

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

Este exemplar corresponde à redação final da  
tese defendida por Eliana Alves e aprovada pela  
comissão julgadora em 15/03/1985.

*Amauri Lopes*

ESTUDO DE UM SIMULADOR AUTOMÁTICO DE CABO  
PARA O REPETIDOR MCP DUOBINÁRIO MODIFICADO

*mt*  
ELIANA ALVES

Orientador: AMAURI LOPES *ok*

037/85

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

MARÇO 1985

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

Este trabalho contou com o apoio financeiro do seguintes órgãos  
CNPq, CAPES e TELEBRÁS

## AGRADECIMENTOS

Ao Dr. Amauri Lopes pelo apoio e orientação deste trabalho.

Ao Dr. José Geraldo Chiquito pela maior parte da bibliografia utilizada e pela ajuda na confecção dos slides e fotos.

Aos professores do DEE/FEC, em especial ao José Raimundo e Fábio, pela amizade e incentivo.

Aos amigos, em especial ao José Mario, pelo apoio e compreensão durante este período de difícil convivência.

Ao Edison e Luís pela confecção dos desenhos.

## RESUMO

O objetivo deste trabalho é estudar e projetar, com auxílio do computador, um simulador automático de cabo para um repetidor regenerativo MCP Duobinário Modificado.

Para isto realizou-se estudos e medidas da função de transferência de cabos multipares e de aparelhos simuladores de cabo utilizados na transmissão MCP. Com estas medidas desenvolveu-se um modelo analítico para tais funções.

Em seguida propõe-se um tipo de simulador composto por pólos e analisa-se um processo de controle automático das posições destes pólos em função do comprimento do cabo a ser simulado.

Com esta análise foi possível estabelecer o número mínimo de pólos necessários e suas posições ótimas em função do comprimento a ser simulado. Estes resultados permitiram desenvolver vários projetos de simuladores práticos onde as frequências dos pólos mantêm uma relação constante entre si.

Finalmente foram realizados testes em laboratório visando reproduzir os resultados obtidos no computador. Estes testes permitiram não só a comprovação da simulação como abriram perspectivas para um avanço deste estudo.

## ÍNDICE

|          |                                                                                     |    |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------|----|
| CAPÍTULO | I - INTRODUÇÃO .....                                                                | 1  |
|          | Referências .....                                                                   | 4  |
| CAPÍTULO | II - LINHAS MCP PARA 60 CANAIS .....                                                | 5  |
|          | II.1 - Introdução .....                                                             | 6  |
|          | II.2 - Linha regenerativa para transmissão via cabos .....                          | 8  |
|          | II.2.1 - Controle de interferência entre símbolos .....                             | 13 |
|          | II.3 - Sistema duobinário modificado para 60 canais .....                           | 17 |
|          | II.3.1 - Canal duobinário modificado .....                                          | 18 |
|          | II.3.2 - Formas de construção e de detecção .....                                   | 19 |
|          | II.3.3 - Repetidor duobinário modificado .....                                      | 23 |
|          | II.4 - Referências .....                                                            | 25 |
| CAPÍTULO | III - SIMULADOR AUTOMÁTICO DE CABO .....                                            | 26 |
|          | III.1 - Introdução .....                                                            | 27 |
|          | III.2 - Equalização variável .....                                                  | 27 |
|          | III.3 - Características do cabo e de simuladores de cabo para transmissão MCP ..... | 30 |
|          | III.4 - Simulador automático de cabo proposto .....                                 | 40 |
|          | III.5 - Um projeto possível: aproximação por assíntotas tangentes a $C(f)$ .....    | 47 |
|          | III.6 - Referências .....                                                           | 52 |
| CAPÍTULO | IV - PROCEDIMENTOS PARA ANÁLISE ATRAVÉS DO COMPUTADOR .....                         | 53 |
|          | IV.1 - Introdução .....                                                             | 54 |
|          | IV.2 - Funções e parâmetros para simulação.....                                     | 54 |

|                                                                         |     |
|-------------------------------------------------------------------------|-----|
| IV.3 - Avaliação do desempenho do simulador de cabo                     | 60  |
| IV.3.1 - Cálculo do diagrama de olho duobinário<br>modificado .....     | 62  |
| IV.4 - Referências .....                                                | 67  |
| <br>CAPÍTULO V - RESULTADOS DA SIMULAÇÃO NO COMPUTADOR .....            | 68  |
| V.1 - Introdução .....                                                  | 69  |
| V.2 - Simulador com pólos independentes .....                           | 69  |
| V.2.1 - Simulador com 1 pólo .....                                      | 69  |
| V.2.2 - Simulador com 2 pólos .....                                     | 71  |
| V.2.3 - Simulador com 3 pólos .....                                     | 73  |
| V.2.4 - Ilustrações e considerações finais .....                        | 76  |
| V.3 - Simulador com pólos relacionados .....                            | 79  |
| V.3.1 - Ilustrações .....                                               | 90  |
| V.3.2 - Considerações finais .....                                      | 94  |
| V.4 - Referências .....                                                 | 108 |
| <br>CAPÍTULO VI - REALIZAÇÕES PRÁTICAS E CONSIDERAÇÕES FINAIS.          | 109 |
| VI.1 - Introdução .....                                                 | 110 |
| VI.2 - Simulador ótimo com 3 pólos .....                                | 112 |
| VI.3 - Simulador com 3 pólos relacionados .....                         | 115 |
| VI.3.1 - Atenuador constante com a frequência .....                     | 118 |
| VI.4 - Desempenho do simulador para atenuações<br>entre 35 e 40dB ..... | 122 |
| <br>ANEXO A - LISTAGENS DOS PROGRAMAS UTILIZADOS .....                  | 125 |

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

No final da década passada e no início desta foram introduzidas nos EUA as linhas MCP de 1a. hierarquia com o dobro da velocidade convencional /1,2/.

O desenvolvimento de tais linhas foi necessário devido à perspectiva, nas grandes cidade americanas, da saturação da capacidade de transmissão dos cabos telefônicos, então ocupados com os sistemas MCP tradicionais, e do esgotamento do espaço disponível nas caixas subterrâneas que acomodam as caixas de repetidores regenerativos.

Estas novas linhas permitem a duplicação da capacidade de transmissão dos cabos saturados através do emprego da técnica de resposta parcial /3,4/ e de uma tecnologia mais sofisticada na construção dos repetidores regenerativos correspondentes.

Como no Brasil existem cidades, como São Paulo, que já apresentam problemas de saturação dos cabos troncos e de espaço disponível nas caixas subterrâneas, houve também interesse no desenvolvimento de tais linhas, as quais apresentam capacidade para a transmissão de 60 canais.

A maior dificuldade no desenvolvimento destas linhas é a construção do repetidor regenerativo correspondente, em virtude da duplicação da taxa de transmissão, o que aumenta a faixa de frequências significativas envolvidas, e também porque as especificações são mais rígidas /5/. No âmbito deste repetidor, um dos problemas mais importantes é a equalização variável, a qual visa compensar variações no comprimento do trecho de cabo que une dois repetidores. Embora este problema também exista nos sistemas tradicionais, nas novas linhas ele adquire dificuldades adicionais em virtude das razões acima.

Este trabalho tem por objetivo estudar um simulador automático da resposta em frequência do cabo para a construção do equalizador variável do repetidor regenerativo das linhas de 60 canais, tendo como base a experiência acumulada no desenvolvimento do repetidor do sistema MCP-30 /6/. Com este estudo pretende-se solidificar e avançar os conhecimentos anteriores.

O Capítulo II deste trabalho apresenta inicialmente os elementos básicos de uma linha regenerativa para transmissão digital via cabo e os critérios de controle de interferência entre símbolos usualmente empregados, com destaque para a técnica de resposta parcial. Em seguida são apresentadas as características principais do sistema de resposta parcial adotado para as linhas de 60 canais.



Os aspectos teóricos da equalização variável, que resultam na necessidade da utilização de um simulador automático do cabo telefônico, são apresentados no Capítulo III. Neste capítulo são também descritas as características principais deste cabo e de aparelhos simuladores de cabo para transmissão MCP. Finalmente é proposto e analisado um tipo de simulador de cabo composto por pólos, cujas posições podem ser variadas automaticamente em função da variação do comprimento do cabo que une dois repetidores.

No Capítulo IV são descritas as funções e parâmetros utilizados por um programa de computador, para definir o número e a posição dos pólos do simulador, tendo por critério de avaliação de desempenho o diagrama de olho resultante.

Os resultados da simulação no computador são apresentados e analisados no Capítulo V. Com esta simulação foi possível estabelecer o número mínimo de pólos necessários e suas posições ótimas em função do comprimento de cabo a ser simulado. A partir destes dados desenvolveram-se vários projetos de simuladores práticos, onde as frequências dos pólos mantêm uma relação constante entre si, independente do comprimento a ser simulado. Para avaliar os efeitos da atuação do simulador de cabo por pólos no sistema, são apresentados diagramas de olho, pulsos equalizados e curvas de erro para os casos mais importantes.

O Capítulo VI apresenta a descrição e os resultados de testes de laboratório com um circuito não-automático que permite reproduzir a atuação do simulador proposto. Estes testes permitiram a comprovação da simulação e abriram perspectivas para um avanço deste estudo através de novas idéias que permitirão ampliar a potencialidade do simulador composto por pólos.

O Anexo A encerra o trabalho apresentando as listagens do programa de computador utilizado, cujas subrotinas foram concebidas pelo Profs. Amauri Lopes e José Geraldo Chiquito e adaptadas ou modificadas por mim para serem utilizadas neste trabalho.

## REFERÊNCIAS

- /1/ D. W. Jurling; A. L. Pachynsky, Jr  
"Duobinary PCM System Doubles Capacity of T1 Facilities"  
IEEE International Conference on Commun., Conference Record,  
pp. 32.3-297; 32.2-301 - Jun/77
  
- /2/ J. A. Lombardi; J. B. Singleton  
"T1D System Overview"  
IEEE National Telecomm. Conference, Conference Record,  
pp. 39.1-1; 39.1-4 - Dez/80
  
- /3/ S. Pasupathy  
"Correlative Coding: A Bandwidth-Efficient Signaling Scheme"  
IEEE Commun. Soc. Magaz. pp 4-11 - Jun/77
  
- /4/ A. Lopes  
"Sistemas de Resposta Parcial na Transmissão de Sinais MCP  
Através de Cabos"  
Tese de Doutorado - Unicamp/FEC - Dez/82
  
- /5/ S. Bonfá; J. G. Chiquito; A. Lopes  
"Especificações, Codificadores e Equalizador para as Linhas  
MCP de 60 canais"  
Relatório Técnico 104 - Unicamp/Telebrás - Mai/83
  
- /6/ J. G. Chiquito  
"Equalização Variável em Repetidores MCP"  
Tese de Doutorado - Unicamp/FEC - Dez/83

CAPÍTULO II

LINHAS MCP PARA 60 CANAIS

## II.1. INTRODUÇÃO

O sistema de transmissão MCP-30, usualmente utilizado para interconexão entre centrais telefônicas, pode ser esquematizado como na Fig.II.1.

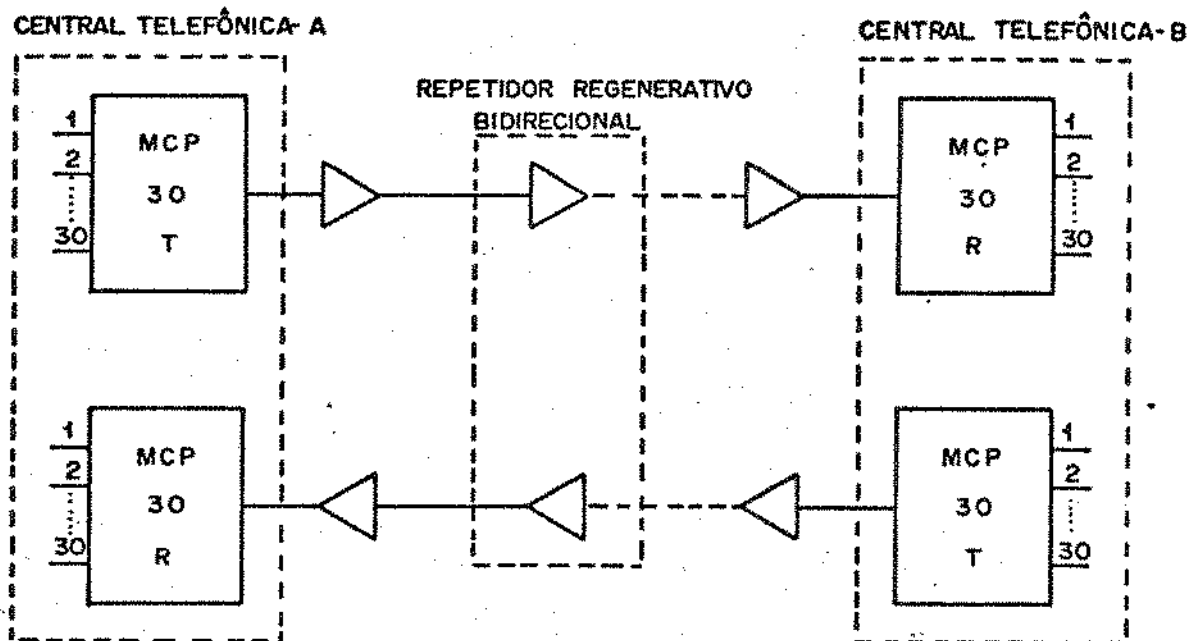


Fig. II.1 - Sistema MCP-30

Basicamente este sistema consiste em amostrar 30 canais de voz da central A, codificar as amostras e multiplexá-las no tempo, gerando um sinal digital de 2,048Mb/s. Este sinal é enviado à central B onde é demultiplexado, decodificado e os 30 canais são reconstituídos. A ligação entre uma central e outra é feita através de uma linha regenerativa composta de cabos multipares intercalados com repetidores regenerativos convenientemente espaçados.

Atualmente estão sendo desenvolvidas no Brasil as linhas MCP para 60 canais que se constituem em um novo tipo de linha MCP de 1ª. hierarquia. Elas apresentam o dobro da velocidade convencional e permitem a duplicação da capacidade de transmissão das linhas regenerativas dos sistemas já existentes.

Esta duplicação de velocidade é conseguida substituindo-se os repetidores antigos ao longo da linha regenerativa e providenciando-se a multiplexagem dos sinais de dois sistemas MCP-30, de modo a gerar um sinal MCP referente a 60 canais.

Além desta aplicação estas linhas representam uma alternativa para a ocupação de novos cabos, pois podem proporcionar uma redução de custos de instalações, implantação e manutenção. A Fig. II.2 mostra um esquema simplificado da transmissão MCP utilizando estas linhas.

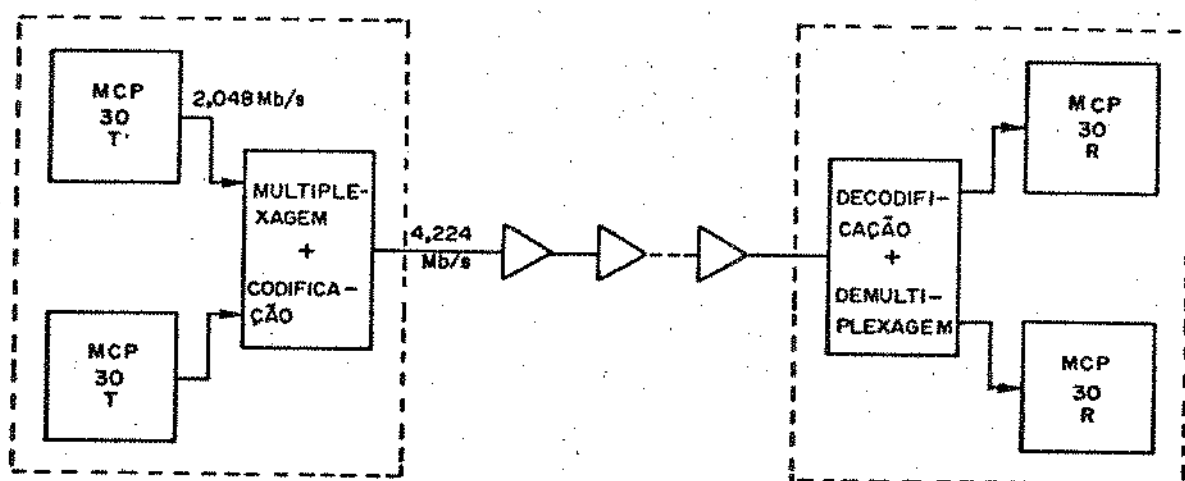


Fig. II.2 - Linha MCP para 60 canais (unidirecional)

Os sinais digitais gerados por dois sistemas MCP-30 da central A são multiplexados transformando-se em um único sinal, o qual sofre uma codificação de linha conveniente e é enviado a central B a uma taxa de 4,224Mb/s através da linha regenerativa. Na central B este sinal é decodificado e demultiplexado em dois sinais digitais convencionais que passam a ser tratados pelo sistema MCP-30 de recepção. Desta forma torna-se possível transportar 60 canais de voz onde se transporta apenas 30 canais. Observe-se que a velocidade deste sistema é maior que o dobro da referente aos sistemas MCP-30, pois se prevê a inserção de símbolos de justificação e sincronismo.

Considerando que o sistema de multiplexagem é mais simples que os já utilizados nos sistemas MCP-30, a maior dificuldade na construção destas linhas é o desenvolvimento do repetidor regenerativo correspondente, uma vez que suas funções e especificações são mais difíceis de serem atingidas que as referentes aos repetidores para 30 canais.

Neste capítulo serão descritos, inicialmente, os elementos básicos de uma linha regenerativa para transmissão via cabos e os critérios de controle de interferência entre símbolos, com destaque para a técnica de resposta parcial. Em seguida serão dadas as características principais do sistema de resposta parcial adotado para as linhas de 60 canais.

## II.2. LINHA REGENERATIVA PARA TRANSMISSÃO VIA CABOS

Uma linha regenerativa para transmissão digital via cabos é composta de trechos de cabos e repetidores regenerativos como esquematizado na Fig. II.3.

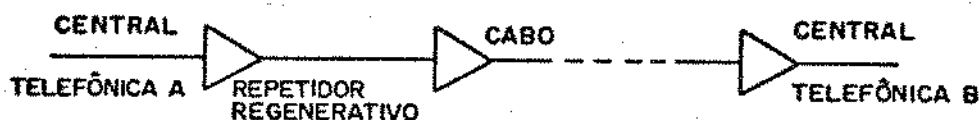


Fig. II.3 - Modelo para a linha regenerativa

Devido à característica passa-baixas da função de transferência do cabo, o trem de pulsos enviado à linha é atenuado e cada pulso sofre uma dispersão no tempo. Esta dispersão provoca interferência entre símbolos, efeito que se acentua à medida que o comprimento do cabo aumenta. Além destas distorções, o sinal ainda é contaminado pelo ruído característico do cabo. Para eliminar o efeito acumulativo destas perturbações, conecta-se um repetidor regenerativo após um trecho de cabo de comprimento apropriado, de modo a permitir a reconstrução do sinal original. A Fig. II.4 mostra um diagrama de blocos simplificado de um repetidor regenerativo.

