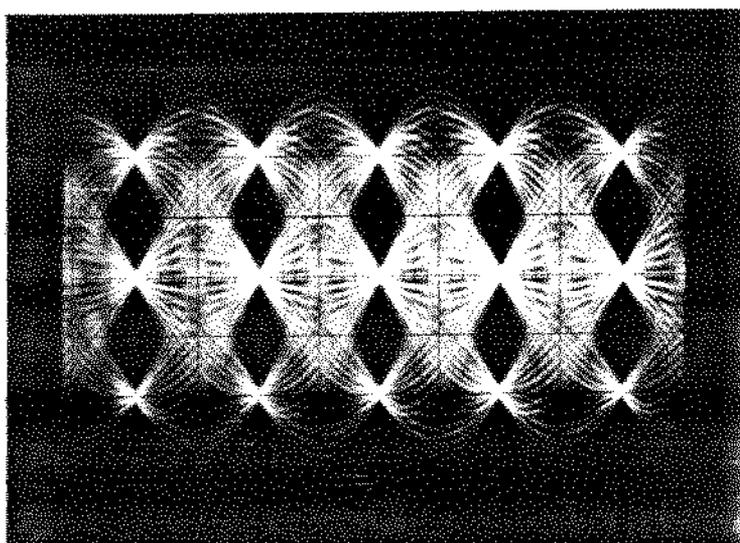
Fig. VI.20 - Respostas de fase equalizadas:
A = implementada; B = calculada

O pulso equalizado e o diagrama de olhos associados atingiram as formas mostradas pelas fotografias da Fig. VI.21.

A qualidade destes resultados e sua concordância com os objetivos estabelecidos permitem dar por encerrada esta etapa do trabalho exploratório proposto. Este sucesso, aliado aos conhecimentos teóricos e práticos adquiridos, referentes à problemática de equalização em repetidores regenerativos, são os frutos da postura e das idéias adotadas neste desenvolvimento. A consciência



escala horizontal=
T s/divisão



escala horizontal=
T/2 s/divisão

Fig. VI.21 - Pulso e diagrama de olhos com equalização de fase

adquirida no que diz respeito à forma de encarar e atacar os problemas técnicos é tão ou mais importante e gratificante que as realizações e conhecimentos concretizados.

CAPÍTULO VII

RESUMO DAS CONCLUSÕES

A análise das características dos sistemas de resposta parcial mostrou que existem duas formas básicas de conformação do canal correspondente a um dado exemplar. A conformação digital se caracteriza pela presença de um filtro transversal no terminal transmissor, encarregado de gerar a interferência entre símbolos controlada antes da transmissão. Na conformação analógica, ao contrário, tal interferência só se concretiza na saída do filtro receptor de cada repetidor. Esta conformação implica em maior complexidade, e a digital permite encarar cada exemplar de resposta parcial como um sistema do primeiro critério de Nyquist com um código de linha apropriado.

Dentre as infinitas possibilidades, o exemplar duobinário é o mais interessante quando se deseja a maior imunidade ao tremor do relógio de amostragem e a menor diferença entre o número de níveis de recepção e transmissão. Se, além disto, também se deseja um baixo conteúdo de energia nas baixas frequências, então o melhor é o duobinário modificado.

Demonstra-se no Capítulo II que o exemplar onde $P(A) = 1-A$, quando conformado digitalmente e utilizando pré-codificação, gera sequências de símbolos que obedecem ao código de linha AMI. Daí a adoção deste nome para este exemplar e a decisão de considerá-lo ao longo do trabalho.

É possível um tratamento analítico único, válido tanto para os sistemas do primeiro critério como para os exemplares de resposta parcial, das características do canal ótimo teórico, das a forma do pulso de transmissão e as características desejadas para a interferência entre símbolos nos instantes de amostragem.

Estes canais ótimos exigem faixa de frequências maior que a mínima necessária quando se utiliza o cabo coaxial ou o multiplexar. Logo, embora a motivação principal do desenvolvimento dos sistemas de resposta parcial tenha sido a viabilização do uso prático da faixa mínima de Nyquist, nestes casos é interessante o estudo de tais sistemas com excesso de faixa.

Os exemplares duobinário e duobinário modificado e todos aqueles que permitem a operação prática com faixa mínima, apresentam dificuldades de implementação, na conformação analógica,

quando se tenta a introdução de excessos de faixa através de fil tros suaves como aqueles da família cosseno levantado. Estas di ficuldades anulam as facilidades que, em geral, decorrem do emprego de tais excessos de faixa.

Esta constatação motivou o desenvolvimento de um proce dimento para evitar tal problema, obtendo-se canais práticos onde o grau de dificuldade de construção diminui à medida que o exces so de faixa cresce e que apresentam desempenho satisfatório en quanto se considera pequenos e médios excessos. Na verdade, todos os canais práticos propostos permitem atingir desempenhos muito próximos daqueles ótimos correspondentes.

Ao se considerar a conformação analógica nos cabos coa xiais, conclue-se que o desempenho resultante depende do exemplar empregado. Por outro lado, os três exemplares considerados, quando conformados digitalmente, apresentam o mesmo desempenho. Na ver dade, esta conclusão é válida para todos sistemas que utilizam cô digos de linha pseudo-ternários cujas probabilidades de ocorrên cia dos níveis são iguais àquelas referentes ao código AMI. Neste caso, tais sistemas são se distinguem quanto à sensibilidade ao tremor do relógio de amostragem.