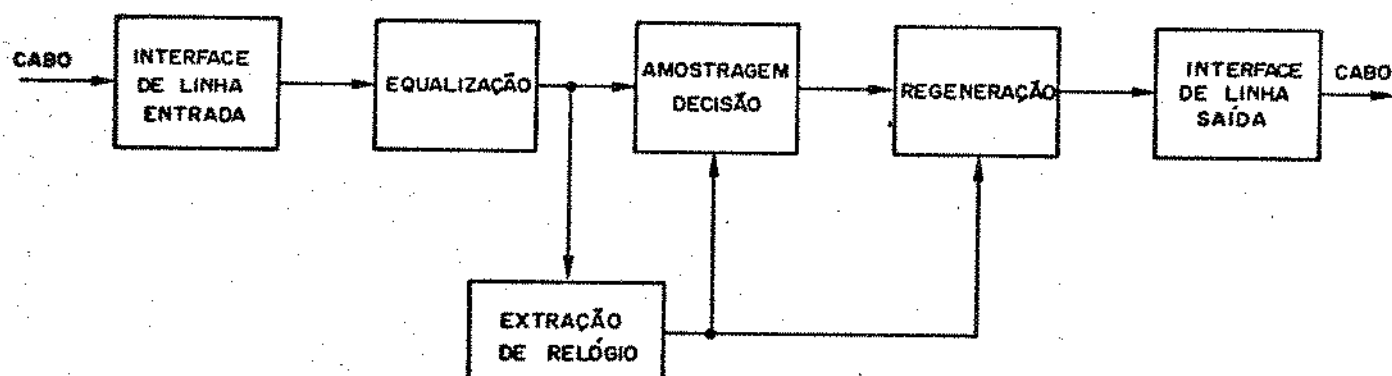


Fig. II.4 - Repetidor Regenerativo

As interfaces de entrada e saída na transmissão via cabo multipar são constituídas de transformadores que fazem a conexão entre os circuitos não balanceados do repetidor e o par de fios balanceado e permitem a tele-alimentação em corrente contínua. O cabo é acoplado através do transformador de entrada a um circuito de equalização que trata o pulso recebido de modo a, simultaneamente, controlar a interferência entre símbolos e restringir o ruído. O circuito de extração de relógio, utilizando o próprio trem de pulsos equalizados, gera um sinal de sincronismo que será usado na amostragem destes pulsos. As amostras são comparadas com limiares pré-estabelecidos de forma a decidir qual o símbolo recebido a cada intervalo de tempo. O circuito regenerador reconstrói o trem de pulsos recebido e o envia através do transformador de saída ao novo trecho de cabo, o qual se liga ao repetidor seguinte e assim sucessivamente até o receptor.

A linha regenerativa pode também ser vista como uma série de seções compostas pelo transmissor de um dado repetidor, pelo trecho de cabo que une dois repetidores e pelos circuitos de recepção, extração de relógio, amostragem e decisão do repetidor seguinte. O modelo que será adotado neste trabalho para representar uma destas seções regenerativas é mostrado na Fig. II.5. /1/

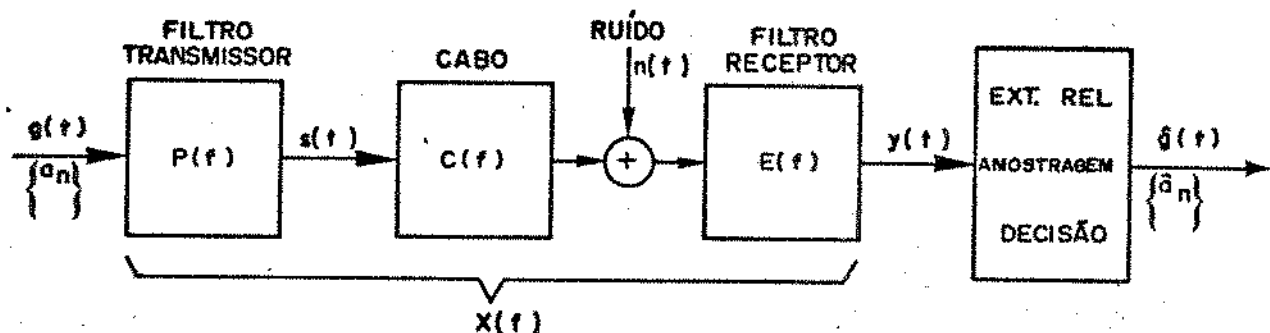


Fig. II.5 - Modelo para uma seção regenerativa

Neste modelo os pulsos a serem transmitidos são conformados por  $P(f)$ , cujo sinal de entrada é representado por uma sequência de impulsos:

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t-nT) \quad (\text{II.1})$$

onde:

$a_n$  - representa a mensagem digital a ser transmitida

$T$  - intervalo de tempo destinado a cada símbolo

O sinal na saída de  $P(f)$  se torna:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n p(t-nT) \quad (\text{II.2})$$

onde a forma do pulso  $p(t)$  é considerada sempre retangular com amplitude unitária e largura  $\tau$ , onde  $\tau$  assume, em geral, valores  $T$  ou  $T/2$ . Logo, o espectro em frequências  $P(f)$  será dado por:

$$P(f) = \frac{\text{sen}(\pi f \tau)}{f \pi} \quad (\text{II.3})$$

A função de transferência do trecho de cabo que une dois repetidores é representada por  $C(f)$ .

A tensão do ruído característico do cabo é representada por  $n(t)$ . Este ruído é sempre aditivo e se supõe que penetra no sistema na entrada de cada repetidor.

O filtro receptor  $E(f)$  representa o equalizador do



repetidor seguinte, o qual conforma os pulsos recebidos convenientemente levando em conta os efeitos do ruído e da interferência entre símbolos.

Será útil nas análises posteriores a idéia de canal de transmissão, nome dado neste trabalho ao conjunto composto pelo pulso transmitido, trecho de cabo e equalizador. A representação deste canal é mostrada na Fig.II.6 e sua resposta em frequência é dada por:

$$X(f) = P(f)C(f)E(f) \quad (\text{II.4})$$

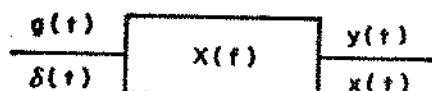


Fig. II.6. Modelo para o canal de transmissão

Como  $g(t)$  é composto de impulsos, a forma espectral dos pulsos equalizados à saída do equalizador é também  $X(f)$ , de modo que a resposta impulsiva  $x(t)$  do canal é igualmente a forma temporal destes pulsos. Com isto, o sinal  $y(t)$  na saída de  $E(f)$  é dado por:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) + ne(t) \quad (\text{II.5})$$

onde:

$ne(t)$  - tensão do ruído filtrado

O sinal  $y(t)$  é utilizado então pelo circuito de amostragem para fornecer as amplitudes necessárias ao processo de decisão, de modo a gerar a sequência de símbolos  $\hat{a}_n$ . Esta sequência é uma estimativa da sequência  $a_n$  transmitida e forma o sinal  $\hat{g}(t)$  tal que:

$$\hat{g}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{a}_n \delta(t-nT) \quad (\text{II.6})$$

Este sinal é enviado ao circuito regenerador que está associado neste modelo ao filtro transmissor  $P(f)$  da próxima seção regenerativa.

Como já evidenciado, o equalizador  $E(f)$  deve conformar os pulsos recebidos contaminados por ruído e interferência entre símbolos de modo a permitir que o sinal original seja reconstruído.

O ruído que contamina o sinal transmitido depende do tipo de cabo utilizado na conexão entre repetidores. No cabo telefônico, o ruído predominante é o de diafonia que é o resultado da interferência de um sinal transmitido através de um par sobre outros pares dentro do mesmo cabo. Esta interferência, que cresce com a frequência, é consequência dos acoplamentos eletromagnéticos aleatórios entre os pares provocados pelos desbalanceamentos capacitivos e indutivos existentes entre eles. Existe ainda o ruído térmico e o de chaveamento proveniente das centrais telefônicas. O ruído térmico é desprezível comparado com a diafonia e o de chaveamento ocorre nas proximidades das centrais e pode ser reduzido diminuindo-se o espaçamento dos repetidores adjacentes.

Quando se supõe apenas interferência entre sinais MCP dentro do mesmo cabo, dois tipos de acoplamentos de diafonia devem ser considerados: a telediafonia e a paradiafonia. O primeiro ocorre entre sistemas que transmitem no mesmo sentido, em geral sinais de mesma amplitude, e é significativo ao longo de toda a distância entre repetidores. O segundo se dá entre sistemas que transmitem em sentidos opostos de tal forma que os sinais à saída dos repetidores de um dado sentido interferem nos sinais de baixa amplitude que chegam nos repetidores do sentido oposto. Este acoplamento se dá principalmente nos primeiros 300 metros que antecedem a entrada do repetidor interferido.

O fenômeno da interferência entre símbolos (IES) é causado pela transmissão do sinal digital através de um meio de faixa não plana. Ao atravessar um cabo telefônico o pulso sofre uma atenuação e um alargamento no tempo ultrapassando o intervalo de tempo destinado a ele e interferindo nos intervalos seguintes. Considerando então um trem de pulsos e um dado intervalo de tempo, a amplitude do pulso associado a este intervalo, em qualquer instante de tempo, estará acrescida da somatória das interferências provocadas pelos pulsos adjacentes.

Uma primeira idéia para contornar o problema da IES seria fazer com que o equalizador  $E(f)$  tivesse um ganho crescente com a frequência de modo a compensar a não planeza de faixa do cabo. Este tipo de equalização, além dos problemas de realizabilidade prática, permitiria uma maior penetração de ruído no receptor devido ao aumento de faixa do sistema. Por outro lado, para diminuir a penetração do ruído é necessário que a resposta de  $E(f)$  tenha um corte nas altas, o que produzirá IES. Existe, portanto, um conflito a ser resolvido entre a necessidade de evitar a interferência entre símbolos e a de restringir a penetração de ruído. Entretanto, como na transmissão digital o importante não é a forma do sinal mas a informação contida nele, é suficiente controlar a IES de tal maneira que ainda seja

possível detetar, a cada intervalo de tempo, se a amplitude recebida está acima ou abaixo de um certo limiar. Como o processo de decisão utilizado nos repetidores regenerativos consiste em amostrar o trem de pulsos equalizados em instantes de tempo regularmente espaçados e utilizar estas amostras para então decidir sobre cada símbolo transmitido, basta controlar a IES nestes instantes de amostragem (IA). Isto permitirá a utilização de um equalizador com corte nas altas restringindo consequentemente a penetração de ruído no sistema.

Uma vez que a forma do pulso transmitido é fixada e a função de transferência do cabo é suposta conhecida, o equalizador deve ser projetado de modo a que se obtenha formas de  $X(f)$  que permitam que este objetivo seja alcançado.

### II.2.1. CONTROLE DE INTERFERÊNCIA ENTRE SÍMBOLOS

Dois tipos de controle de IES serão abordados aqui: o critério de Nyquist e a técnica de resposta parcial. Ambos determinam as características principais que  $X(f)$  deve ter para que a IES nos instantes de amostragem seja controlada.

#### Critério de Nyquist

Este critério estabelece quais as condições que  $X(f)$  deve satisfazer de modo que a IES seja nula nos instantes de amostragem. Um pulso obedecendo a esta condição é tal que suas amostras são nulas com exceção da correspondente a  $t=0$ :

$$x(t) = \begin{cases} x(0) = x_0 \neq 0 \\ x(nT) = 0 \quad ; n \neq 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

No domínio da frequência esta condição se torna:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f-n/T) = x_0 T \quad (\text{II.8})$$

Como esta somatória é uma função periódica em  $f$  com período  $1/T$ , é suficiente que ela seja constante para  $|f| \leq 1/2T$  para satisfazer o critério.

É fácil perceber que esta condição exige que  $X(f)$  apresente faixa de frequências com largura de, pelo menos,  $1/2T$ . Existe apenas uma característica com faixa mínima que obedece ao critério: um filtro passa-baixas ideal com faixa até  $1/2T$ . Esta característica, chamada filtro ou canal ideal de Nyquist  $X_1(f)$ , e

o pulso associado  $x_i(t)$  podem ser vistos na Fig II.7, onde se considerou, sem perda de generalidade, unitária a amplitude do pulso em  $t=0$ . A resposta  $X_i(f)$  é dada por:

$$X_i(f) = \begin{cases} T & ; |f| < 1/2T \\ 0 & ; |f| > 1/2T \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

e a forma temporal  $x_i(t)$  associada fica:

$$x_i(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi t/T} \quad (\text{II.10})$$

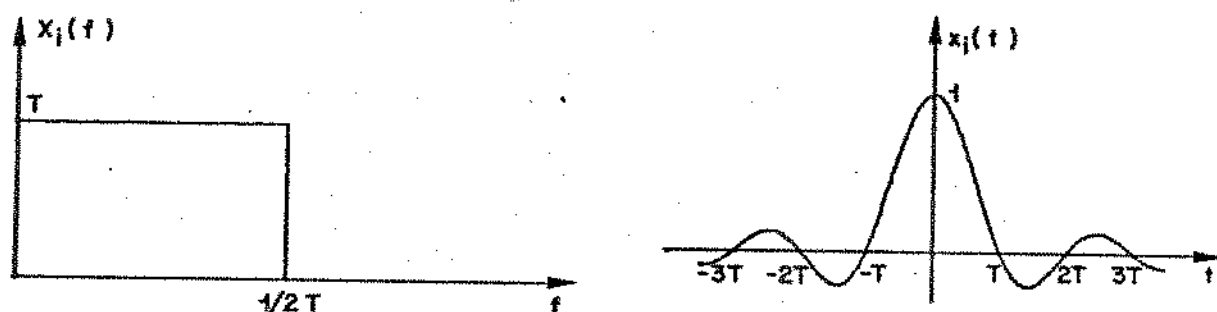


Fig. II.7 - Filtro e pulso ideal de Nyquist

Observa-se que  $x_i(t)$  cruza o eixo do zero em  $t=\pm T, \pm 2T, \dots$  e em  $t=0$  apresenta seu valor máximo. É possível, portanto, transmitir  $1/T$  símbolos/s através do canal  $X_i(f)$  sem que ocorra IES nos IA. Entretanto, para que o critério seja satisfeito, esta é a máxima taxa que pode ser transmitida através deste canal. Portanto, pode-se dizer que segundo o critério de Nyquist a faixa mínima necessária para a transmissão de  $1/T$  símbolos/s é  $1/2T$  com um canal igual a  $X_i(f)$ .

Este caso ideal não tem utilidade prática pois  $X_i(f)$  é irrealizável segundo o critério de Paley-Wiener/2/ por apresentar espectro de frequências limitado. Além disto, devido a descontinuidade apresentada por esta característica, o pulso  $x_i(t)$  decai muito lentamente com o tempo, provocando uma interferência significativa sobre um número excessivo de intervalos de tempo adjacentes. Como consequência, o sistema se torna intolerante a erros na posição em que se realiza a amostragem para a decisão sobre os símbolos recebidos. Uma aproximação realizável desta característica é de difícil

implementação devido ao corte abrupto de seu espectro. Deve-se procurar então espectros mais suaves que  $X_i(f)$ , de modo que suas caudas caiam mais rapidamente que as de  $x_i(t)$ .

Existem várias formas de  $X(f)$  que satisfazem esta condição mas todas apresentam faixa de frequências maior que  $1/2T$ . As mais importantes são aquelas com faixa de frequências entre  $1/2T$  e  $1/T$ . Dentre elas a mais utilizada na prática é a forma espectral pertencente à família de filtros de Nyquist denominada cosseno levantado. Este tipo de filtro e sua resposta temporal são mostrados na Fig. II.8., onde o parâmetro  $\alpha$  ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ) é a medida do excesso de faixa em relação a  $1/2T$ . A expressão para o espectro cosseno levantado é dada por:

$$X(f) = \begin{cases} T & ; 0 \leq |fT| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ 0,5T(1 - \text{sen}(\pi(|fT| - 0,5)/\alpha)) & ; \frac{1-\alpha}{2} \leq |fT| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0 & ; |fT| \geq \frac{1+\alpha}{2} \end{cases}$$

(II.11)

e a forma temporal  $x(t)$  associada fica:

$$x(t) = \frac{\text{sinc}(t/T) \cos(\pi \alpha t/T)}{1 - (2\alpha t/T)^2}$$

(II.12)

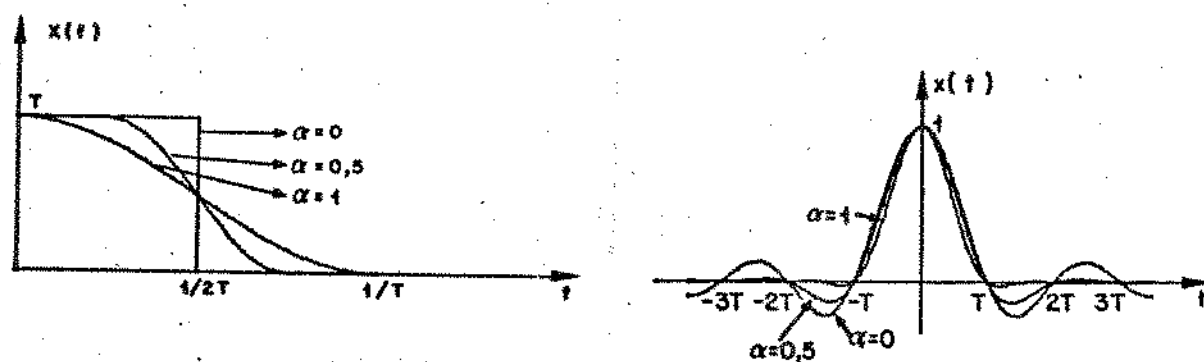


Fig. II.8 - Espectro e pulso cosseno levantado para vários  $\alpha$

Esta característica é bastante utilizada pois, em geral, permite que se atinja o compromisso desejado entre a contenção do ruído inerente ao meio de transmissão, sensibilidade do sistema às possíveis variações na posição de amostragem e a facilidade de tratamento analítico. Entretanto, este tipo de característica, pela mesma razão que  $X_1(f)$ , é irrealizável e o que se faz na prática é tentar conseguir uma aproximação realizável dela.

Os sistemas MCP-30 utilizam uma aproximação realizável da característica cosseno levantado com  $\alpha=1$ , conseguindo com isto transmitir 2,048Mb/s numa faixa de igual valor em Hz.

### Técnica de Resposta Parcial

Desenvolvida por Lender /3/, esta técnica, em contraste com o critério de Nyquist, emprega formas de  $X(f)$  que permitem uma IES restrita e conhecida nos IA. Esta IES é controlada uma vez que é provocada por poucos interferentes situados em intervalos de tempo anteriores ao interferido, sendo sempre possível descontá-la antes da decisão sobre a mensagem recebida.