Quanto aos cabos multipares, o ruído dominante, que é o de diafonia, faz com que o desempenho de um dado sistema não de penda da forma como a tarefa de conformação do pulso equalizado é distribuída entre o transmissor e o receptor. Como consequência, a potência média do sinal transmitido não se constitui num fator de combate ao ruído e a conformação analógica e a digital apresen tam o mesmo desempenho. Neste caso, esta última é mais interessante por sua simplicidade. Por outro lado, o desempenho depende do exemplar considerado, pois ele depende do código de linha.

O melhor desempenho nos cabos coaxiais é oferecido pelo sistema duobinário conformado analogicamente. Entretanto, este é o sistema mais complexo. O duobinário modificado, empregando a mes ma conformação, apresenta parte dos fatores que geram complexida de e a superioridade de seu desempenho frente àquele obtido com a conformação digital, não é grande nem persiste para todas situa ções consideradas. Além disto, esta última oferece os sistemas mais simples. Por fim, a pior situação é oferecida pelo exemplar

AMI conformado analogicamente.

Ao se confrontar estes desempenhos, tomados nos instantes ótimos de amostragem, com aquele oferecido pelos sistemas tradicionalmente empregados neste tipo de cabo - os sistemas com códigos de blocos do tipo 4B-3T - conclue-se que apenas o duobinário analógico oferece condições de competição, e mesmo assim apenas quando se considera pequenos excessos de faixa. Entretanto, a superioridade dos olhos deste exemplar nesta condição e a tendência atual para a otimização de desempenho permitem concluir que a técnica de resposta parcial, através deste exemplar, deverá ganhar a preferência para a constituição de canais em cabos coaxiais.

A comparação citada exige o cálculo dos olhos de um código 4B-3T. Tal necessidade motivou o estudo da problemática inerente a tal avaliação, donde resultou o desenvolvimento de um método novo para a busca das sequências de pior caso de códigos que impõem correlação entre os símbolos. Este método permite o cálculo dos olhos com uma precisão pré-estabelecida e se constitui numa alternativa em relação à solução tradicional de simulação do processo de geração do diagrama de olhos na tela do osciloscópio.

Nos cabos múltipares se confirma a superioridade do duobinário e a posição intermediária do duobinário modificado, principalmente para pequenos e médios valores do fator de excesso de faixa. Entretanto, esta posição é aqui melhor definida e, embora a superioridade do duobinário se verifique tanto no que diz respeito ao desempenho no instante ótimo de amostragem, quanto à abertura dos olhos, sua maior complexidade faz com que a escolha entre estes dois exemplares não seja imediata.

Este ordenamento implica na possibilidade de se construir sistemas MCP de primeira hierarquia mais eficientes que os tradicionais, baseados na idéia AMI. Esta possibilidade vem de encontro às necessidades criadas pelo crescimento da demanda de serviços telefônicos nas grandes cidades e às possibilidades de utilização de pequenos excessos de faixa propiciadas pelo avanço da tecnologia.

Resultam daí duas alternativas para a construção dos sistemas mais eficientes: ou se utiliza a velocidade convencional

e se consegue maior ocupação dos cabos, ou se constroem linhas com o dobro de velocidade. Com base nas condições da rede urbana das grandes cidades dos EUA, conclui-se que a segunda alternativa é mais vantajosa e permite duplicar a capacidade de transmissão propiciada pelos sistemas tradicionais. Por fim, conclui-se que é interessante o desenvolvimento de linhas para 60 canais no Brasil.

Ao se construir um equalizador para os repetidores de tais linhas, utilizando o sistema duobinário modificado - cosseno levantado em 30% de excesso de faixa, observou-se que a conformação da resposta de amplitude deste canal, por melhor que seja a precisão da mesma, não é suficiente para assegurar um resultado satisfatório para o pulso equalizado. Há também a necessidade de uma equalização da resposta de fase resultante.

Conclui-se que o objetivo desta equalização não deve ser a característica linear, mas sim a fase de Nyquist associada à resposta de amplitude implementada. Constata-se a ausência de uma sistemática adequada para o projeto do equalizador de fase, o que motivou o estudo desta problemática. Este propiciou o desenvolvimento de um método novo, o qual se baseia na visualização de tais corretores como o resultado da combinação de um número apropriado de duas células básicas. Tal combinação pode ser obtida através dos coeficientes da expansão do erro de fase em série de Legendre.

Utilizando-se as relações entre amplitude e fase consegue-se desenvolver o corretor sem a necessidade de realização de medidas sobre o canal implementado, e se constata a possibilidade não só do desenvolvimento a priori de tal corretor como também o desenvolvimento de corretores de fase padrão para qualquer situação referente à transmissão digital em banda base via cabos.

Todas estas idéias são confirmadas ao se aplicá-las ao problema particular inicial, obtendo-se excelente concordância entre as simulações e os resultados práticos.

APÊNDICES

APÊNDICE A

RECEPTOR ÓTIMO TEÓRICO

Neste apêndice será obtida a forma do receptor ótimo que minimiza a probabilidade de erro nos instantes de amostragem quando a forma do pulso a ser transmitido, o ruído na entrada deste filtro receptor e a função de transferência do meio de transmissão estão fixados e se exige um determinado comportamento para a interferência entre símbolos nos instantes de amostragem. Este comportamento poderá ser a ausência de interferência, caracterizando um sistema que satisfaz o primeiro critério de Nyquist, ou então uma interferência não nula, mas conhecida, o que dá lugar aos sistemas de resposta parcial.

Estas condições para a interferência entre símbolos podem ser expressas através de requisitos a serem satisfeitos pela forma temporal do pulso equalizado, os quais, por sua vez, podem ser transformados em requisitos correspondentes para o espectro $X(f)$ deste pulso.

Quando se deseja a ausência de interferência nos instantes de amostragem, $x(t)$ deve apresentar cruzamentos de zero em instantes regularmente espaçados (para os quais se assume os valores $t=kT$, k =inteiro), com exceção de $t=0$, onde a amplitude deve ser unitária. Por outro lado, os pulsos equalizados associados aos sistemas de resposta parcial deverão ser diferentes de zero não só em $t=0$, mas também em alguns outros instantes significativos. Estas condições são sintetizadas pela expressão abaixo:

$$x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t-kT) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \delta(t-nT) \quad (\text{A.1})$$

Quando $c_0 \neq 0$ e $c_n = 0$ para $n > 0$, então todo $x(t)$ que satisfaz (A.1) pertence ao primeiro critério de Nyquist, ao passo que quando $c_0 \neq 0$ e também $c_n \neq 0$ para alguns outros valores de n , então o pulso equalizado está associado a um determinado exemplar de resposta parcial.

Calculando a transformada de Fourier de cada lado de (A.1), obtém-se:

$$\frac{1}{T} X(f) * \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f-k/T) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp(-j2\pi fnT) \quad (A.2)$$

ou

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f-k/T) = T X_c(f) \quad (A.3a)$$

onde

$$X_c(f) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp(-j2\pi fnT) \quad (A.3b)$$

as quais expressam as condições que $X(f)$ deve satisfazer para que as características de interferência representadas por $X_c(f)$ sejam atingidas.

Como as funções envolvidas nestas expressões são periódicas com período $1/T$, conclue-se que se $X(f)$ é tal que a igualdade se verifica para frequências entre $-1/2T$ e $1/2T$, então ela se verificará para qualquer valor de f .

Adotando uma notação onde $H^k(f) = H(f-k/T)$, ao se fazer uso de (III.2), a expressão (A.3a) pode ser colocada na seguinte forma:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} G_t^k(f) C^k(f) G_r^k(f) = T X_c(f) \quad (A.4)$$

Após estas considerações, pode-se agora partir para a busca do receptor ótimo e, conseqüentemente, do canal ótimo, para as condições estabelecidas. Como este ótimo significa minimização da probabilidade de erro e como se considera apenas ruído do tipo gaussiano, este objetivo pode ser atingido através da maximização da relação margem-ruído associada. Porém, dado que se considera apenas os instantes ótimos de amostragem, onde as amplitudes possíveis para o sinal são definidas em função da característica $X_c(f)$ escolhida, esta maximização é atingida através da minimização da potência média σ_r^2 do ruído na saída do filtro receptor, a qual é dada por:

$$\sigma_r^2 = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) |G_r(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} N_r(f) df$$

Mas esta expressão pode ser reescrita como:

$$\sigma_r^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{2k+1}{2T}}^{\frac{2k-1}{2T}} N_r(f) df$$

Realizando agora uma mudança de variável e supondo que a somatória possa ser deslocada para dentro da integral, resulta:

$$\sigma_r^2 = \int_{-1/2T}^{1/2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} N_r(f-k/T) df \quad (A.5)$$

Como $N_r(f)$ é uma função positiva e a restrição (A.4) é válida ponto a ponto no intervalo de Nyquist, o valor mínimo para σ_r^2 será alcançado minimizando-se o integrando de (A.5) ponto a ponto. Para isto, pode-se lançar mão da desigualdade de Schwarz para quantidades discretas, ou seja:

$$\left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k b_k \right|^2 \leq \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} |b_k|^2 \quad (A.6)$$

onde a igualdade ocorre quando $a_k = c b_k^*$ (c =constante e b_k^* é o complexo conjugado de b_k).

Fazendo:

$$a_k = G_r^k(f) [N^k(f)]^{1/2}$$

e

$$b_k = G_t^k(f) C^k(f) / [N^k(f)]^{1/2}$$

então de (A.6) obtêm-se:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} N_r^k(f) \geq \frac{\left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_t^k(f) C^k(f) G_r^k(f) \right|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)}}$$

a qual, ao se utilizar (A.4), pode ser reescrita como:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} N_R^k(f) \geq \frac{T^2 |X_C(f)|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)}} \quad (A.7)$$

A minimização desejada, ou seja, a igualdade na expressão acima, é conseguida quando:

$$G_R^k(f) = \frac{[G_t^k(f) C^k(f)]^*}{N^k(f)} T(f) \quad (A.8)$$

onde $T(f)$ não depende k , isto é, $T(f) = T(f+k/T)$, o que implica que esta função é periódica segundo $1/T$.

Para que o filtro ótimo definido em (A.8) seja aquele aqui desejado, resta saber como deve ser $T(f)$ para que o canal ótimo correspondente satisfaça (A.3). E este conhecimento pode ser adquirido substituindo-se (A.8) em (A.4):

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)} T(f) = T X_C(f)$$

de onde resulta finalmente:

$$T(f) = \frac{T X_C(f)}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)}} \quad (A.9)$$

Dado que $T(f)$ é uma função periódica, então ela pode ser expressa através de uma série exponencial de Fourier, ou seja:

$$T(f) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \exp(-j2\pi fiT) \quad (A.10)$$

o que significa que $T(f)$ pode ser encarada como a função de trans

ferência de um filtro transversal com infinitas seções atrasadas. Além disto, como a expressão que define $T(f)$ em (A.9) é fruto das características exigidas para a interferência entre símbolos, conclue-se que a função deste filtro é garantir estas características.