As diversas possibilidades de canais de transmissão utilizando esta técnica podem ser representadas através do esquema da Fig. II.9. /4,5/

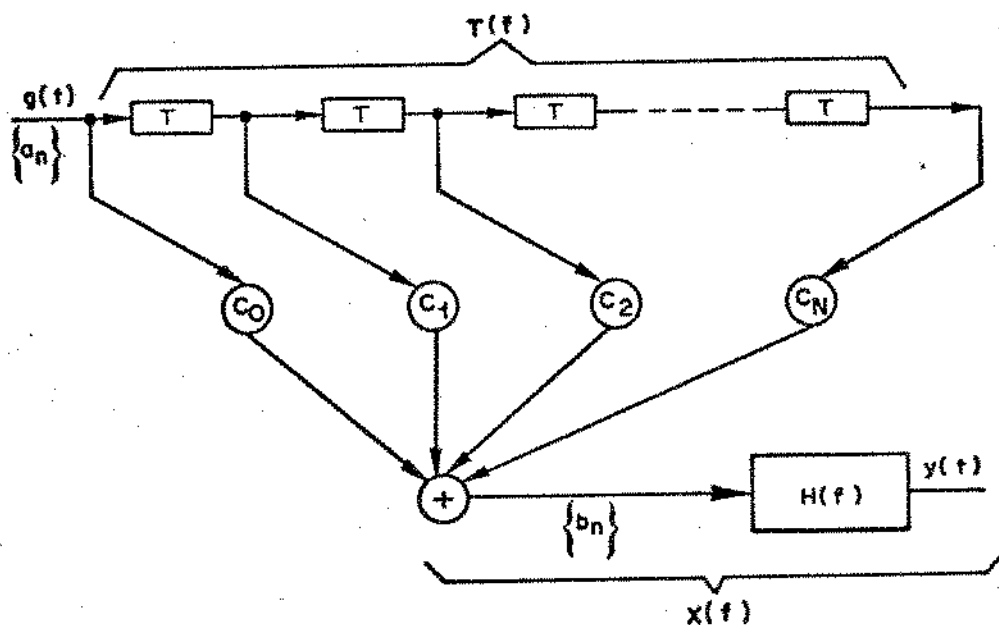


Fig. II.9 - Modelo do canal de sistemas de resposta parcial

Os atrasadores, os multiplicadores com coeficientes  $c_n$  e o somador formam um filtro transversal  $T(f)$ . A função deste filtro é introduzir a IES controlada fazendo com que o pulso  $x(t)$ , associado ao espectro  $X(f)$ , seja o resultado da composição de  $N$  pulsos de Nyquist atrasados entre si de  $T$  segundos e com amplitudes dadas pelos respectivos coeficientes  $c_n$ .  $H(f)$  representa a função de transferência de um filtro de Nyquist, em geral do tipo cosseno-levantado com pequeno excesso de faixa, de modo a maximizar a taxa de bits na faixa de frequências disponível. Note-se que agora  $X(f)$  é o conjunto de um filtro de Nyquist com um filtro transversal.

Variando-se convenientemente as combinações de valores para os coeficientes  $c_n$ , obtém-se os diversos tipos de formas para  $X(f)$ . Por exemplo, se  $c_0 = c_1 = 1$  e  $c_i = 0$ ,  $i \neq 0,1$ , tem-se o exemplar duobinário. Quando  $c_0 = 1 = -c_2$  e  $c_i = 0$ ,  $i \neq 0,2$ , tem-se o exemplar duobinário modificado. E, finalmente, quando  $c_0 = 1$  e  $c_i = 0$ ,  $i \neq 0$ , tem-se o espectro de um pulso de Nyquist, o que permite encarar o critério de Nyquist como um caso particular dos sistemas de resposta parcial.

A técnica de resposta parcial oferece formas para  $X(f)$  que apresentam espectros suaves mesmo quando  $H(f)$  é o filtro ideal de Nyquist. Esta possibilidade decorre da presença da IES controlada e faz com que esta técnica seja mais atraente que o critério de Nyquist quando se deseja construir canais com a faixa mínima ou pequenos excessos de faixa.

As linhas MCP de 60 canais utilizam esta técnica visando conseguir um melhor aproveitamento da faixa de frequências utilizada nos sistemas convencionais. Com o seu emprego torna-se possível duplicar a taxa de símbolos transmitida utilizando-se uma faixa muito próxima da empregada naqueles sistemas. A próxima seção descreve as características principais do tipo particular de resposta parcial utilizado nestas linhas.

### II.3. SISTEMA DUOBINÁRIO MODIFICADO PARA 60 CANAIS

Dentre os dois exemplares de resposta parcial possíveis de serem usados para as linha MCP de 60 canais - o duobinário e o duobinário modificado - preferiu-se inicialmente nas linhas em desenvolvimento no Brasil, a utilização deste último devido a sua simplicidade comparada com o duobinário. Embora este apresente melhor desempenho /5/, possui alto conteúdo de energia nas baixas frequências, o que exigiria a utilização de alguma técnica de compensação das perdas nestas frequências, tornando o sistema mais complexo. Estas perdas aparecem devido à presença de

transformadores nos repetidores e de acoplamentos capacitivos nos circuitos de equalização. A descrição das diversas particularidades do sistema adotado é dada a seguir.

### II.3.1. CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO

O canal de transmissão associado ao sistema duobinário modificado, que pode ser representado pelo esquema da Fig. II.10, é um caso particular do canal visto na Fig. II.9 para  $c_0 = -c_2 = 1$  e  $c_1 = 0$  para  $i \neq 0$  e  $2$ .

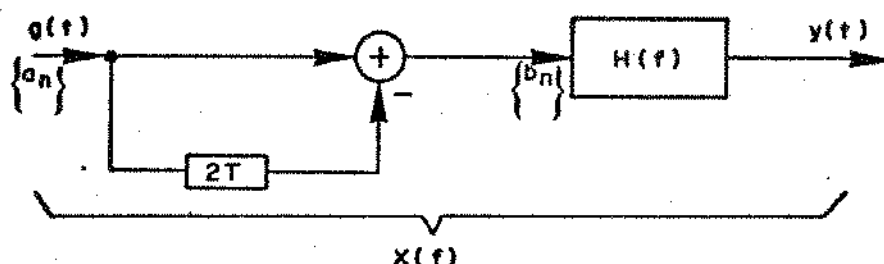


Fig. II.10 - Modelo para o canal duobinário modificado

onde:

$\{a_n\}$  - sequência de símbolos, obedecendo ao código unipolar, que representa a mensagem digital a ser transmitida

$g(t)$  - sinal de entrada

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t-nT) \quad (\text{II.13})$$

$T(f)$  - função de transferência do filtro transversal que representa a interferência negativa do penúltimo símbolo transmitido,

$$T(f) = 1 - \exp(-j4\pi fT) \quad (\text{II.14})$$

$\{b_n\}$  - símbolos que contêm a interferência controlada típica deste exemplar,

$$b_n = a_n - a_{n-2} \quad (\text{II.15})$$

$H(f)$  - filtro de Nyquist



$y(t)$  - sinal na saída do canal

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) \quad (\text{II.16})$$

ou

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n h(t-nT) \quad (\text{II.17})$$

A resposta em frequência deste canal é dada por:

$$X(f) = T(f)H(f) = 2j \exp(-j2\pi fT) \sin(2\pi fT) H(f) \quad (\text{II.18})$$

e a forma temporal pode ser escrita como:

$$x(t) = h(t) - h(t-2T) \quad (\text{II.19})$$

A Fig. II.11 mostra o espectro  $X(f)$  e o pulso equalizado  $x(t)$  quando  $H(f)$  é o filtro ideal de Nyquist.

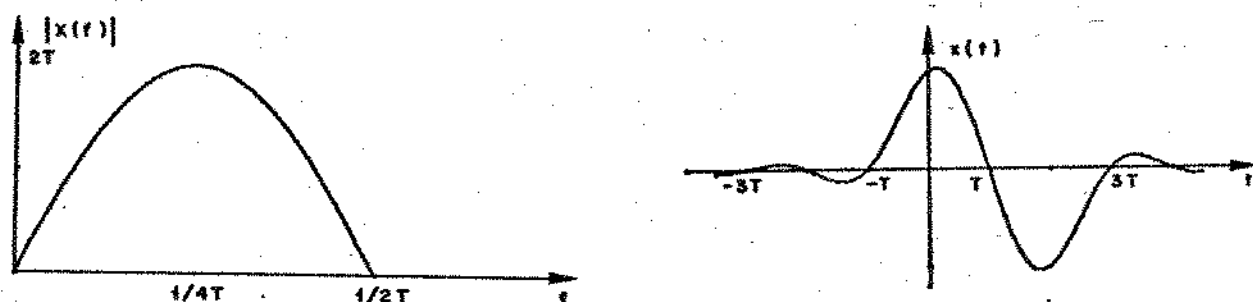


Fig. II.11 - Espectro e pulso equalizado duobinário modificado

### II.3.2 FORMAS DE CONSTRUÇÃO DO CANAL E DE DETECÇÃO

Pode-se implementar o canal duobinário modificado, bem como o de qualquer exemplar de resposta parcial, utilizando duas formas de conformação distintas:

#### Conformação Analógica

O conjunto  $P(f)C(f)E(f)$  conforma todo o canal dado pelo esquema da Fig. II.10. Isto exige que em cada repetidor se

recuperem os símbolos  $a_n$  para se gerar o sinal apropriado que deve ser transmitido através da próxima seção. Assim,

$$X(f) = T(f)H(f) = P(f)C(f)E(f) \quad (\text{II.20})$$

### Conformação Digital

O filtro transversal  $T(f)$  é contruído separadamente no terminal transmissor e resta a  $P(f)C(f)E(f)$  conformar o filtro de Nyquist  $H(f)$  de modo que:

$$H(f) = P(f)C(f)E(f) \quad (\text{II.21})$$

$$X(f) = T(f)P(f)C(f)E(f) \quad (\text{II.22})$$

Com este tipo de construção exige-se a recuperação dos símbolos  $a_n$  apenas uma única vez no terminal receptor. O filtro  $T(f)$  atua como um codificador de linha e as seções regenerativas operam segundo o critério de Nyquist. O sistema utilizando esta conformação se comporta de maneira análoga aos sistemas convencionais com um código de linha particular.

Este foi o tipo de conformação escolhido para o sistema duobinário modificado para 60 canais devido a sua simplicidade, uma vez que em termos de desempenho frente ao ruído de diafonia, as duas conformações se equivalem. /5/

Resta analisar como fazer a detecção dos símbolos  $\hat{a}_n$  na recepção a partir dos símbolos  $\hat{b}_n$ , decididos após a amostragem de  $y(t)$ . Como foi mostrado em /4,5/, há duas alternativas para fazer esta detecção:

### Decisão Realimentada

Realiza um processo inverso àquele expresso por (II.15). Armazena os  $a_n$  decididos anteriormente e desconta sua influência de modo a obter  $\hat{a}_n$ , como mostra o esquema da Fig. II.12.

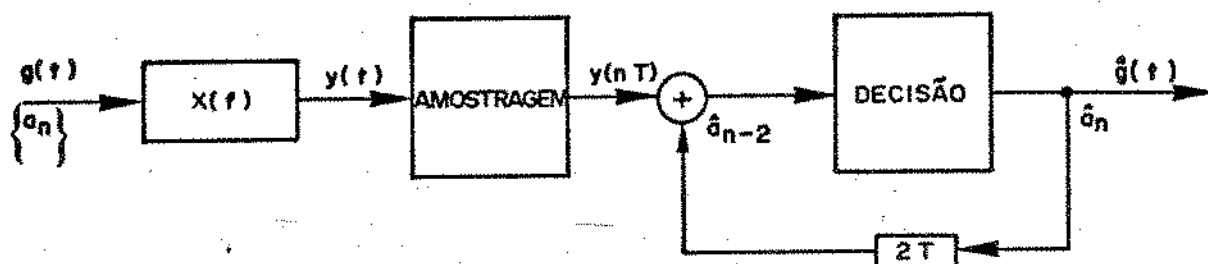


Fig. II.12 - Esquema de decisão realimentada

Com isto, supondo-se a ausência de ruído,  $\hat{a}_n$  será dado por:

$$\hat{a}_n = y(nT) + \hat{a}_{n-2} \quad (\text{II.23})$$

Neste esquema a decisão se dá com base em dois níveis pois  $\hat{a}_n$  só pode ter valores 0 ou 1. Entretanto, tem a desvantagem da tendência a propagação de erros, pois uma decisão correta do dígito  $\hat{a}_n$  depende da correta decisão do símbolo  $\hat{a}_{n-2}$ .

### Pré-codificação

Realiza o desconto do símbolo interferente antes mesmo do sinal ser enviado à linha conforme esquema da Fig. II.13.

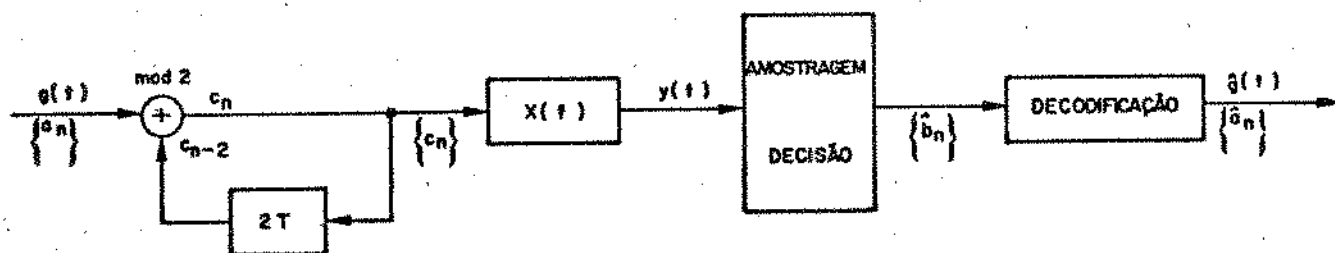


Fig. II.13 - Esquema de pré codificação

Desta forma,

$$c_n = a_n \oplus c_{n-2} \quad (\text{II.24})$$

os  $c_n$  assim obtidos, após passarem pelo canal  $X(f)$ , geram os símbolos  $b_n$  dados por:

$$b_n = c_n - c_{n-2} \quad (\text{II.25})$$

Torna-se simples, assim, obter os  $\hat{a}_n$  através dos  $\hat{b}_n$  decididos a partir das amostras retiradas do sinal de saída  $y(t)$ , como ilustrado na tabela abaixo:

| $a_n$ | $c_n$                | $b_n$   | $\hat{b}_n$ | $\hat{a}_n$ |
|-------|----------------------|---------|-------------|-------------|
| 0     | $c_{n-2}$            | 0       | 0           | 0           |
| 1     | $\overline{c_{n-2}}$ | $\pm 1$ | $\pm 1$     | 1           |

Retificando-se em onda completa a sequência  $\hat{b}_n$  obtém-se a sequência  $\hat{a}_n$ . A pré-codificação elimina a tendência a propagação de erro, mas a decisão se dá em três níveis, pois  $\hat{b}_n$  pode ter valores 0, 1 ou -1.

Os dois esquemas de detecção podem ser usados em qualquer dos modos de conformação do canal. Como demonstrado em /5/, suas vantagens e desvantagens tendem a se contrabalançar tornando os desempenhos equivalentes para os dois esquemas.

Optou-se para esta aplicação pelo esquema de pré-codificação devido a vantagem de não propagação de erro, pois na prática podem ocorrer sequências especiais de símbolos em que um problema deste tipo comprometeria o desempenho do sistema. O esquema completo do canal com conformação digital e pré-codificação pode ser visto na Fig. II.14.

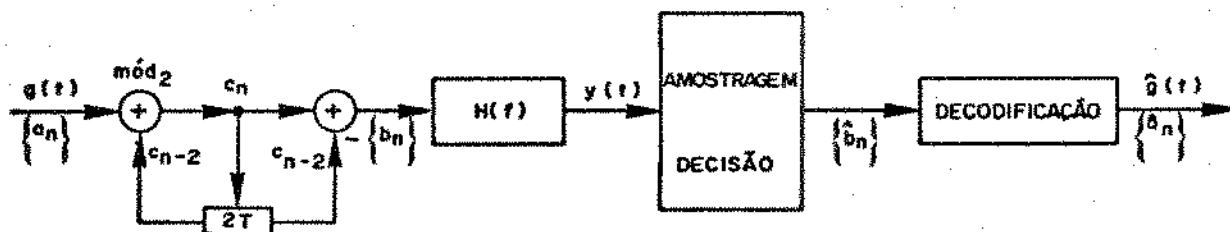


Fig. II.14 - Modelo do canal duobinário modificado adotado

### II.3.3. REPETIDOR DUOBINÁRIO MODIFICADO

Este repetidor é, em linhas gerais, igual ao dos sistemas convencionais só que com algumas dificuldades adicionais. Não só pelo fato de se dobrar a velocidade de transmissão, o que aumenta a faixa de frequências significativas, envolvendo regiões onde se acentuam a atenuação do cabo e a penetração de ruído, mas também porque as especificações a serem atendidas são mais exigentes.

Serão dadas a seguir as especificações mais importantes no projeto deste repetidor /6/:

A velocidade de transmissão foi estabelecida em 4,224Mb/s, equivalendo a dois canais de 2,112Mb/s já com bits de justificação e sincronismo. Esta velocidade foi escolhida por já ser utilizada nos sistemas multiplex existentes de 120 canais.

Os pulsos de transmissão tem 100 % de fator de ocupação ( $\tau = T$ ), o que corresponde ao dobro do utilizado nos sistemas convencionais, pois assim os espectros de potência na entrada do cabo associados aos dois sistemas ficam idênticos. Esta similaridade assegura uma certa compatibilidade com os sistemas já existentes, pois produzirá as mesmas características de interferências para qualquer outro par ou sistema operando no mesmo cabo.

O espaçamento máximo entre repetidores é o mesmo das linhas tradicionais e equivale a 2Km quando se utiliza cabo com calibre 22 AWG com isolação de papel. Isto corresponde a uma atenuação de 40dB em 1,024MHz ou 56dB em 2,112MHz.

O filtro de Nyquist  $H(f)$  é uma aproximação realizável do cosseno levantado com excesso de faixa de 30%, que corresponde ao valor que fornece o melhor compromisso quando se deseja o desempenho máximo do ponto de vista de ruído, como demonstrado em /5/. Com isto a faixa de frequências significativas do espectro do pulso equalizado é aproximadamente 2,7MHz.

A utilização de um excesso de faixa pequeno torna o projeto deste repetidor mais complexo que aquele realizado no sistema MCP-30. À medida que o excesso de faixa decresce, o decaimento do espectro de amplitude de  $H(f)$  se torna mais agudo, obrigando o equalizador a apresentar corte em frequência mais abrupto. Em adição, a sensibilidade do sistema em relação à erros na conformação de  $H(f)$  cresce. Esta sensibilidade torna, ainda, indispensável o uso de um equalizador de fase, e uma maior

precisão na conformação do pulso de transmissão. Paralelamente, o decréscimo do excesso de faixa produz níveis crescentes de interferência entre símbolos ao redor dos instantes ótimos de amostragem, o que torna o processo de extração do sinal de relógio mais complexo. Além disto, esta interferência crescente exige que a fase do sinal de relógio seja mais estável.

Um problema adicional ainda não discutido e que deve ser levado em conta no projeto do equalizador, se refere às alterações da resposta do trecho de cabo que une dois repetidores devido a variações no seu comprimento, no calibre dos fios e eventuais alterações de temperatura. Estas variações também devem ser compensadas pelo equalizador  $E(f)$ . Este será o assunto a ser discutido no próximo capítulo.