Estes resultados podem ser levados para a expressão (A.8), de onde, após uma mudança de variável, obtém-se finalmente a forma do filtro receptor ótimo desejado:

$$G_{rot.}(f) = \frac{T[G_t(f) C(f)]^* X_c(f)}{N(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)}} \quad (A.11)$$

Nesta expressão destacam-se três fatores:

- 1) $1/[N(f)]^{1/2}$
- 2) $[G_t(f) C(f)]^*/[N(f)]^{1/2}$
- 3) $T(f)$ (segundo a expressão (A.9)).

O primeiro é chamado de filtro branqueador, enquanto que o segundo é o filtro casado com o sinal na saída deste filtro branqueador e, por fim, o terceiro é o filtro transversal responsável pelo comportamento desejado para a interferência entre símbolos.

Em seguida, com base neste filtro receptor ótimo, obtém-se a forma da resposta em frequência do canal correspondente:

$$X_{ot.}(f) = \frac{T|G_t(f) C(f)|^2 X_c(f)}{N(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)}} \quad (A.12)$$

e a potência média $\sigma_{rot.}^2$ do ruído na saída de $G_{rot.}(f)$:

$$\sigma_{rot.}^2 = \int_{-1/2T}^{1/2T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |G_{rot.}^k(f)|^2 N^k(f) df$$

$$= T^2 \int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2 |X_c(f)|^2 N^k(f)}{[N^k(f)]^2} df$$

Observando que nesta última expressão existem fatores periódicos segundo $1/T$, os quais podem ser retirados de dentro da somatória, obtém-se finalmente:

$$\sigma_{rot.}^2 = 2T^2 \int_0^{1/2T} \frac{|X_c(f)|^2}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{|G_t^k(f) C^k(f)|^2}{N^k(f)}} df \quad (A.13)$$

Estes resultados são utilizados nos Capítulos IV e V para o estudo do desempenho ótimo de canais construídos segundo a técnica de resposta parcial.

APÊNDICE B

PROCEDIMENTO PARA CÁLCULO DE DIAGRAMAS DE OLHOS

Este procedimento é um método alternativo para o cálculo dos contornos dos olhos associados a códigos que geram sequências de símbolos dependentes, onde a determinação das sequências de pior caso é bastante difícil. Os contornos são obtidos com uma precisão conhecida e controlada e o método pode ser aplicado a qualquer código de linha.

A idéia consiste em se considerar, inicialmente, um dado desvio t_0 da posição do pulso de relógio, onde se deseja calcular os olhos produzidos pelo código e pela forma de pulso equalizado escolhidos, um número de interferentes significativos - número este ditado pela precisão desejada para a estimativa - e, por fim, um determinado contorno. A partir daí, constroi-se a sequência de pior caso com o comprimento determinado acima e composta por símbolos independentes cujos valores devem pertencer ao código considerado. Esta sequência, que é aquela que fornece a pior interferência possível, dadas as condições acima pode ou não satisfazer o código. Caso ela satisfaça, o cálculo do contorno desejado, no instante considerado, é imediato. Caso contrário, passa-se a realizar modificações convenientes sobre ela até que o código seja satisfeito. Por modificações convenientes entende-se as alterações nos valores dos símbolos correspondentes às amostras do pulso menos significativas em termos da interferência provocada. Na verdade, inicia-se pela modificação que resulta na menor redução possível daquela interferência provocada pela sequência inicial (símbolos independentes). Se ainda assim a sequência resultante não satisfaz o código, passa-se a tentar a modificação imediatamente seguinte em termos da menor redução da interferência inicial. E prossegue-se neste compasso até que se consiga uma sequência modificada que pertença ao código. Quando isto ocorrer, pode-se garantir que esta é a pior sequência do código para as condições estabelecidas.

Para realizar esta busca com o auxílio do computador,

torna-se necessário uma subrotina de teste da sequência em relação ao código, uma subrotina para classificar as modificações em ordem crescente em termos de redução da interferência inicial e, finalmente, uma subrotina que realize as modificações necessárias na sequência com símbolos independentes.

Para tornar mais fácil a explicação das idéias empregadas na implementação destas subrotinas, passa-se a descrevê-las de forma particular para os códigos de blocos 4B-3T, particularização esta que não dificultará a adaptação destas idéias para outros tipos de código.

Em primeiro lugar, é preciso lembrar que as sequências geradas pelos códigos de blocos são constituídas por palavras e que, em geral, os olhos associados aos intervalos de tempo da palavra são distintos entre si. Desta forma, a sequência de diagramas de olhos 4B-3T apresenta um período igual ao tamanho da palavra, em contraste com os códigos pseudo-ternários comuns como, por exemplo, o AMI e o HDB3, onde este período vale T. Considerando que se deseja o desempenho de pior caso e objetivando maior simplicidade na análise deste desempenho, o procedimento é aqui desenvolvido de forma a fornecer o olho de pior caso resultante da superposição dos olhos distintos destes códigos.

Em segundo lugar, para realizar o teste de uma sequência em relação a estes códigos, é necessário dividi-la em palavras, e existem três possibilidades para esta divisão no caso 4B-3T. Além disto, para cada uma destas pode-se ter várias possibilidades para o valor da soma corrida no início da sequência (uma palavra pode pertencer a vários alfabetos e cada alfabeto corresponde a um ou mais estados da soma corrida) ou, equivalentemente, para o valor desta soma no início da palavra central (aquela onde se deseja calcular os olhos). Assim, a subrotina deve testar a sequência para cada divisão possível e dentro de cada uma destas, para todos os estados possíveis da palavra central correspondente. A utilização desta como referência para o valor da soma corrida é interessante, pois permite testar isoladamente os segmentos à sua esquerda e à sua direita.

Considerando o problema da classificação das modificações em ordem crescente quanto à redução da interferência provoca

da, para cada símbolo da sequência inicial tem-se três opções para a alteração de seu valor no sentido de tornar a sequência compatível com o código: ou se mantém seu valor inalterado, ou se o coloca em zero (os valores das amostras fornecidos pelo computador serão sempre diferentes de zero, o que faz com que os símbolos da sequência inicial sejam +1 ou -1) ou então se inverte seu valor. Estas possibilidades, juntamente com os valores absolutos das amostras correspondentes, devem ser combinadas para se determinar o valor da nova interferência a ser provocada. Mas, continuando a raciocinar em termos da redução da interferência em relação àquela provocada pela sequência inicial, a combinação pode ser realizada com os valores absolutos das amostras e os coeficientes 0, 1 ou 2. Neste caso, um coeficiente com valor nulo indica que nenhuma redução de interferência ocorrerá devida à amostra a ele correspondente, ou seja, o valor do símbolo inicial associado permanecerá inalterado. Por outro lado, coeficientes com valor unitário significam que a contribuição das amostras correspondentes será anulada, ou seja, o valor dos símbolos associados será modificado para zero. E, finalmente, o coeficiente com valor igual a 2 indica que a contribuição da amostra correspondente será invertida, ou seja, o símbolo associado terá seu valor invertido.

Conclue-se, então, que o resultado de uma combinação entre os valores absolutos das amostras e os coeficientes correspondentes citados, será o valor da redução da interferência provocada pela sequência modificada de acordo com os valores dos coeficientes utilizados. Com isto, pode-se escrever:

$$R(j) = \sum_{i=1}^I C_{i,j} |x(i)| \quad ; \quad 1 \leq j \leq 3^I \quad (B.1)$$

onde: I é o número total de interferentes considerados,
 $C_{i,j}$ é o coeficiente associado à i -ésima amostra da j -ésima combinação,
 $x(i)$ é o valor da i -ésima amostra,
 $R(j)$ é a redução de interferência correspondente à j -ésima combinação, ou seja, à j -ésima sequência modificada.

Para obter a sequência de pior caso do código deve - se calcular os valores de $R(j)$, ordená-los em forma crescente e iniciar as modificações na ordem determinada por esta ordenação. É importante frisar que a cada $R(j)$ está associada uma determinada modificação na sequência inicial, modificação esta representada pelos coeficientes empregados nesta combinação. Desta forma, o menor valor de $R(j)$ (valor não nulo) é conseguido utilizando-se coeeficientes nulos em todas as amostras, exceto naquela que apresenta o menor valor absoluto, cujo coeficiente deve assumir o valor 1. Se esta modificação não for suficiente, deve-se alterar a sequência inicial de acordo com os coeficientes empregados na combinação correspondente ao segundo valor ordenado de $R(j)$ e testar a sequência resultante; e assim por diante até que se encontre a sequência que satisfaça o código.

Após esta exposição, a dúvida que resta é o número de combinações a serem calculadas, armazenadas e ordenadas. O que se pode dizer sobre isto é que não há necessidade do cálculo e memorização de todas as 3^I combinações para que se consiga ordená-las, bem como o número de combinações testadas até se encontrar a sequência de pior caso é relativamente pequeno, pelo menos para os casos aqui analisados. A maneira encontrada para a ordenação dos valores das combinações, sem conhecê-los todos, é descrita a seguir.

Inicialmente, os valores absolutos das amostras são calculados e ordenados em ordem crescente em i. Com isto, $C_{1,j}$ representa o coeficiente correspondente à amostra de menor valor absoluto na j -ésima combinação. Da mesma forma, $C_{2,j}$ representa o coeeficiente correspondente à amostra cujo valor absoluto é o segundo na escala ordenada de grandezas absolutas das amostras, e assim por diante. Com as amostras e coeficientes arranjados desta forma, sabe-se que os coeficientes correspondentes à combinação k, aquela que apresenta o menor valor não nulo para $R(j)$, serão:

$$C_{1,k} = 1 \quad ; \quad C_{i,k} = 0 \quad , \quad \text{para todo } i > 1.$$

Após este arranjo, calcula-se as combinações numa ordem tal que os coeficientes correspondentes formem uma sequência ternária crescente, ou seja:

$$\begin{aligned}
 R(1) &\Leftrightarrow \{C_{1,1} = 1, C_{2,1} = 0, C_{3,1} = 0, \dots, C_{I,1} = 0\} \\
 R(2) &\Leftrightarrow \{C_{1,2} = 2, C_{2,2} = 0, C_{3,2} = 0, \dots, C_{I,2} = 0\} \\
 R(3) &\Leftrightarrow \{C_{1,3} = 0, C_{2,3} = 1, C_{3,3} = 0, \dots, C_{I,3} = 0\} \\
 R(4) &\Leftrightarrow \{C_{1,4} = 1, C_{2,4} = 1, C_{3,4} = 0, \dots, C_{I,4} = 0\} \\
 &\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \\
 R(3^I) &\Leftrightarrow \{C_{1,3^I} = 2, C_{2,3^I} = 2, C_{3,3^I} = 2, \dots, C_{I,3^I} = 2\}
 \end{aligned}$$