#### II.4. REFERÊNCIAS

- /1/ R. W. Lucky; J. Salz; E. J. Weldon, Jr  
"Principles of Data Communication"  
McGraw-Hill. Book Co - 1968
- /2/ J.G Chiquito; A. Lopes; H. Waldman  
"Relações entre Amplitude e Fase para Sistemas Lineares Realizáveis"  
Relatório Técnico 83 - Unicamp/Telebrás - Jun/81
- /3/ A. Lender  
"The Duobinary Technique for High-Speed Data Transmission"  
IEEE Trans. Commun. Electron; vol 82, pp 214-218 - Mai/63
- /4/ S. Pasupathy  
"Correlative Coding: A Bandwidth-Efficient Signaling Scheme"  
IEEE Commun. Soc. Magaz. pp 4-11 - Jun/77
- /5/ A. Lopes  
"Sistemas de Resposta Parcial na Transmissão de Sinais MCP Através de Cabos"  
Tese de Doutorado - Unicamp/FEC - Dez/82
- /6/ J.G. Chiquito; S. Bonfá; A. Lopes  
"Especificações Gerais, Codificadores e Equalizador para as Linhas MCP de 60 Canais"  
Relatório Técnico 104 - Unicamp/Telebrás - Mai/83

CAPÍTULO III

SIMULADOR AUTOMÁTICO DE CABO



### III.1. INTRODUÇÃO

Em toda análise feita no capítulo anterior assumiu-se que a resposta do cabo que une dois repetidores é conhecida e fixa. Como a forma do pulso equalizado e do pulso de transmissão são estabelecidas a priori, o equalizador apresenta também uma característica fixa. Entretanto, embora a resposta do cabo seja conhecida na faixa de frequências de interesse para a transmissão MCP, ela é um função do comprimento de cabo utilizado em cada seção regenerativa. De fato, o comprimento máximo permitido para cada seção é especificado, mas o comprimento efetivo pode variar em função da localização das caixas repetidoras. Além disto, outras variações podem ocorrer na resposta do cabo, mesmo que o comprimento de cada seção seja fixo, em função do diâmetro do condutor utilizado ou mesmo de alterações climáticas sobretudo de temperatura. Estas variações podem ser traduzidas como variações no comprimento elétrico do cabo. Aumentar o calibre dos condutores, por exemplo, diminui suas perdas, equivalendo a uma diminuição no comprimento do cabo. Já um aumento de temperatura produz um aumento da resistividade dos condutores equivalendo, portanto, a um aumento do comprimento do cabo.

Estas variações devem ser compensadas pois o canal de transmissão deve ter a característica  $X(f)$  estabelecida pelo controle de IES e variações na resposta do cabo implicam em variações indesejáveis em  $X(f)$ . Modernamente estas compensações são feitas através de equalizadores variáveis, isto é, equalizadores que se adaptam às alterações de sinal devido a variações no comprimento do cabo.

### III.2. EQUALIZAÇÃO VARIÁVEL /1/

Reescrevendo a equação (II.4) para determinar a curva de equalização e colocando agora a resposta do cabo em função de seu comprimento  $l$ , obtém-se:

$$E(f, l) = \frac{X(f)}{P(f)C(f; l)} \quad (\text{III.1})$$

Como já destacado,  $P(f)$  não depende de  $l$  pois é fixado pelo filtro transmissor. O mesmo acontece com  $X(f)$ , que tem sua forma definida pelo critério de IES adotado.

Pode-se escrever (III.1) em função da atenuação  $Att$  introduzida pelo trecho de cabo medida numa certa frequência, em

geral 1/2T(1,024MHz no sistema MCP-30 e 2,112MHz no sistema duobinário modificado). Esta forma é preferível porque o comprimento l sozinho não é suficiente para caracterizar o cabo; é necessário conhecer também o raio dos condutores, sua separação, a resistividade, etc., enquanto que a atenuação sintetiza todos estes fatores de forma inequívoca. Assim, segue que:

$$E(f, ATt) = \frac{X(f)}{P(f)C(f; ATt)} \quad (III.2)$$

É necessário então construir um equalizador onde aqueles elementos que determinam a forma da curva de equalização sejam variáveis em função da atenuação ATt. Do ponto de vista prático é interessante encontrar um método em que o número de elementos variáveis seja o menor possível e com leis de variação simples. Sendo ATmax o máximo valor que ATt pode assumir, pode-se escrever (III.2) como segue:

$$E(f; ATt) = \frac{X(f) \quad C(f; ATmax)}{P(f)C(f; ATmax) C(f; ATt)} \quad (III.3)$$

mas por (III.2):

$$\frac{X(f)}{P(f)C(f; ATmax)} = E(f; ATmax) \quad (III.4)$$

e, como ficará claro mais adiante, a característica exponencial de C(f) permite escrever:

$$\frac{C(f; ATmax)}{C(f; ATt)} = C(f; ATmax - ATt) \quad (III.5)$$

Substituindo (III.4) e (III.5) em (III.3), obtém-se:

$$E(f; ATt) = E(f; ATmax)C(f; ATmax - ATt) \quad (III.6)$$

Com esta equação pode-se perceber que para construir um equalizador variável seguindo esta filosofia, basta colocar em cascata um equalizador fixo projetado para a situação de máxima atenuação do cabo e um circuito que reproduza a resposta do cabo para uma atenuação igual à diferença entre a máxima permitida e a do trecho de cabo utilizado, ou seja, um simulador de cabo.

O objetivo principal na construção deste simulador é

que sua resposta mais a do trecho de cabo utilizado reproduza sempre, à entrada do equalizador fixo, uma característica em frequência invariante com a atenuação introduzida por este trecho de cabo e igual a resposta de um cabo com atenuação máxima. Se a simulação da resposta  $C(f; AT_{\max} - AT_t)$  for perfeita,  $X(f)$  será invariável com a atenuação  $AT_t$ .

É possível escrever expressões semelhantes a (III.6) em termos de uma atenuação intermediária qualquer  $AT_i$ , ao invés de  $AT_{\max}$ . Neste caso,  $C(f; AT_i - AT_t)$  representa a resposta de um trecho de cabo quando  $AT_i > AT_t$ , mas representa o inverso desta resposta quando  $AT_t > AT_i$ .

Tal procedimento é viável em termo práticos e existem repetidores comerciais que o adotam, utilizando, na implementação, o circuito equalizador variável de Bode /1,2,3/. Entretanto, os repetidores MCP-30 nacionais utilizam a idéia inicial, com um equalizador fixo projetado para a atenuação  $AT_{\max}$  e um simulador de cabo com resposta variável. A experiência adquirida e o sucesso alcançado neste desenvolvimento levaram a adoção da mesma solução para o Repetidor Duobinário Modificado, o que implica que este será o esquema enfocado neste trabalho.

É muito interessante, uma vez adotada esta solução para a equalização, que a simulação da resposta do cabo seja automática, isto é, a variação dos elementos do circuito possa ser controlada em função do próprio sinal que está sendo recebido. Um equalizador variável com esta característica é chamado equalizador variável automático e seu diagrama de blocos simplificado é mostrado na Fig. III.1.

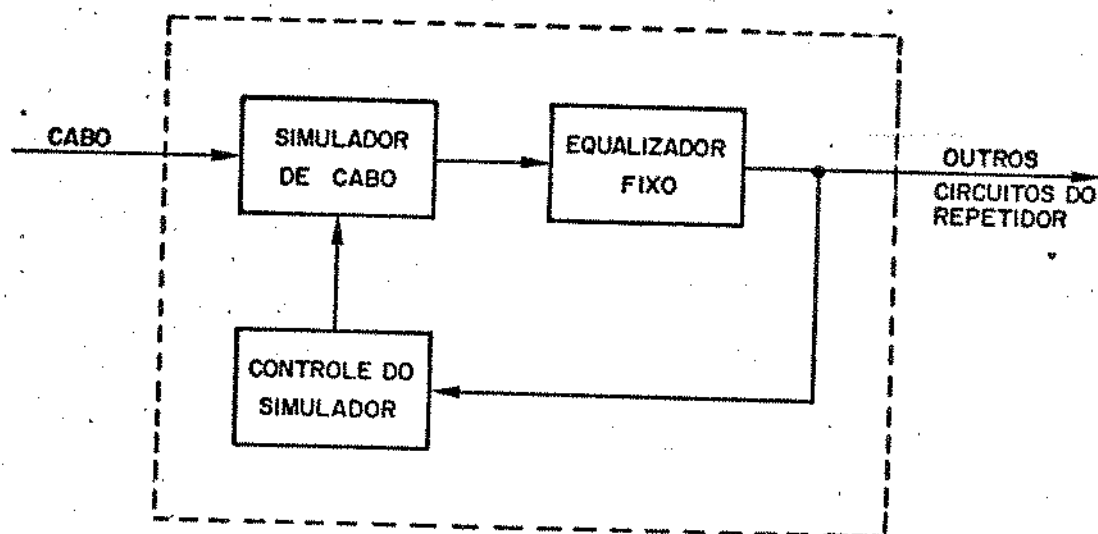


Fig. III.1 - Equalizador Variável Automático

Antes de abordar o problema da simulação do cabo e da forma de controle desta simulação, serão descritas algumas características básicas deste cabo e de aparelhos simuladores de cabo para transmissão MCP.

### III.3. CARACTERÍSTICAS DO CABO E DE SIMULADORES DE CABO PARA TRANSMISSÃO MCP

#### Cabo Multipar

O cabo convencionalmente utilizado em sistemas MCP de 1a. hierarquia é do tipo multipar com pares formados por dois condutores de cobre isolados por papel ou plástico e trançados entre si. O calibre utilizado para os condutores é de 19,22,24 ou 26 AWG e em uma mesma seção regenerativa não há variação de calibre.

Para observar as características mais importantes deste tipo de cabo foram feitas algumas medidas em um cabo 22 AWG com isolamento de papel. A Fig. III.2 mostra a resposta de amplitude  $|C(f)|$  em dB para vários comprimentos, especificados pelos valores da atenuação correspondente medida em 1MHz. Verifica-se que as curvas são não-planas e decrescentes com a frequência, e que este efeito se acentua à medida que o comprimento do cabo aumenta. Estas características se devem às perdas existentes no dielétrico e nos condutores que fazem do cabo um meio dispersivo.

A Fig III.3 mostra a resposta de fase  $\angle C(f)$  deste cabo para vários comprimentos, onde se verifica que as curvas apresentam uma característica aparentemente linear com a frequência.

Sabe-se, entretanto, que a resposta de amplitude de um meio dispersivo é não-plana e sua resposta de fase apresenta uma componente não-linear. Na verdade o cabo pode ser considerado como um trecho de linha de transmissão ideal em cascata com um circuito atenuador do tipo de fase mínima de Bode /4/. Assim sendo, sua resposta de fase deve apresentar uma componente linear associada ao atraso de propagação, sempre existente em uma linha de transmissão ideal, e uma componente não linear que é a fase mínima descrita por Bode. Na Fig. III.3 a componente não linear ficou mascarada pela linear e seu comportamento pode ser observado subtraindo-se esta última, como mostrado na Fig. III.5.

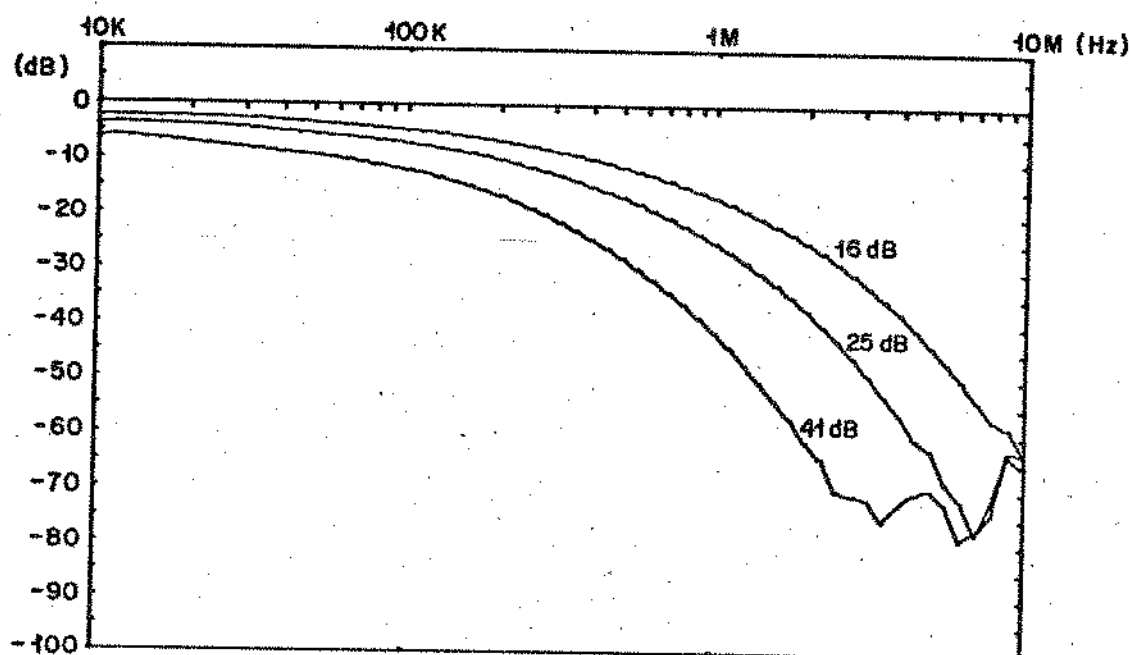


Fig. III.2 - Resposta de amplitude de um cabo 22 AWG para vários comprimentos

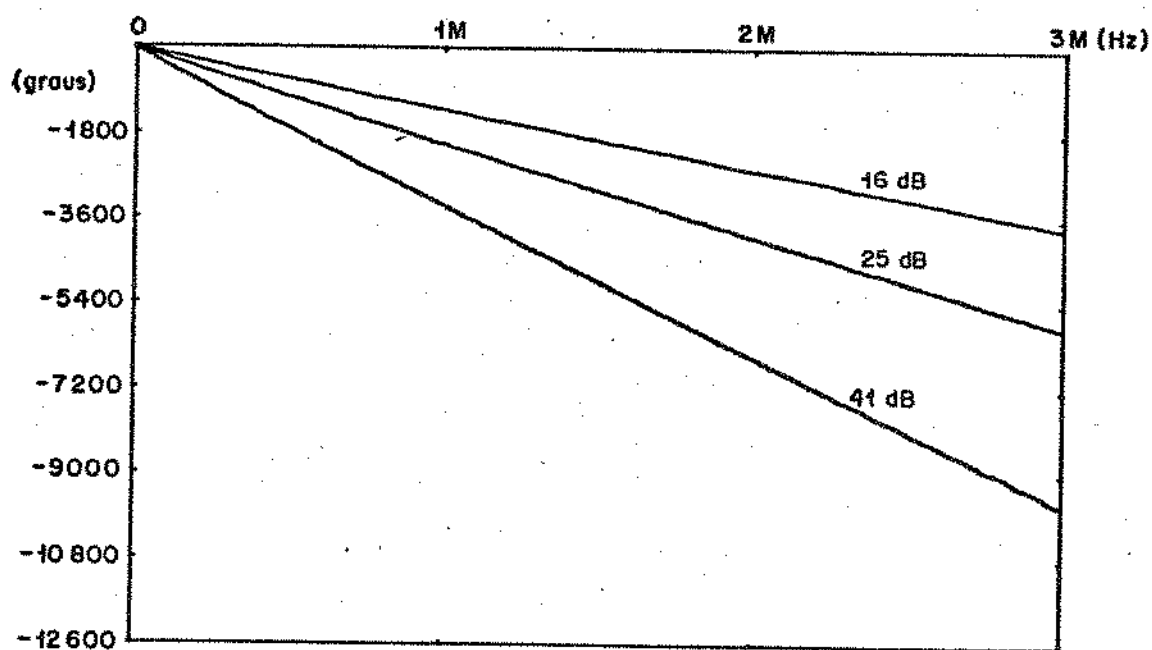


Fig. III.3 - Resposta de fase de um cabo 22 AWG para vários comprimentos

Conclue-se que este tipo de cabo possui uma resposta de amplitude e uma resposta de fase tal que:

$$\begin{aligned} |C(f)| &- \text{n\~ao plana, decrescente com } f \\ \underline{|C(f)|} &= \hat{\phi}(f) - \varphi f \end{aligned}$$

onde  $\hat{\phi}(f)$  é a fase mínima e  $-\varphi$  é a inclinação da componente linear de fase.

A componente  $\hat{\phi}(f)$  pode ser completamente determinada a partir de  $|C(f)|$  utilizando as relações entre amplitude e fase dadas por /5/, uma vez que corresponde a resposta de fase de um circuito de fase mínima. Para determinar esta fase analiticamente é preciso conhecer a resposta de amplitude de  $C(f)$ . No âmbito da transmissão MCP, uma linha de transmissão real com as características do cabo multipar tem sua resposta de amplitude muito bem aproximada por /1/:

$$|C(f)| = \exp_{10} \left[ -(C_1 + C_2 f^{CF}) AT \right] \quad (\text{III.7})$$

onde:

$C_1, C_2$  e  $0 < CF < 1$  - constantes que dependem das propriedades físicas do cabo

$AT$  - constante proporcional ao comprimento do cabo

Expressando  $|C(f)|$  em dB tem-se:

$$|C(f)|_{\text{dB}} = -20AT(C_1 + C_2 f^{CF}) \quad (\text{III.8})$$

Pode-se observar que esta resposta de amplitude apresenta duas componentes: uma que varia com a frequência e com o comprimento do cabo, expresso por  $AT$ , e outra, constante com a frequência, mas também variável com o comprimento do cabo.

A fase mínima  $\hat{\phi}(f)$  é obtida utilizando-se a componente da resposta de amplitude que varia com a frequência através da seguinte relação /5/:

$$\hat{\phi}(f) = (r \ln \alpha(f)) \frac{180}{\pi} \quad \text{graus} \quad (\text{III.9})$$

onde:

$$\alpha(f) = |C(f)/C(0)|$$

$$r = \frac{\text{sen}(CF\pi)}{1 + \cos(CF\pi)} \quad (\text{III.10})$$

Desta forma tem-se que :

$$\hat{\phi}(f) = -r \text{ AT } C2 f^{\frac{CF}{\pi}} 180(\ln 10) \quad (\text{III.11})$$

Portanto, para caracterizar o cabo através desta expressão analítica é necessário encontrar os valores das constantes  $C1$ ,  $C2$  e  $CF$  e definir  $AT$ . Para o cabo utilizado encontrou-se, por ajuste de curvas, os seguintes valores para estes parâmetros:

$$C1 = 5 \times 10^{-3}$$

$$C2 = 6,5 \times 10^{-6}$$

$$CF = 0,64$$

$AT$  = atenuação em dB medida em  $f = 1,024\text{MHz}$

Escolheu-se esta frequência para medir o parâmetro  $AT$  em virtude da tradição legada pelo sistema MCP-30.

Utilizando estes valores em III.8, resulta:

$$|C(f)|_{\text{dB}} = -20AT(5 \times 10^{-3} + 6,5 \times 10^{-6} f^{0,64}) \quad (\text{III.12})$$

As curvas comparativas da resposta do cabo e da resposta fornecida por esta expressão, para vários valores de  $AT$ , podem ser vistas na Fig. III.4.