Este procedimento oferece duas vantagens bastante importantes. Em primeiro lugar, seguindo-se tal ordem de construção, sabe-se que o valor da combinação cujos coeficientes são da forma

$$\begin{aligned}
 &C_{1,j} = 0, C_{2,j} = 0, \dots, C_{i,j} = 1, C_{i+1,j} = 0, \dots \\
 &\dots C_{I,j} = 0
 \end{aligned}$$

é menor que o valor de qualquer combinação que será calculada após ela. Com isto, enquanto esta combinação não for utilizada, não há necessidade de se obter o valor das combinações seguintes. Desta forma, para o início dos testes basta calcular a combinação que apresenta

$$C_{1,j} = 1 \quad \text{e} \quad C_{i,j} = 0, \quad i \neq 1$$

isto é, a combinação para a qual o valor de j é 1. Caso necessário, para a continuidade do processo basta calcular os valores das combinações que se seguem, até aquela que apresenta

$$C_{2,j} = 1 \quad \text{e} \quad C_{i,j} = 0, \quad i \neq 2$$

ordenar os valores obtidos e recomeçar os testes. Somente quando a combinação acima for utilizada é que se deve calcular as combinações seguintes, até aquela que apresenta coeficientes

$$C_{3,j} = 1, C_{i,j} = 0, i \neq 3$$

e assim por diante.

Em segundo lugar, ao se utilizar a construção citada, os coeficientes correspondentes à j -ésima combinação, quando considerados da esquerda para a direita, são a representação ternária do algarismo decimal representado por j . Isto facilita bastante o trabalho no computador, uma vez que se torna desnecessário memorizar os coeficientes associados a cada combinação, bastando memorizar o valor das mesmas através de uma variável indexada. Ao se selecionar uma determinada combinação para teste, os coeficientes correspondentes são obtidos a partir do valor do índice da variável que armazena o valor da combinação escolhida.

Após estas considerações verifica-se que o processo de modificação da sequência inicial de símbolos independentes de maneira a conseguir uma sequência que satisfaça o código, se resume em tomar os valores absolutos das amostras e ordená-los em ordem crescente, armazenando ao longo deste processo, a posição original de cada amostra. A seguir, inicia-se o cálculo das combinações na ordem e da maneira já descritas, armazenando-se seus valores através de variáveis indexadas. Em continuidade, partindo da combinação de menor valor, obtêm-se os coeficientes associados, realiza-se as modificações correspondentes na sequência inicial e testa-se a sequência resultante. Caso necessário, o processo é repetido usando-se a combinação de valor imediatamente superior.

Este processo foi implementado e testado para o código MS-43 [14] e o pulso cosseno levantado com fator de excesso de faixa variando entre 0,1 e 1. Os contornos dos olhos de pior caso foram calculados para $|t_0| \leq 0,1T$ e o erro cometido por se considerar um número limitado de interferentes foi sempre menor ou igual a 1% da amplitude do pulso equalizado no instante ótimo de amostragem. Todo o processo se mostrou bastante rápido e ao longo de todas situações consideradas nunca se necessitou utilizar a combinação que apresenta coeficientes:

$$C_{9,j} = 1 \text{ e } C_{i,j} = 0, \text{ para } i \neq 9$$

nem, conseqüentemente, aquelas que seriam calculadas após esta.

Deve-se ainda acrescentar que os diagramas de olhos do código MS-43 são simétricos em relação ao nível zero, o que implica que o diagrama de pior caso apresenta a mesma propriedade. Essa simetria é demonstrada observando-se que se uma dada palavra pertence a um certo alfabeto, então a palavra negada correspondente, isto é, aquela obtida trocando-se o sinal de cada símbolo da palavra original, pertence ao alfabeto simétrico. Por exemplo, enquanto a palavra +++ pertence ao alfabeto onde o estado inicial da soma corrida é 1, --- pertence àquele correspondente ao estado 4. Além disto, se uma palavra determina um certo alfabeto para a codificação seguinte, sua negada determina o simétrico. Logo, se uma sequência satisfaz o código, então o negado desta também pertence a ele. Assim, as sequências de pior caso para um dado olho negativo são o negado das correspondentes para o olho positivo, o que garante a simetria citada.

Por outro lado, levando em conta a precisão empregada, os resultados obtidos indicaram que enquanto $|t_0| \leq 0,1T$, os olhos de pior caso são também simétricos em relação ao eixo $t_0=0$ e que o contorno de pior caso é aquele correspondente ao topo do olho. Por fim, a degradação de pior caso da abertura destes olhos é aquela representada pelas curvas da Fig. IV.18 e o fluxograma do programa implementado é aquele mostrado na Fig. B.1.