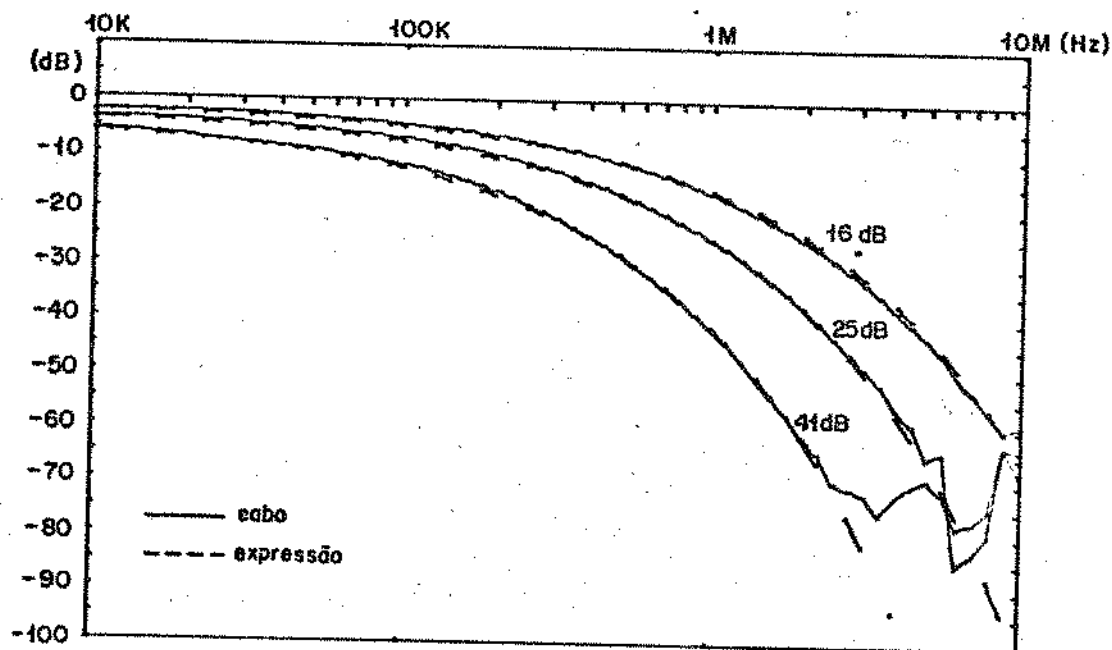


Fig. III.4 - Resposta de amplitude de um cabo 22 AWG e resposta dada pela expressão (III.12) para vários valores de  $AT$

A resposta de fase mínima  $\phi(f)$  em graus será dada por:

$$\phi(f) = -1,58AT(6,5 \times 10^{-6} f^{0,64}) \frac{180(\ln 10)}{\pi} \quad (\text{III.13})$$

A Fig. III.5 mostra a resposta de fase do cabo para vários AT, após a subtração de uma componente linear de modo a se obter a melhor concordância com a curva fornecida por (III.13) para os valores de AT correspondentes. Os valores do coeficiente angular das componentes lineares subtraídas são:  $-1,168 \times 10^{-3}$ ,  $-1,813 \times 10^{-3}$  e  $-2,9625 \times 10^{-3}$  para AT igual a 16, 25 e 41 dB respectivamente.

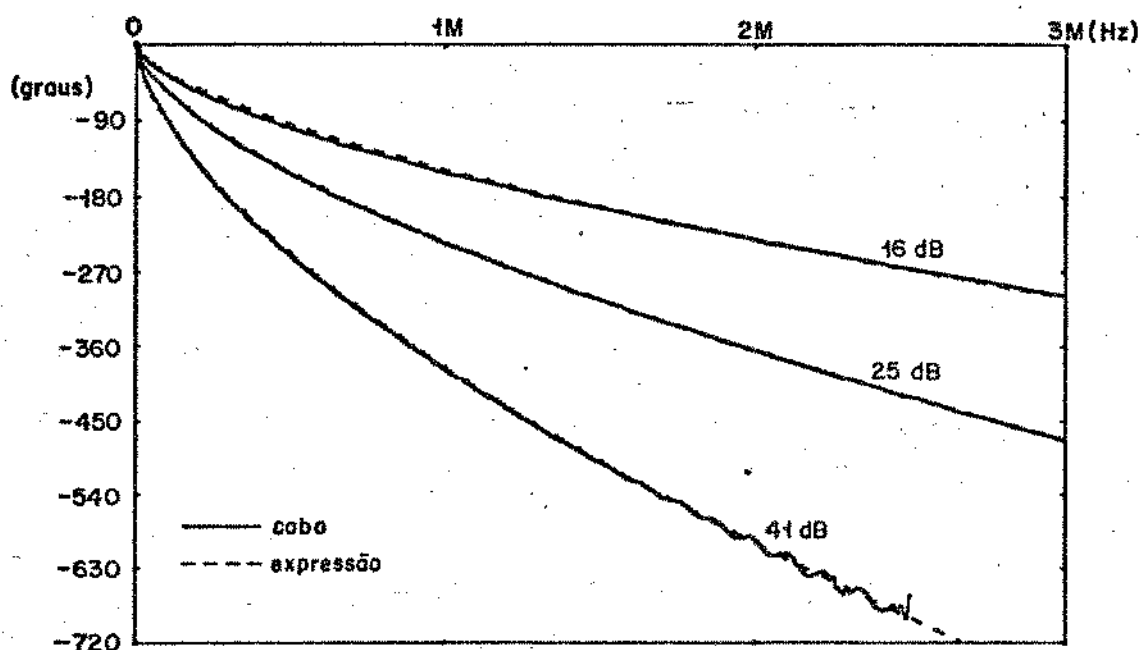


Fig. III.5 - Resposta de fase dada pela expressão (III.13) e de um cabo 22 AWG descontada uma componente linear

Estes resultados mostram que as expressões (III.12) e (III.13) descrevem perfeitamente o cabo medido, a menos da componente linear de fase.

As relações entre amplitude e fase para sistemas lineares realizáveis /5/ mostram que, embora não seja possível determinar a resposta total de fase a partir da resposta de amplitude para uma linha de transmissão real como o cabo, é possível determinar a componente não linear de fase a partir da componente não-plana da resposta de amplitude (e vice-versa), uma vez que elas se relacionam de forma total. A consequência mais



importante dessa peculiaridade é o fato de que quando se desejar simular a função de transferência de uma linha de transmissão real, basta reproduzir sua resposta de amplitude para que o mesmo ocorra automaticamente com a resposta de fase (a menos da componente linear), não sendo necessário, portanto, sua simulação explícita. A reprodução da componente de fase mínima já é suficiente para a simulação da resposta do cabo pois, para o esquema da transmissão digital, um atraso não tem maiores implicações e pode ser desconsiderado.

### Simuladores de Cabo

Em geral, em lugar de se utilizar linhas de transmissão verdadeiras para estudar o desempenho de sistemas de transmissão digital via cabo, por razões de comodidade e padronização, utilizam-se simuladores das mesmas. Estes simuladores são construídos com elementos concentrados, procurando aproximar o melhor possível da resposta de amplitude do cabo, e estabelecendo-se, portanto, automaticamente a fase mínima associada. Não se considera a fase linear pelas razões já mencionadas.

Para simular o cabo utilizado na transmissão de sinais MCP-1a. hierarquia, a resposta em frequência do simulador deve ser do tipo daquelas fornecidas por (III.8) e (III.11). Um simulador deste tipo é o TRPCM - WG cujas respostas de amplitude e fase para vários valores de AT são dadas nas Figs. III.6 e III.7. Este aparelho apresenta um mostrador que indica a atenuação produzida em 1MHz.

A Fig. III.8 mostra as curvas de amplitude fornecidas pelo cabo comparadas com as fornecidas por este aparelho para os valores de AT equivalentes. Verifica-se que a aproximação é muito boa, em toda a faixa de interesse (até aproximadamente 3MHz). Entretanto, observa-se que existe uma certa diferença entre a resposta de fase deste aparelho e a do cabo apresentada na Fig. III.5. Isto se deve ao fato de que, embora na faixa de interesse as curvas de amplitude do aparelho sejam próximas da do cabo, fora dela as curvas divergem, uma vez que o corte fornecido pelo cabo decresce exponencialmente com  $f$  enquanto que o fornecido pelo aparelho decresce com uma potência de  $f$ . Estas diferenças fora da faixa provocam diferenças entre a resposta de fase do aparelho e a de fase mínima do cabo /4,5/. Entretanto, estas diferenças podem ser ignoradas pois, como mostra a Fig. III.9, acrescentando-se uma componente de fase linear à curva do simulador consegue-se aproximá-la da curva correspondente do cabo e, como já visto, uma componente linear não é importante para a simulação. Os valores do coeficiente angular das componentes

lineares utilizadas são:  $-4,075 \times 10^{-5}$ ,  $-6,6 \times 10^{-5}$  e  $-1,1 \times 10^{-4}$  para AT igual a 16, 25 e 41 dB respectivamente.

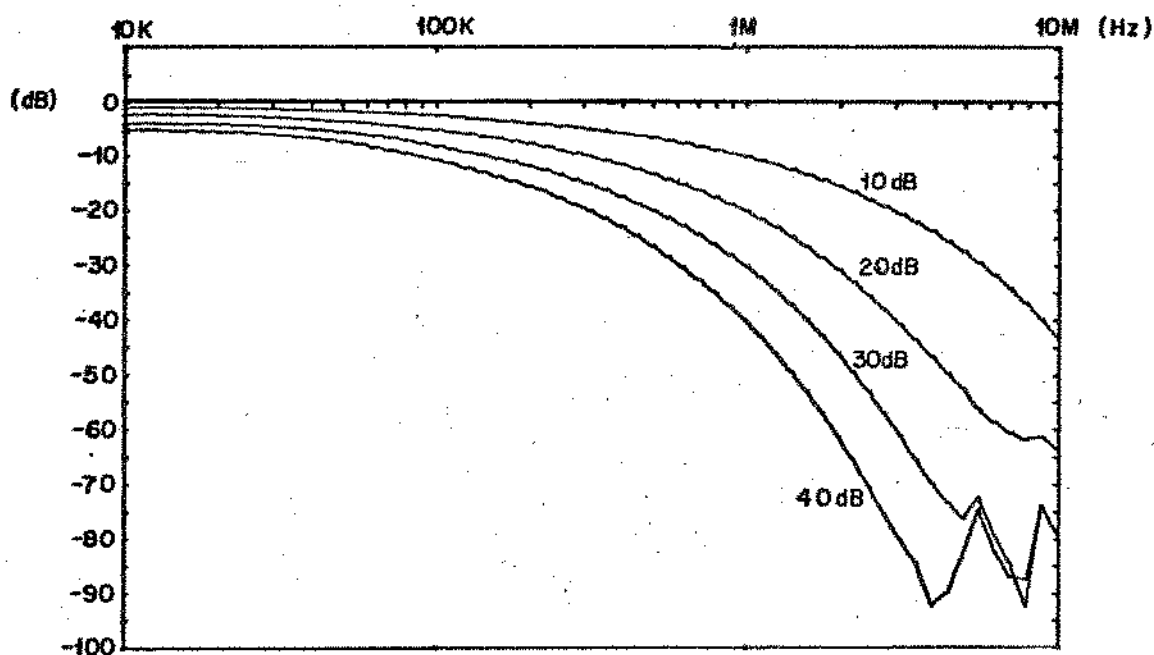


Fig. III.6 - Resposta de amplitude do simulador TRPCM-WG para vários valores de atenuação

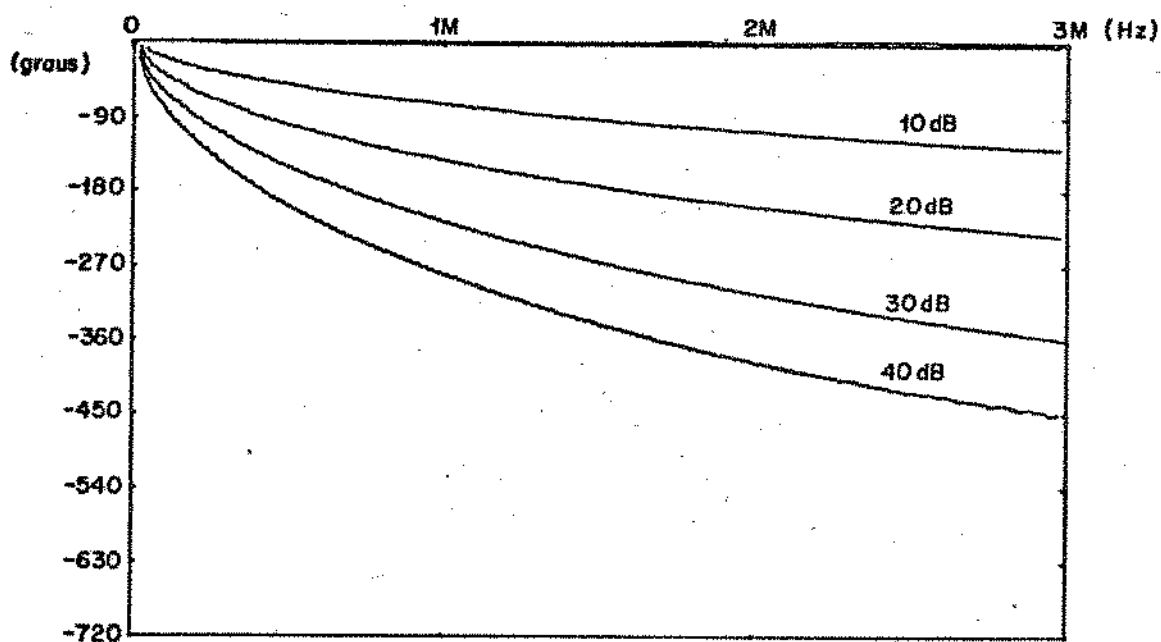
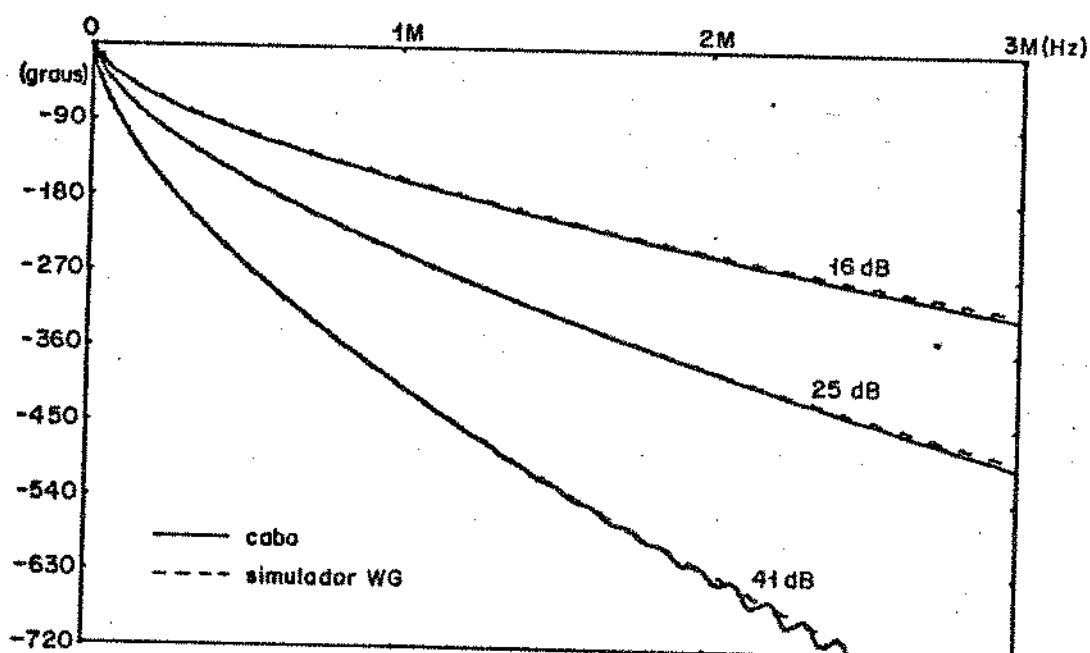
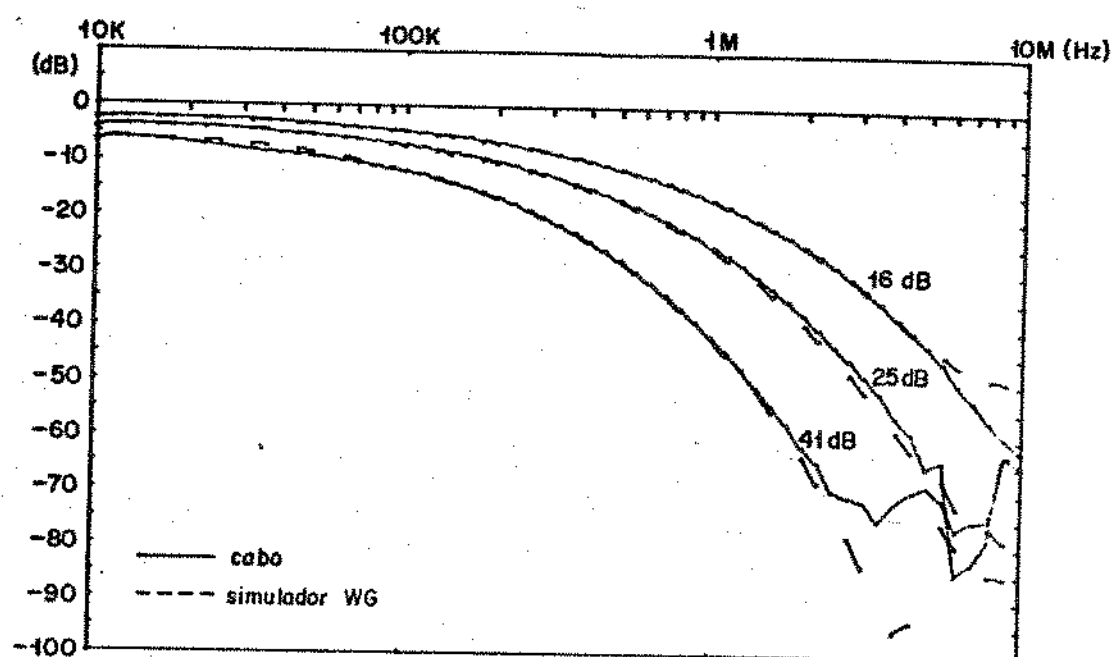


Fig. III.7 - Resposta de fase do simulador TRPCM-WG para vários valores de atenuação



Utilizando-se agora a expressão (III.8) que descreve a resposta do cabo, observou-se que variando-se as constantes  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_F$  também se consegue reproduzir a resposta de amplitude fornecida pelo aparelho. Neste caso as constantes encontradas foram:

$$C_1 = 5 \times 10^{-3}$$

$$C_2 = 5 \times 10^{-6}$$

$$C_F = 0,66$$

AT = atenuação em dB medida em 1,024MHz

Estas constantes diferem daquelas obtidas para o cabo 22 AWG, uma vez que existem ligeiras diferenças entre as respostas do cabo e as do simulador.

Substituindo estes valores em (III.8), obtém-se:

$$|C(f)|_{dB} = -20AT(5 \times 10^{-3} + 5 \times 10^{-6} f^{0,66}) \quad (III.14)$$

A Fig. III.10 mostra a concordância na faixa de interesse entre as curvas de atenuação produzidas pelo aparelho e por esta expressão, para alguns valores de AT.

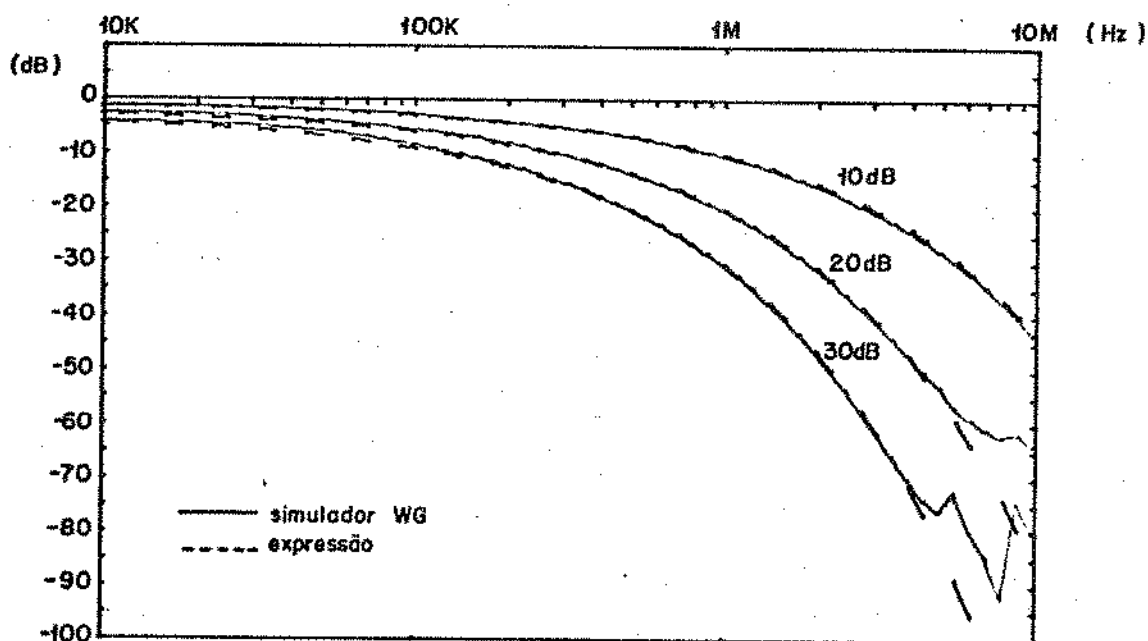


Fig. III.10 - Resposta de amplitude do simulador TRPCM-WG e da expressão (III.14) para vários valores de AT

A fase mínima associada a esta resposta é:

$$\phi(f) = -1,69AT(5 \times 10^{-6} f^{0,66}) \frac{180(\ln 10)}{\pi} \quad (\text{III.15})$$

Estas respostas, pela mesma razão que aquelas associadas ao cabo, são diferentes daquelas apresentadas na Fig. III.7. Acrescentando-se, entretanto, uma componente linear de fase à resposta analítica consegue-se aproximar uma curva da outra, como mostra a Fig. III.11. Os valores do coeficiente angular das componentes lineares utilizadas são:  $2,5 \times 10^{-5}$ ,  $6,3 \times 10^{-5}$ ,  $9,0 \times 10^{-5}$  e  $12,925 \times 10^{-5}$  para AT igual a 10, 20, 30 e 40 dB respectivamente.

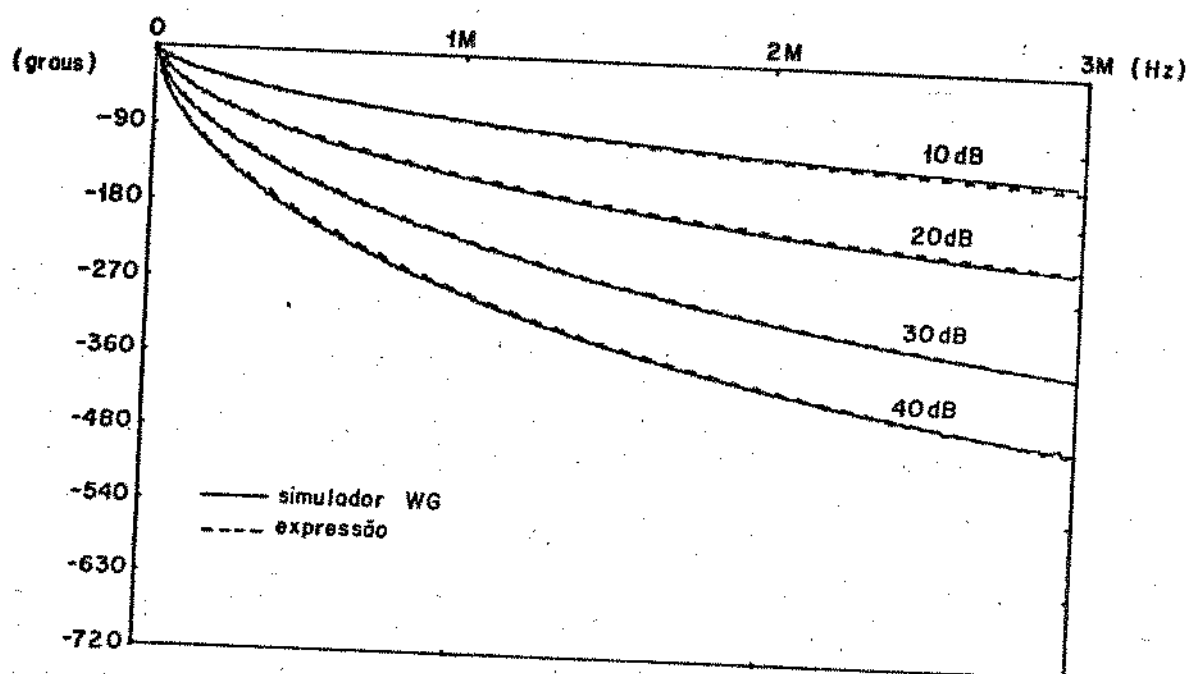


Fig. III.11 - Resposta de fase dada pela expressão (III.15) e do simulador TRPCM-WG para vários valores de atenuação

Com este modelamento é possível, portanto, no contexto da transmissão MCP, utilizar a expressão analítica desenvolvida para a representação da função de transferência do cabo e do simulador de linha de transmissão TRPCM-WG, sem que seja necessário levantar dados práticos específicos sobre suas respostas em frequência em função da atenuação.

Levando-se em conta que nos testes realizados para avaliação do desempenho dos repetidores tem-se utilizado simuladores de cabo do tipo do TRPCM-WG e tendo em vista a

questão de padronização, sempre que for necessário representar analiticamente a resposta do cabo, utilizar-se-á as expressões (III.14) e (III.15).

#### III.4. SIMULADOR AUTOMÁTICO DE CABO PROPOSTO

Conhecida a resposta do cabo através dos modelamentos do item anterior, será tratado agora o problema da construção de um simulador automático deste cabo e da forma de controle do mesmo.

Os simuladores de cabo são circuitos ativos ou passivos que têm comportamento semelhante a um cabo real e cujas funções de transferência, em geral, são funções racionais, isto é, apresentam pólos e zeros.

Inicialmente é necessário ressaltar que para a simulação do cabo basta reproduzir a resposta de amplitude e, automaticamente, ter-se-á a resposta de fase desejada.

A resposta de amplitude do cabo que se deseja simular é dada por (III.14). Uma forma geral para tentar aproximar esta resposta é a seguinte:

$$\tilde{C}(f) = \frac{A}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)\dots(1+jf/f_n)} \quad (\text{III.16})$$

em dB, tem-se:

$$|\tilde{C}(f)|_{dB} = 20\log A - 10 \left\{ \log(1+(f/f_1)^2) + \dots + \log(1+(f/f_n)^2) \right\} \quad (\text{III.17})$$

onde o "ganho" A aproxima a componente de  $C(f)$  que é constante com a frequência mas variável com AT, e  $f_1, f_2, \dots, f_n$  são as posições em frequência dos pólos de  $\tilde{C}(f)$  que devem aproximar a componente de  $|C(f)|$  que é variável com a frequência e com AT. Variando-se convenientemente a posição destes pólos e do "ganho" A pode-se simular diversos comprimentos de cabo.

Cada pólo poderia ser implementado, como mostra a Fig. III.12, através de um circuito RC passa-baixas cuja função de transferência é dada por:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (\text{III.18})$$

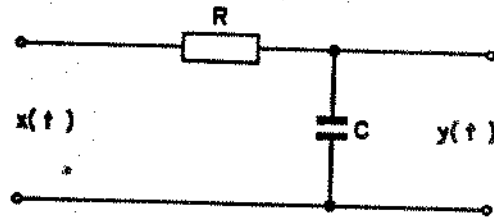


Fig. III.12 - Circuito RC passa-baixas

A localização de cada pólo pode ser modificada variando-se R, C ou ambos. É interessante na prática que o número de elementos variáveis seja o menor possível. Logo é melhor variar R ou C. Do ponto de vista de implementação é também conveniente que o elemento variável apresente um terminal ligado ao terra, no caso, o capacitor. Um simulador baseado na equação (III.16) pode ser construído através de um conjunto de células em cascata do tipo daquela mostrada na Fig. III.12 e um ajuste de "ganho" A, como pode ser visto na Fig. III.13.

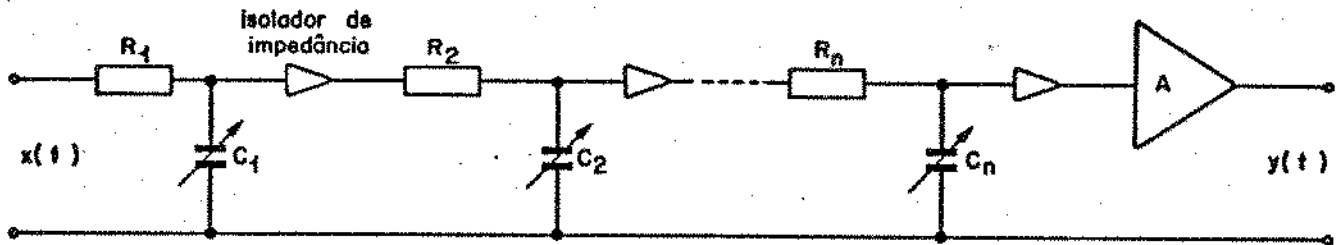


Fig. III.13 - Simulador de cabos por pólos

O problema inicial é saber como construir capacitores variáveis. A utilização de um varicap (diodo de capacitância variável), é inviável devido a necessidade de uma ampla faixa de variação, pela não linearidade da variação da capacitância e pela necessidade de altas tensões de polarização do diodo, incompatíveis com as tensões disponíveis no repetidor /6/.

Uma forma de resolver este problema é construir um circuito com elementos ativos que simule uma capacitância variável. Uma das formas mais simples de se fazer esta simulação, apresentada por /1/ e utilizada para resolver um problema análogo

no repetidor regenerativo do sistema MCP-30, se baseia na utilização de um transistor de reatância cujo esquema básico pode ser visto na Fig. III.14.

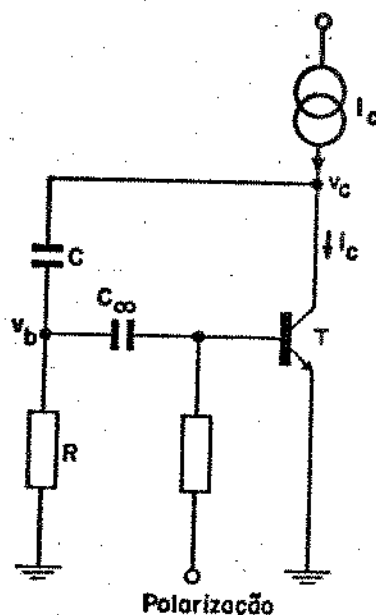


Fig. III.14 - Transistor de reatância básico

Como será demonstrado, o coletor do transistor se comporta para o ponto em que está conectado, como um capacitor cuja capacitância pode ser controlada pela corrente de polarização de T. A fonte de corrente  $I_c$  representa o fornecimento de corrente para o transistor e pode ser uma fonte de corrente mesmo, um resistor conectado a uma fonte de tensão ou outro circuito equivalente.

Para que o transistor de reatância funcione eficientemente é necessário supor que duas condições são satisfeitas:

- 1)  $h_{ie} \gg R$ , para a gama de polarização do transistor

Com esta condição, impõe-se que a impedância de entrada do transistor seja grande o suficiente para não carregar o circuito RC.

- 2)  $X_c \gg R$ , para a maior frequência de interesse

Esta condição garante o funcionamento do mesmo circuito RC



como diferenciador ao longo de toda a faixa de operação de interesse.

Se estas imposições forem válidas tem-se que:

$$v_b(t) = RC \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (\text{III.19})$$

Supondo-se que o transistor opera na região linear e que  $v_c(t)$  seja um pequeno sinal, isto é  $i_c(t) \ll I_c$ , tem-se:

$$i_c(t) = g_m v_b(t) \quad (\text{III.20})$$

onde  $g_m$  é a transcondutância do transistor, dada por:

$$g_m \approx 40 \times 10^{-3} I_c \quad (\text{para } T=300^\circ\text{K}) \quad (\text{III.21})$$

Esta expressão fornece o valor de  $g_m$  em mhos quando  $I_c$  é dada em mA.

Substituindo-se (III.19) em (III.20) tem-se:

$$i_c(t) = g_m RC \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (\text{III.22})$$

Com isto a corrente alternada de coletor  $i_c(t)$  fica proporcional à derivada da tensão  $v_c(t)$  e, portanto, formalmente igual à corrente de um capacitor com uma capacitância equivalente igual a:

$$C_{eq} = 40 \times 10^{-3} RC I_c \quad (\text{III.23})$$

ou seja, uma capacitância variável que pode ser controlada linearmente pela corrente de polarização  $I_c$ .

Teoricamente  $C_{eq}$  pode ser variada entre 0 ( $I_c=0$ ) e um valor máximo ( $I_c = I_{cmax}$ ). Na prática, entretanto, a gama de variação de capacitância com o transistor de reatância é limitada por alguns fatores. O máximo valor de capacitância é dado pela corrente  $I_c$  disponível, pelo máximo valor de  $R$  e pelo máximo valor de  $C$ . Como os repetidores são tele-alimentados, a corrente  $I_c$  de polarização disponível é relativamente baixa. Além disto, para não violar a condição 1),  $I_c$  não pode mesmo ser muito alta pois  $h_{ie}$  é dado por:

$$h_{ie} \approx 25 \frac{\beta}{I_c} \quad (\text{III.24})$$

onde  $\beta$  é o ganho de corrente e  $I_c$  é dado em mA. Esta equação

ainda sugere que se utilize transistores com valores de  $\beta$  elevados para minimizar sua influência no circuito RC.

Se o valor de R for aumentado de modo a ampliar a gama de  $C_{eq}$ , pode-se violar as duas condições impostas inicialmente para o funcionamento adequado do transistor.

Se aumentarmos o valor de C, pode-se violar a segunda condição e com isso fazer aparecer uma defasagem diferente de  $90^\circ$  entre corrente e tensão do coletor e o transistor deixará de se comportar como uma capacitância equivalente.

Quanto aos valores mínimos de capacitância, tem-se, com base em (III.23), que se o transistor T estiver cortado, ela será nula. Entretanto, devido a condição 2) o capacitor C está efetivamente em paralelo com  $C_{eq}$  de modo que a capacitância total será dada por:

$$C_{total} = C_{eq} + C \quad (III.25)$$

portanto, para  $I_c=0$ ,  $C_{eq}$  será igual a zero e  $C_{total} = C$ . Para eliminar este problema pode-se utilizar um artifício de circuito de modo a isolar C de  $C_{eq}$ .

Um outro efeito que sempre existe e não pode ser eliminado por ser característica do transistor é o das capacitâncias parasíticas. É fundamental, portanto, que o transistor escolhido para implementação tenha baixa capacitância parasítica.

Em resumo, o projeto do transistor de reatância envolve o compromisso entre uma série de fatores conflitantes. Uma análise minuciosa de um projeto utilizando este transistor pode ser visto em /1,7,8/.

É possível, portanto, através do transistor de reatância, simular uma capacitância variável e utilizá-la na realização do simulador de cabo através de pólos móveis como mostrado na Fig. III.13. Cada pólo pode provir de um circuito RC, sendo C a capacitância variável equivalente de um circuito com transistor de reatância (Fig. III.14). Resta saber como atuar sobre os transistores de reatância de modo que a capacitância equivalente resultante em cada um deles, movimente os pólos de modo adequado à simulação de um cabo de atenuação variável.

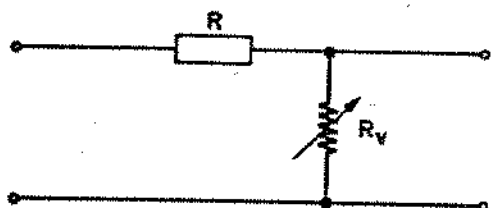
Tendo em vista a simplicidade do circuito controlador é conveniente produzir um único sinal relacionado com a variação de AT para atuar sobre os transistores de reatância, ao invés de utilizar vários sinais diferentes mas dependentes entre si. Com

isto as correntes de polarização  $I_c$ 's serão alteradas sempre na mesma proporção. A consequência imediata deste fato é que as posições dos pólos  $F_i$ 's variarão mantendo sempre uma mesma proporcionalidade entre si. Se ainda a polarização destes transistores for tal que estas correntes sejam iguais, a capacitância equivalente  $C_{eq}$  resultante em cada transistor variará igualmente com  $I_c$ , distinguindo-se entre si apenas pelos valores da capacitância  $C$  e do resistor  $R$  de cada célula. Pode-se ainda, para maior simplificação, utilizar o mesmo resistor em todas as células.

Conclue-se, portanto, que escolhendo-se a configuração da Fig. III.13 para o simulador de cabo, com as capacitâncias variáveis realizadas pelo transistor de reatância e um único sinal de controle, estabelece-se uma restrição sobre a alocação dos pólos do simulador: as relações entre as suas posições em frequência se mantêm fixas para todos AT.

### Atenuador

A componente da resposta em amplitude que não é dependente da frequência mas que varia com AT pode ser simulada através de um divisor resistivo com um dos resistores variável, como mostra a Fig. III.15.



$$A = \frac{R_v}{R_v + R} \quad (\text{III.26})$$

Fig. III.15 - Atenuador variável com a atenuação do cabo

Variando-se convenientemente  $R_v$  em função da atenuação do cabo, consegue-se os valores adequados para  $A$ . Para se obter este efeito pode-se utilizar o transistor de reatância (Fig III.14), substituindo-se o capacitor  $C$  por um resistor. Com isto obter-se-á uma resistência controlada pela corrente de polarização do transistor de reatância.

## Controle

A mudança da posição dos pólos do simulador e do "ganho" do atenuador será feita, como já destacado, através da variação da corrente de polarização dos transistores de reatância. Resta saber como controlar esta variação em função do próprio sinal que está sendo recebido, de modo a tornar automática a simulação do cabo.

O sinal de controle escolhido é baseado na monitoração do valor de pico do pulso equalizado  $x(t)$ . Este valor cresce com o decréscimo da atenuação do cabo e é possível mostrar que ao se restabelecer o valor nominal do pico (para  $AT_{max}$ ) através da alocação dos pólos e do simultâneo ajuste do atenuador, consegue-se restabelecer a forma de  $x(t)$  /1/. Na verdade, como à saída do equalizador não se tem um pulso isolado mas uma sequência de pulsos, o sinal de controle é de fato baseado na monitoração do sinal equalizado o qual, em última análise, apresenta o mesmo comportamento do pulso isolado, isto é, cresce com o decréscimo da atenuação do cabo.

Um circuito detetor de pico controla a operação do simulador de cabo fornecendo uma tensão de controle que permite a variação adequada das correntes de polarização dos transistores de reatância. Quando a atenuação do cabo decresce, o pico do sinal equalizado cresce e o detetor de pico deve fornecer uma tensão de polarização para os transistores de reatância de modo a aumentar a corrente  $I_c$ . Com isto as capacitâncias equivalentes dos transistores aumentarão, fazendo com que os pólos do simulador se desloquem para a origem. Ao mesmo tempo, a resistência equivalente associada ao atenuador diminui, provocando um acréscimo na atenuação constante com a frequência. A conjugação destes efeitos deve simular o que falta de cabo para que a atenuação medida em 1,024 MHz à entrada do repetidor seja  $AT_{máx}$ . Deve-se prever na construção deste detetor, o fato de que o pico do sinal equalizado é maior que o pico de um pulso isolado devido à sobre-elevação do sinal MCP, resultante da interferência entre símbolos fora dos instantes de amostragem.