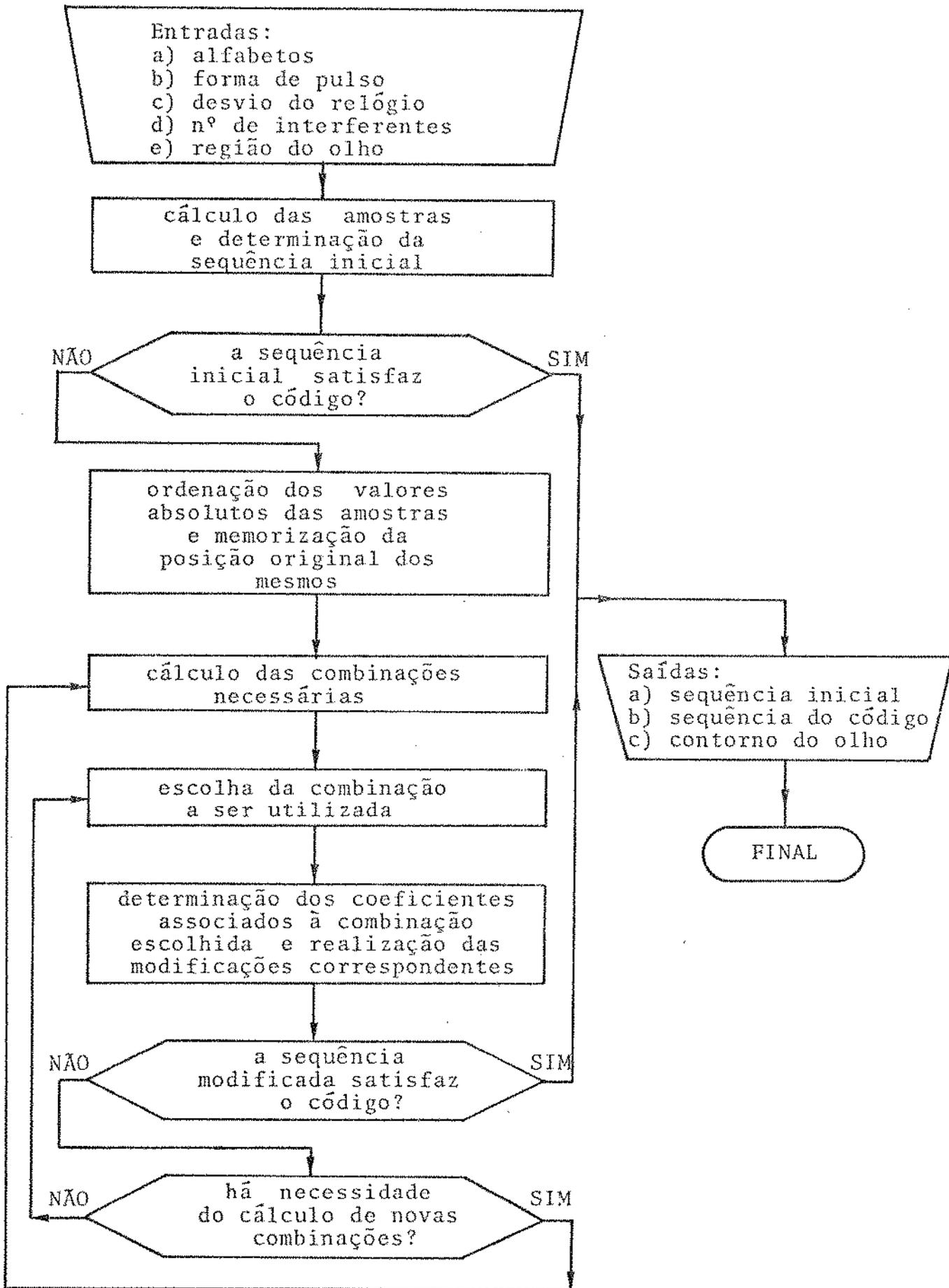


Fig. B.1 - Fluxograma do programa para cálculo dos olhos MS-43

BIBLIOGRAFIA

- [1] - A.LENDER, "The Duobinary Technique for High-Speed Data Transmission", IEEE Trans. Commun. Electr., Vol. 82, pp. 214-218, Maio 1963.
- [2] - R.W.LUCKY; J.SALZ; E.J.WELDON, Jr., "Principles of Data Communication", McGraw-Hill Book Co., 1968.
- [3] - G.E.VALLEY, Jr.; H.WALLMAN, "Vacuum Tube Amplifiers", New York-Dover Pub., Inc., 1965.
- [4] - M.TOMLINSON, "New Automatic Equalizer Employing Modulo Arithmetic", Electr. Lett., Vol. 7, pp. 138-139, Março 1971.
- [5] - H.HARASHIMA; H.MIYAKAWA, "Matched-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-20, pp. 774-780, Agosto 1972.
- [6] - D.G.MESSERSCHMITT, "Generalized Partial Response for Equalized Channels with Rational Spectra", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, pp. 1251-1258, Novembro 1975.
- [7] - P.KABAL; SUBBARAYAN PASUPATHY; "Partial-Response Signaling", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, pp. 921-934, Setembro 1975.
- [8] - H.KOBAYASHI; D.T.TANG, "On Decoding of Correlative Level Coding Systems with Ambiguity Zone Detection", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19, pp. 467-477, Agosto 1971.
- [9] - J.F.GUNN; J.A.LOMBARDI, "Error Detection for Partial-Response Systems", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-17, pp. 734-737, Dezembro 1969.
- [10] - P.BYLANSKY; D.G.W.INGRAM, "Digital Transmission Systems", IEEE Telecommun. Series 4, 1975.

.../.