A dificuldade maior no projeto do simulador de cabo como foi proposto, com pólos relacionados, é em linhas gerais, encontrar o número de pólos necessários e a alocação adequada deste conjunto de pólos a cada AT, bem como a relação entre cada par de pólos em conjunto com A (atenuador), de modo a obedecer a um dado critério de qualidade para o pulso  $x(t)$ .

### III.5 - UM PROJETO POSSÍVEL: APROXIMAÇÃO POR ASSÍNTOTAS TANGENTES A $\bar{C}(f)$

Na referência /1/ é sugerido um método para encontrar o valor do "ganho" do atenuador A e das posições dos pólos  $F_i$ 's através do tangencionamento das assíntotas da função racional  $\bar{C}(f)$  (III.15) com a curva da função exponencial que descreve o cabo (III.8) como ilustrado na Fig. III.16 para o caso de 2 pólos.

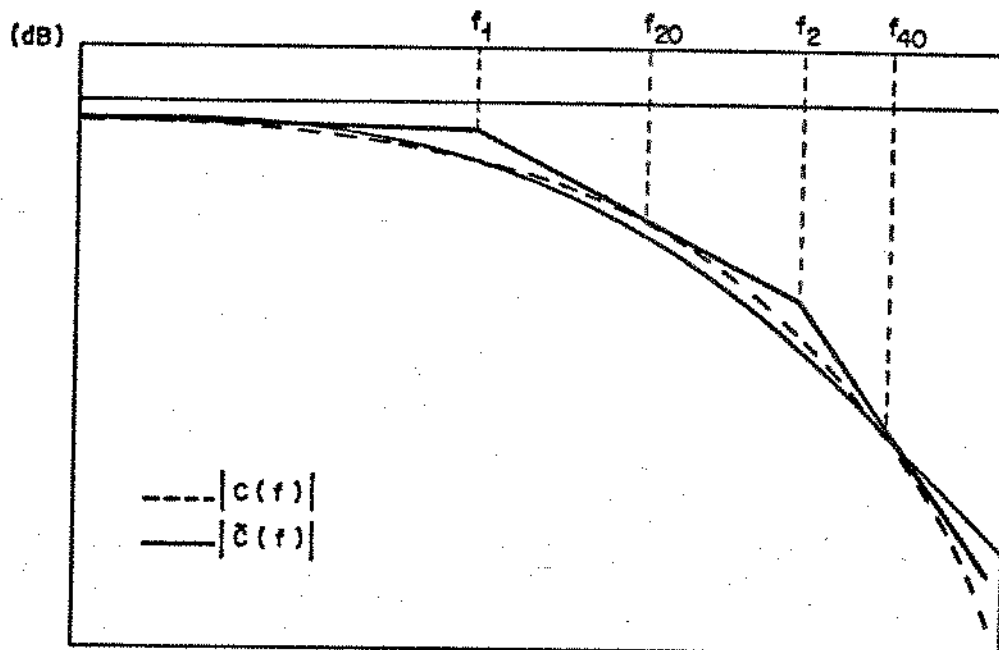


Fig. III.16 - Aproximação por assíntotas

Utilizou-se nesta figura a seguinte convenção:

$$L(f) = 20 \log |C(f)|$$

$$\tilde{L}(f) = 20 \log |\tilde{C}(f)|$$

Para que a 1a. assíntota de  $\tilde{L}(f)$  tangencie  $L(f)$  é necessário que:

$$20 \log A = 20 \text{ AT } C1 \quad (\text{III.27})$$

Portanto,

$$A = \exp_{10}(\text{AT } C1) \quad (\text{III.28})$$

Para que a 2a. assíntota de  $\tilde{L}(f)$  tangencie  $L(f)$  é necessário encontrar a frequência  $f_{20}$  para a qual a inclinação de  $L(f)$  é de -20 dB/déc:

$$\frac{d L(f)}{d(\log f)} = -20 \quad (\text{III.29})$$

mas,

$$\begin{aligned} L(f) &= -20 \text{ AT } C1 - 20 \text{ AT } C2 f^{CF} \\ \text{ou } L(f) &= -20 \text{ AT } C1 - 20 \text{ AT } C2 \exp\left(CF \frac{\log f}{\log e}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

assim:

$$\left. \frac{d L(f)}{d(\log f)} \right|_{f=f_{20}} = \frac{-20 \text{ AT } C2 CF f_{20}^{CF}}{\log e} = -20 \quad (\text{III.31})$$

e, portanto:

$$f_{20} = \left( \frac{\log e}{\text{AT } C2 CF} \right)^{\frac{1}{CF}} \quad (\text{III.32})$$

Analogamente para que a (n+1). assíntota de  $\tilde{L}(f)$  tangencie  $L(f)$ , é necessário encontrar a frequência  $f_{n20}$  para a qual a inclinação de  $L(f)$  é de  $-n20$  dB/déc. Assim:

$$\left. \frac{d L(f)}{d(\log f)} \right|_{f=f_{n20}} = \frac{-20 \text{ AT } C2 CF f_{n20}^{CF}}{\log e} = -n20 \quad (\text{III.33})$$

e, então:

$$f_{n20} = \left( \frac{n \log e}{\text{AT } C2 CF} \right)^{\frac{1}{CF}} \quad (\text{III.34})$$

Conhecendo-se  $f_{20}, f_{40}, \dots, f_{n20}$ , pode-se determinar  $f_1, f_2, \dots, f_n$ , posições em frequência dos pólos de  $\tilde{L}(f)$  e ponto de encontro das assíntotas:

### 1o. pólo

1a. assíntota: 20 AT C1

2a. assíntota:

$$\text{para } f_{20}: 20 \text{ AT } C1 - 20 \text{ AT } C2 f_{20}^{CF} = -20 \log f_{20} + K1 \quad (\text{III.35})$$

$$\text{para } f_1 : 20 \text{ AT } C1 = -20 \log f_1 + K1 \quad (\text{III.36})$$

por (III.36) tem-se :

$$K1 = 20 \text{ AT } C1 + 20 \log f_1 \quad (\text{III.37})$$

Para encontrar o ponto de encontro entre a 1a. e a 2a. assíntotas, substitui-se (III.37) em (III.35) e obtém-se:

$$\log f_1 = -\text{AT } C2 f_{20}^{\text{CF}} + \log f_{20} \quad (\text{III.38})$$

Substituindo  $f_{20}$  em (III.38), obtém-se:

$$f_1 = \left( \frac{\log e}{e \cdot \text{AT } C2 \cdot \text{CF}} \right)^{\frac{1}{\text{CF}}} \quad (\text{III.39})$$

## 2o. pólo

2a. assíntota para  $f_2$  :

$$20 \text{ AT } C1 - 20 \text{ AT } C2 f_2^{\text{CF}} = -20 \log f_2^{\text{CF}} + 20 \log f_1 + 20 \text{ AT } C1$$

3a. assíntota:

$$\text{para } f_2 : 20 \text{ AT } C1 - 20 \text{ AT } C2 f_2^{\text{CF}} = -40 \log f_2 + K2 \quad (\text{III.40})$$

$$\text{para } f_{40} : 20 \text{ AT } C1 - 20 \text{ AT } C2 f_{40}^{\text{CF}} = -40 \log f_{40} + K2 \quad (\text{III.41})$$

por (III.41) tem-se:

$$K2 = 20 \log f_2 + 20 \log f_1 + 20 \text{ AT } C1 \quad (\text{III.42})$$

Para encontrar o ponto de encontro entre a 2a. e 3a. assíntotas, substitui-se (III.42) em (III.40) e obtém-se:

$$\log f_2 = 2 \log f_{40} - \text{AT } C2 f_{40}^{\text{CF}} - \log f_1 \quad (\text{III.43})$$

Substituindo-se  $f_{40}$  e  $f_1$  em (III.43) obtém-se:

$$f_2 = \left( \frac{2^2 \log e}{e \text{ AT } C2 \text{ CF}} \right)^{\frac{1}{\text{CF}}} \quad (\text{III.44})$$

De modo análogo pode-se achar  $f_n$  :

no.pólo

(n)a. assíntota para  $f_n$  :

$$20ATC1 - 20ATC2f_n^{CF} = -(n-1)20\log f_n + 20\log f_{n-1} + \dots + 20\log f_1 + 20ATC1$$

(n+1)a. assíntota:

$$\text{para } f_n : 20 AT C1 - 20 AT C2 f_n^{CF} = -n20\log f_n + Kn \quad (III.45)$$

$$\text{para } f_{n20} : 20 AT C1 - 20 AT C2 f_{n20}^{CF} = -n20\log f_{n20} + Kn \quad (III.46)$$

por (III.46) tem-se:

$$Kn = 20\log f_n + 20\log f_{n-1} + \dots + 20\log f_1 + 20 AT C1 \quad (III.47)$$

Para encontrar o ponto de encontro entre a (n)a. e (n+1)a. assíntota substitui-se (III.47) em (III.46) e obtém-se:

$$\log f_n = n\log f_{n20} - ATC2f_{n20}^{CF} - \log f_{n-1} - \dots - \log f_1 \quad (III.48)$$

Substituindo-se  $f_{n20}$ ,  $f_{n-1}, \dots, f_1$  em (III.48) obtém-se  $f_n$  :

$$f_n = \left( \frac{n^n \log e}{(n-1)^{n-1} e AT C2 CF} \right)^{\frac{1}{CF}} \quad (III.49)$$

Pelas expressões encontradas para as posições dos pólos  $F_i$ 's neste tipo de aproximação, verifica-se que, para um dado cabo (C2,CF), a posição de cada pólo depende apenas do comprimento do cabo expresso pelo parâmetro AT. Observa-se que, como era previsível, à medida que o coeficiente de atenuação aumenta, os pólos se deslocam para a origem. Por (III.28), observa-se também que, para um dado cabo (C1,CF) o "ganho" do atenuador  $\underline{A}$  depende apenas do coeficiente de atenuação AT e decresce à medida que este parâmetro aumenta.

A característica fundamental neste tipo de aproximação é que a posição em frequência dos pólos  $f_n$  e  $f_1$  (ou  $f_n$  e  $f_{n-1}$ ) mantém uma relação fixa, dependente apenas do fator CF, expoente de f:



$$\frac{f_2}{f_1} = \left\{ 2^2 \right\} \frac{1}{CF} \quad (\text{III.50})$$

$$\frac{f_3}{f_1} = \left\{ \frac{3^3}{2^2} \right\} \frac{1}{CF} \quad (\text{III.51})$$

$$\frac{f_n}{f_1} = \left\{ \frac{n^n}{(n-1)^{n-1}} \right\} \frac{1}{CF} \quad (\text{III.52})$$

Portanto, um simulador que tenha a resposta em frequência dada por (III.16) com as posições dos pólos  $F_i$ 's dadas pela expressão (III.49) e com um "ganho"  $A$  variável com  $AT$  dado por (III.28), atende uma das restrições impostas ao simulador de cabo por pólos proposto: as relações entre as posições em frequência dos pólos se mantêm fixas para todas  $AT$ .

Este tipo de aproximação foi utilizado como ponto de partida na construção do simulador de cabos do repetidor regenerativo do sistema MCP-30. Após várias tentativas de otimização em laboratório, em função da qualidade do pulso equalizado, obteve-se resultados aceitáveis utilizando-se dois pólos /1/. A tentativa de utilizar esta aproximação para o simulador de cabos do sistema duobinário modificado não alcançou resultados aceitáveis /7,8/, pois tal sistema apresenta condições bem mais adversas que as do sistema MCP-30: excesso de faixa menor (30%), o que aumenta a sensibilidade do sistema a erros na conformação de  $X(f)$ , e taxa de símbolos mais alta (4,224Mbit/s), que faz com que seja necessário simular  $C(f)$  ao longo de uma faixa de frequências significativas bem maior ( $\approx 2,7\text{MHz}$ ).

A questão a ser tratada agora, que é o objetivo principal deste trabalho, é a determinação do número de pólos necessários para o simulador e a posição dos mesmos a cada valor de  $AT$ , tendo em vista um critério de qualidade para a forma do pulso equalizado duobinário modificado e a restrição de um relacionamento fixo entre a posição destes pólos. Para isto serão feitas simulações no computador visando analisar o desempenho do simulador em função do número de pólos e de sua alocação a cada valor de  $AT$ .

### III.6 - REFERÊNCIAS

- /1/ J.G. Chiquito  
"Equalização Variável em Repetidores MCP"  
Tese de Doutorado - Unicamp/FEC - Dez/83
  
- /2/ H. W. Bode  
"Variable Equalizers"  
Bell System Technical Journal - pp. 229-244 - Abr/38
  
- /3/ H. W. Cheung; V. J. Stalick; A. Thomas  
"Key Aspects in the Development a 48-Channel Duobinary PCM Repeater"  
IEEE Trasaction on Comm. - vol. COM. 27 - Fev/79
  
- /4/ H. W. Bode  
"Network Analysis and Feedback Amplifier Design"  
D. Van Nostrand Company Inc. - 1945
  
- /5/ J.G. Chiquito; A. Lopes; H. Waldman  
"Relações entre Amplitude e Fase em Sistemas Lineares Realizáveis"  
Relatório Técnico 83 - Unicamp/Telebrás - Jun/81
  
- /6/ J. Millman; C.C. Halkias  
"Integrated Electronics"  
McGraw Hill - 1972
  
- /7/ S.Bonfá; J.G. Chiquito; A. Lopes  
"Equalização Variável do Repetidor Duobinário Modificado"  
Relatório Técnico 107 - Unicamp/Telebrás - Jul/83
  
- /8/ S.Bonfá; J.G. Chiquito; A. Lopes  
"Equalização Variável"  
Relatório Técnico 113 - Unicamp/Telebrás - Mar/84

CAPÍTULO IV

PROCEDIMENTOS PARA ANÁLISE ATRAVÉS DO COMPUTADOR

#### IV.1. INTRODUÇÃO

Para a definição do número e da posição dos pólos do simulador de cabo fez-se um estudo do comportamento do pulso equalizado em função destes parâmetros em toda a faixa de atenuação a ser simulada (AT). Este estudo, feito com auxílio do computador, permitiu gerar os dados necessários para avaliar o melhor desempenho do sistema quando se utilizam pólos independentes e obter os melhores simuladores com pólos relacionados.

Neste capítulo serão descritas as funções e parâmetros utilizados pelo programa de computador e o critério adotado para avaliação da qualidade do simulador de cabo por pólos. Os resultados desta simulação possibilitam obter a forma do pulso equalizado, diagrama de olho e erros da resposta do simulador de cabo frente a desejada. Estes resultados são apresentados e analisados no próximo capítulo e as listagens dos programas utilizados para obtê-los encontram-se no Anexo A.

#### IV.2. FUNÇÕES E PARÂMETROS PARA SIMULAÇÃO

Deseja-se simular inicialmente o canal duobinário modificado como esquematizado na Fig. IV.1.

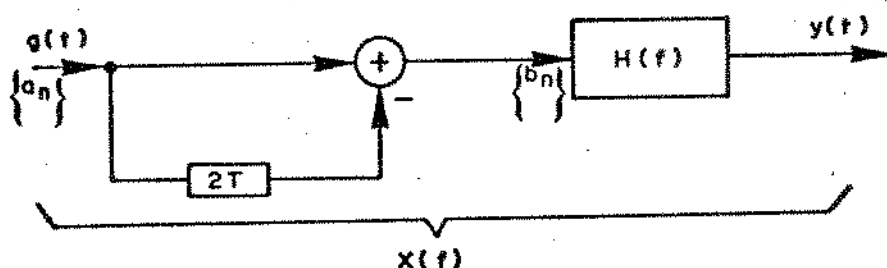


Fig. IV.1 - Canal Duobinário Modificado

onde:

- $\{a_n\}$  - representa a mensagem digital a ser transmitida
- $\{b_n\}$  - representa a mensagem original codificada em código duobinário modificado

$H(f)$  - canal de Nyquist que deve ser a função de transferência do conjunto filtro transmissor+cabo+equalizador, tal que:

$$H(f) = P(f)C(f)E(f) \quad (IV.1)$$

$X(f)$  - função de transferência do canal duobinário modificado

Para a simulação deste canal, é suficiente simular o canal de Nyquist e supor que os símbolos à sua entrada obedecem ao código duobinário modificado.

O filtro  $H(f)$ , segundo as especificações estabelecidas no Cap.II, é um cosseno levantado com 30 % de excesso de faixa. Para simular analiticamente este filtro poder-se-ia utilizar a expressão fornecida por (II.11). Entretanto, visando a confrontação com resultados práticos, preferiu-se utilizar uma aproximação analítica da característica obtida no canal duobinário modificado já implementado. Esta aproximação consiste em fazer  $A(f)$ , a resposta de amplitude do canal de Nyquist implementado, como um cosseno levantado de 30 % de excesso de faixa até uma determinada frequência  $f_c$ , a partir da qual ela passa a assumir uma característica do tipo  $P(f)/f^N$ . A frequência  $f_c$  onde ocorre a transição de uma curva para a outra, é obtida de modo a garantir a continuidade da aproximação e de sua derivada. O parâmetro  $N$  foi escolhido igual a 15 de modo a se obter uma boa reprodução da resposta de amplitude implementada. Maiores detalhes sobre a validade desta aproximação podem ser vistos em /1/. Segue então que:

$$A(f) = x_0 \cdot T \begin{cases} 1 & ; \quad 0 \leq |fT| \leq 0,35 \\ 0,5(1-\text{sen}(\pi(|fT| - 0,5)/0,3)) & ; \quad 0,35 \leq |fT| \leq f_c T \\ P(f)/f^N & ; \quad |fT| \geq f_c T \end{cases} \quad (IV.2)$$

onde:

$A(f)$  - amplitude do canal de Nyquist implementado.

$x_0$  - amplitude de  $x(t)$  no instante de amostragem.

$P(f)$  - espectro do pulso de transmissão dado por (II.3) com  $\tau = T$

Sabe-se, entretanto, que  $H(f)$  deve obedecer ao critério de Nyquist, o qual no domínio da frequência é dado por:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f-n/T) = x_0 T \quad (IV.3)$$

Sendo  $A(f)$  a amplitude deste canal, deve existir uma fase  $\phi_{NY}(f)$  tal que em conjunto com  $A(f)$  produza uma resposta  $H(f)$  que satisfaça IV.3. Esta fase  $\phi_{NY}(f)$  pode ser calculada supondo-se  $H(f)$  limitado entre  $-1/T$  e  $1/T$ , o que é razoável, pois  $A(f)$  apresenta amplitudes desprezíveis para  $|f| > 1/T$ . Desta forma, para um pulso com amplitude unitária, a condição de Nyquist pode ser expressa por:

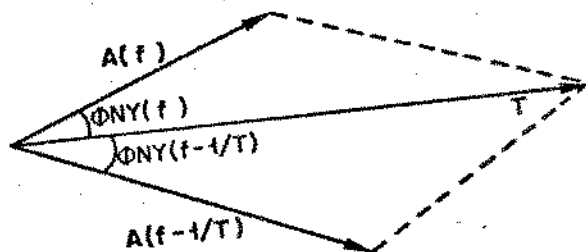
$$H(f) + H(f-1/T) = T \quad ; \quad 0 \leq f \leq 1/T \quad (IV.4)$$

uma vez que a função definida pela somatória da condição IV.3 é periódica com  $1/T$ .