- [11] - A.BRUCE CARLSON, "Communication Systems", McGraw-Hill Book Co., 1968.
- [12] - A.LOPES; H.WALDMAN, "Transmissão de Sinais MCP através de Cabos Coaxiais", Relatório Técnico, Convênio UNICAMP/TELEBRÁS 139/76, 1979.
- [13] - T.ROSTE; N.HOLTE; S.J.KNAPSKOG, "A 140 Mbit/s Digital Transmission System for Coaxial Cable Using Partial-Response Class 1 Line Code with Quantized Feedback", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, pp. 1425-1430, Agosto 1980.
- [14] - P.A.FRANASZEK, "Sequence-State Coding for Digital Transmission", B.S.T.J., Vol. 47, Nº 1, pp. 143-157, Janeiro 1968.
- [15] - B.S.BOSIK, "The Spectral Density of a Coded Digital Signal", B.S.T.J., Vol. 51, Nº 4, pp. 921-932, Abril 1972.
- [16] - L.BELLATO; G.L.CARIOLARO; G.VANNUCCHI, "Computer Analysis of a Digital Repeated Line. Application to the Design of a 140 Mb/s Regenerative System", Telettra, Digital Transmission & Wire Commun. Division, Vimercate, Itália.
- [17] - L.BELLATO; A.TAVELLA; G.VANNUCCHI, "New Digital Systems over Physical Lines", Technical Information Bulletin, Telettra Vimercate, Itália, Nº 25, Março 1974.
- [18] - L.BELLATO; A.TAVELLA; G.VANNUCCHI, "Considerazioni sui Metodi di Ottimizzazione nei Sistemi di Transmissão per Informazioni Numeriche. Applicazione alla Transmissão su Portanti Fisici", Alta Frequenza, Vol. XL, Nº 9, pp. 705-724, Setembro 1971.
- [19] - A.SAWAI; T.IWAKAMI; B.HIROSAKI; T.HASEGAWA, "Coaxial PCM Transmission using Duobinary Scheme", NEC Research & Development, Nº 61, pp. 89-96, Abril 1981.

- [20] - A.LOPES; J.G.CHIQUITO; H.WALDMAN, "Relações entre Amplitude e Fase em Sistemas Lineares Realizáveis", Relatório Técnico, Convênio UNICAMP/TELEBRÁS 033/80, 1981.
- [21] - G.A.CAMPBELL; "Dr. Campbell's Memoranda of 1907 and 1912", B.S.T.J., Vol. 14, pp. 558-572, 1935.
- [22] - H.CRAVIS; T.V.CRATER, "Engineering of T1 Carrier System Repeatered Lines", B.S.T.J., Vol. 42, Nº 2, pp. 431-486, Março 1963.
- [23] - S.H.LIN, "Statistical Behavior of Multipair Crosstalk", B.S.T.J. Vol. 59, Nº 6, pp. 955-974, Julho-Agosto 1980.
- [24] - I.NASSEL, "Some Properties of Power Sums of Truncated Normal Random Variables", B.S.T.J., Vol. 46, Nº 9, pp. 2091-2110, Novembro 1967.
- [25] - "Modified Duobinary Repeatered Line Equipment", GTE Practices Engineering-Plant Series, GTE Lenkurt, Outubro 1976.
- [26] - S.D.BRADLEY, "Crosstalk Considerations for a 48 Channel PCM Repeatered Line", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, pp. 722-728, Julho 1975.
- [27] - R.E.MAURER; J.A.LOMBARDI; J.B.SINGLETON, "T1C - A New Digital System for Exchange Area Application", IEEE National Telecommun. Conference, Conference Record, pp. 636-640, Dezembro 1974.
- [28] - D.W.JURLING; A.L.PACHYNSKI, Jr., "Duobinary PCM System Doubles Capacity of T1 Facilities", IEEE International Conference on Commun., Conference Record, pp. 32.2-297;32.2-301, Junho 1977.
- [29] - J.A.LOMBARDI; J.B.SINGLETON, "T1D System Overview", IEEE National Telecommun. Conference, Conference Record, pp. 39.1.1-39.1.4, Dezembro 1980.

.../.

- [30] - F.K.BECKER; E.R.KRETZMER; J.R.SHEEHAN, "A New Signal Format for Efficient Data Transmission", B.S.T.J., Vol. 45, pp. 755-758, Maio-Junho 1966.
- [31] - R.E.MAURER; W.J.MAYBACH, "Engineering the T1D Line", IEEE National Telecommun. Conference, Conference Record, pp. 39.2.1-39.2.8, Dezembro 1980.
- [32] - J.P.FITZSIMMONS; W.J.MAYBACH, "Engineering T1C Carrier Systems", IEEE International Conference on Commun., Conference Record, pp. 39.5-39.9, Junho 1975.
- [33] - A.ANUFF; J.J.LUDWICK, "T1D Line Repeater Design", IEEE National Telecommun. Conference, Conference Record, pp. 39.3.1-39.3.6, Dezembro 1980.
- [34] - J.F.GRACZYK; H.A.MILDONIAN, Jr.; J.R.DAVIS; A.K.REILLY, "The Retrofit Application of T1D", IEEE National Telecommun. Conference, Conference Record, pp. 39.5.1-39.5.4, Dezembro 1980.
- [35] - H.W.CHEUNG; V.J.STALICK; J.A.THOMAS, "Key Aspects in the Development of a 48 Channel Duobinary PCM Repeater", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, pp. 379-389, Fevereiro 1979.
- [36] - H.W.BODE, "Network Analysis and Feedback Amplifier Design", D. Van Nostrand, Princeton, N.J., 1945.