Pode-se reescrever (IV.4) como:

$$A(f)\exp(j\phi_{NY}(f)) + A(f-1/T)\exp(j\phi_{NY}(f-1/T)) = T \quad (IV.5)$$

Encarando-se esta expressão como uma soma de fasores tem-se:



Aplicando-se a lei dos cossenos pode-se obter a fase de Nyquist  $\phi_{NY}(f)$ , dada por:

$$\phi_{NY}(f) = \cos^{-1} \left\{ \frac{A^2(f) - A^2(f-1/T) + T^2}{2TA(f)} \right\} \quad (IV.6)$$

Entretanto, por (IV.1), o filtro  $H(f)$  deve corresponder a resposta do conjunto  $P(f)C(f)E(f)$ . Para  $|f| \leq 1/T$ , a fase de  $P(f)$  é nula, uma vez que  $P(f)$  é o espectro de um pulso retangular com 100% de fator de ocupação. Portanto, a fase resultante no canal implementado será aquela produzida por  $C(f)E(f)$ . Sabe-se

que  $C(f)E(f)$  corresponde a um sistema de fase mínima generalizado /2/, que possui uma resposta de fase mínima que será chamada aqui de  $\phi_m(f)$ . Ocorre que esta fase é diferente da fase  $\phi_{NY}(f)$  dada por (IV.6), o que implica que o canal assim construído não será um canal de Nyquist. O que se faz na prática é adicionar ao sistema um corretor de fase que forneça uma fase  $\phi_c(f)$  que é, tanto quanto possível, igual à diferença entre  $\phi_{NY}(f)$  e  $\phi_m(f)$ . Desta forma:

$$\phi_{IMPL.} = \phi_m(f) + \phi_c(f) \approx \phi_{NY}(f) \quad (IV.7)$$

A fase  $\phi_m(f)$  pode ser obtida analiticamente no computador utilizando-se as relações entre amplitude e fase dadas por /2/.

O corretor de fase  $\phi_c(f)$  é um circuito do tipo "passa-tudo" composto por 3 pólos - 1 real e 2 complexos conjugados - e respectivos zeros simétricos como demonstra /1/. Para o canal implementado com  $\tau = T$ ,  $\alpha = 0,3$  e  $N = 15$ , a fase do corretor pode ser expressa por:

$$\phi_c(f) = -2 \left[ \text{tg}^{-1}((2Tf-B)/A) + \text{tg}^{-1}((2Tf+B)/A) + \text{tg}^{-1}(2Tf/C) \right] \quad (IV.8)$$

onde A,B,C são os parâmetros normalizados da definição dos pólos e zeros do corretor de fase, com os seguintes valores:

$$\begin{aligned} A &= 0,384 \\ B &= 0,493 \\ C &= 0,395 \end{aligned}$$

Portanto, o filtro de Nyquist teórico será aproximado por:

$$H(f) \approx A(f) \exp \left[ j(\phi_m(f) + \phi_c(f)) \right] \quad (IV.9)$$

A aproximação assim construída corresponde a uma reprodução fiel das características fornecidas pelo filtro obtido na prática quando se supõe que o espaçamento entre repetidores é o máximo permitido. Em particular, considera-se que o espaçamento é máximo quando a atenuação fornecida pelo cabo em 1MHz é 40dB e, nesta situação, denominamos  $C(f)$  a função de transferência correspondente.

Quando, entretanto, esta atenuação for menor que a máxima permitida, deve-se considerar a atuação do simulador de cabo por pólos. Este simulador visa compensar as possíveis variações na atenuação entre repetidores de modo a torná-la

sempre constante e igual à máxima permitida. Como este simulador não é perfeito, sua introdução no sistema resulta em um novo canal  $H'(f)$ , como esquematizado na Fig. IV.2.

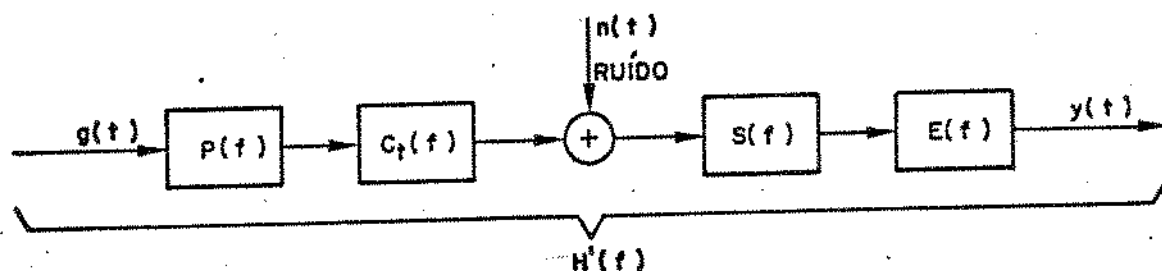


Fig. IV.2 - Filtro de Nyquist com simulador de cabos

onde:

$P(f)$  - espectro do pulso de transmissão

$C_t(f)$  - é a resposta do trecho de cabo que une dois repetidores

$S(f)$  - resposta do simulador de cabo

$H'(f)$  - característica do canal de Nyquist com a introdução do simulador de cabo tal que:

$$H'(f) = P(f)C_t(f)S(f)E(f) \quad (IV.10)$$

O objetivo principal da simulação é que  $H'(f)$  seja tão próximo quanto possível de  $H(f)$ , o que equivale dizer que:

$$C_t(f)S(f) \cong C(f) \quad (IV.11)$$

Entretanto, como a resposta do cabo e do simulador variam em função da atenuação medida numa dada frequência, torna-se mais razoável expressar estas respostas em termos deste parâmetro. Assim:

$$C(f; AT_{max}) = C(f) \quad (IV.12)$$

$$C(f; AT_t) = C_t(f) \quad (IV.13)$$

$$S(f; AT) = S(f) \quad (IV.14)$$



Por (IV.11) tem-se que:

$$S(f;AT) \cong \frac{C(f;AT_{\max})}{C(f;AT_t)} \quad (IV.15)$$

Como a função de transferência do cabo é do tipo exponencial, pode-se escrever que:

$$S(f;AT) \cong C(f;AT_{\max}-AT_t) \quad (IV.16)$$

Diante disto pode-se dizer que:

$$AT = AT_{\max} - AT_t \quad (IV.17)$$

Portanto,  $S(f;AT)$  deve se aproximar tanto quanto possível da resposta de um cabo com atenuação  $AT$  (em 1MHz), isto é, um cabo com o comprimento necessário para completar o trecho nominal.

Reescrevendo (IV.10) em termos de (IV.13) e (IV.14), tem-se:

$$H'(f) = P(f)C(f;AT_t)S(f;AT)E(f) \quad (IV.18)$$

por (IV.1) e (IV.12) segue que:

$$H'(f) = \frac{H(f)C(f;AT_t)S(f;AT)}{C(f;AT_{\max})} \quad (IV.19)$$

mas,

$$\frac{C(f;AT_t)}{C(f;AT_{\max})} = C(f;AT_t-AT_{\max}) = C(f;-AT) \quad (IV.20)$$

Então, o novo canal de Nyquist  $H'(f)$  pode ser descrito em função da característica do canal quando o comprimento é máximo, como segue

$$H'(f) = H(f)C(f;-AT)S(f;AT) \quad (IV.21)$$

onde  $H(f)$  é descrito por (IV.2) e (IV.7). Para a resposta do cabo vai-se utilizar a expressão analítica padronizada no Cap. III dada por:

$$|C(f;-AT)|_{dB} = 20AT(5 \times 10^{-3} + 5 \times 10^{-6} f^{0,66}) \quad (IV.22)$$

$$\underline{|C(f;-AT)|_{dB}} = 1,69AT(5 \times 10^{-6} f^{0,66}) \frac{180(\ln 10)}{\pi} \quad (IV.23)$$

Como estabelecido no Cap. III, a expressão do simulador de cabo, a menos da componente linear em relação a AT e constante com a frequência, é dada por:

$$|S(f;AT)|_{dB} = -10 \log \left\{ ((1+(f/f_1)^2)(1+(f/f_2)^2) \dots (1+(f/f_n)^2)) \right\} \quad (IV.24)$$

$$\underline{|S(f;AT)|_{dB}} = -(tg^{-1}(f/f_1) + tg^{-1}(f/f_2) + \dots + tg^{-1}(f/f_n)) \quad (IV.25)$$

sendo  $f_1 \leq f_2 \dots \leq f_n$  a posição em frequência dos n pólos

Os valores atribuídos a AT estão na faixa de 0 a 40dB medidos em 1MHz. O extremo inferior desta faixa corresponde ao caso que a atenuação entre repetidores é a máxima permitida. O extremo superior corresponde ao caso teórico em que esta atenuação é nula.

Conseguiu-se até aqui o modelamento em frequência do canal de Nyquist implementado associado ao sistema duobinário modificado com o simulador de cabo. Resta especificar como fazer a avaliação do desempenho do simulador em função do número e posições dos pólos de modo a determinar valores adequados para estes parâmetros a cada valor de AT.

#### IV.3. AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SIMULADOR DE CABO

O simulador de cabo desejado deve apresentar características tais que a forma do pulso equalizado após o equalizador fixo, atenda satisfatoriamente os requisitos impostos pela necessidade de controle da IES e do ruído.

Uma primeira idéia para a avaliação do desempenho de um simulador é a observação do nível dos erros entre sua resposta de amplitude e a do trecho de cabo simulado. Entretanto, tal procedimento não é interessante dada a dificuldade de relacionar os requisitos para a forma do pulso equalizado com o nível destes erros de aproximação.

O parâmetro amplamente empregado para a avaliação das condições de operação de um repetidor regenerativo sob vários aspectos, é o diagrama de olho.

Considerando a transmissão de uma mensagem aleatória, este diagrama é o resultado da superposição da forma de onda resultante após o equalizador fixo, sobre o intervalo de tempo correspondente a um símbolo. Experimentalmente, equivale a observar no osciloscópio a forma de onda recebida quando o osciloscópio é sincronizado externamente com um relógio na taxa de símbolos transmitidos e o tempo de varredura é da ordem de alguns intervalos de tempo  $T$ .

O diagrama de olho mostra simultaneamente todos os sinais desejados acrescidos de todas as possibilidades de interferência entre símbolos que pode atingir cada um deles. O seu cálculo apresenta uma grande dificuldade em virtude do tempo computacional exigido /3/. Entretanto, em estudos teóricos o cálculo dos contornos internos e externos deste diagrama, os quais são produzidos pelas IES de pior caso que se abatem sobre cada sinal desejado, já são suficientes para a sua definição.

A Fig. IV.3 apresenta um desenho esquemático de tais contornos para um código de linha ternário genérico. Observa-se a existência de uma posição onde as IES de pior caso são mínimas, a qual corresponde, em geral, ao melhor instante de amostragem. Se o pulso equalizado associasse integralmente a condição de ausência de IES nos IA, a interferência mínima acima seria nula. Logo, seu nível é um indicador da qualidade do canal implementado. Paralelamente, este nível permite avaliar a margem de pior caso contra o ruído nos instantes ótimos de amostragem.

Mesmo quando o pulso equalizado é perfeito, a IES fora destes instantes não é nula, o que leva inevitavelmente a um decréscimo da margem de pior caso contra o ruído, à medida que se afasta destas posições ótimas. Logo, o diagrama fornece informação sobre a sensibilidade do sistema a erros na posição em que se realiza a amostragem, ou seja, o tremor do sinal de relógio.

Estes fatos evidenciam que tal diagrama é um excelente parâmetro para avaliação da qualidade de um canal e será através dele que se estudará o simulador de cabo. Para tal, comparar-se-á o diagrama resultante após uma dada estrutura para o simulador, com aquele obtido com o cabo de comprimento máximo.

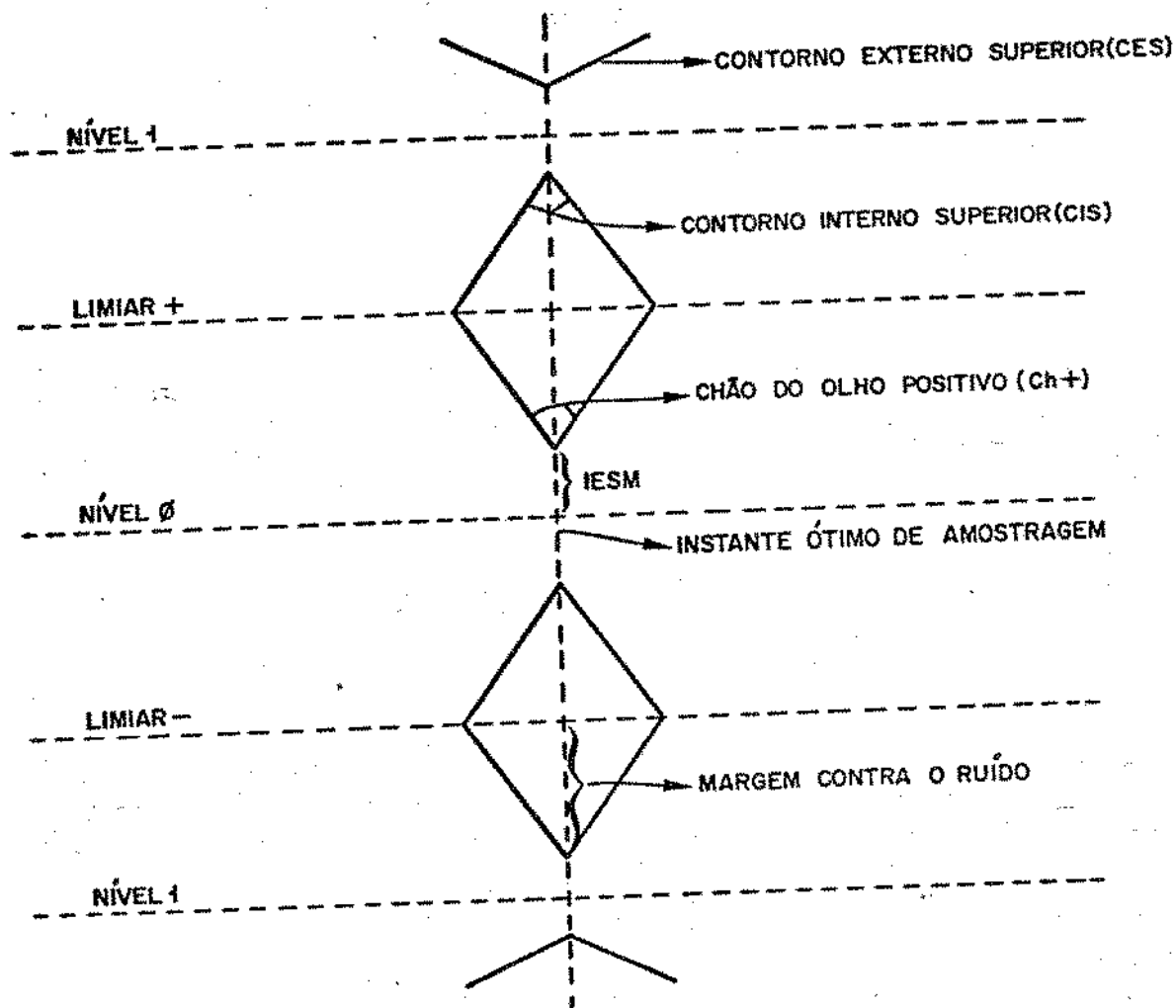


Fig. IV.3 - Contornos de um diagrama de olho

#### IV.3.1. CÁLCULO DO DIAGRAMA DE OLHO DUOBINÁRIO MODIFICADO

Os contornos do diagrama de olho estão associados a IES gerada pelas sequências de pior caso e para obtê-los é necessário conhecer estas sequências, as quais são por sua vez, função do pulso equalizado e do código de linha utilizado.

Aqui, a forma do pulso equalizado é a resposta temporal do canal de Nyquist esquematizado na Fig. IV.2 em conjunto com o filtro transversal associado ao exemplar duobinário modificado quando os símbolos  $a_n$  obedecem ao código bipolar, isto é, podem

assumir valores  $\pm 1$ . Desta forma, o pulso equalizado duobinário modificado será dado por (vide II.19):

$$x'(t) = (h'(t) - h'(t-2T))/2 \quad (\text{IV.26})$$

onde o fator  $1/2$  aparece apenas para efeitos de normalização, de tal forma que os níveis "1" e "-1", na recepção, tenham valores nominais  $\pm 1$ , respectivamente.

A utilização de  $a_n$  bipolar torna mais fácil o cálculo dos contornos, pois as sequências de pior caso podem ser determinadas de imediato como será mostrado a seguir.

A forma do pulso  $h'(t)$  é obtida através do computador por anti-transformada numérica de  $H'(f)$ . Entretanto, antes de efetuar o cálculo de  $x'(t)$ , normaliza-se a amplitude de  $h'(t)$  para levar em conta o fato de que ela varia de acordo com a atenuação a ser simulada e com as posições dos pólos do simulador. Esta normalização elimina, nesta etapa, a necessidade de se ater com o estudo da componente da resposta do simulador que é constante com a frequência.

Neste caso específico, o diagrama de olho na saída do equalizador terá um olho negativo e outro positivo, simétricos em relação ao nível zero, sendo suficiente, portanto, calcular apenas os contornos do olho positivo.

Observando-se a forma do pulso equalizado duobinário modificado dado na Fig. IV.4 e supondo-se que se deseja o olho centrado em  $t=0$ , verifica-se que o contorno do olho positivo depende das contribuições das caudas de  $x'(t)$  ponderadas pelos símbolos  $a_n$  correspondentes, a menos do símbolo  $a_0$ , centrado em  $t=0$  e de  $a_{-2}$  centrado em  $t=-2$ .

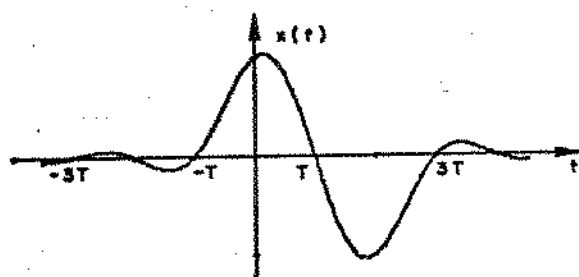


Fig. IV.4 - Pulso Duobinário Modificado

Para o cálculo do "chão" do olho positivo e do contorno externo superior (vide Fig IV.3), a condição de pior caso impõe que se obtenha o valor máximo de :

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x'(t-nT) \quad ; \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (IV.27)$$

onde  $\sum_{n=-\infty}^{\infty}$  equivale a  $\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0, -2}}^{\infty}$

Como  $a_n$  e  $x'(t-nT)$  podem ser positivos ou negativos independentemente, o valor máximo de  $I(t)$ , o qual corresponde à pior IES, será dado por:

$$I_{\max}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x'(t-nT)| \quad ; \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (IV.28)$$

Analogamente, para o cálculo do contorno interno superior do olho positivo deve-se obter o valor máximo negativo de  $I(t)$ , o qual é dado por:

$$-\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x'(t-nT)| = -I_{\max}(t) \quad ; \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (IV.29)$$

Deve-se ainda levar em conta no cálculo destes contornos as contribuições de  $x'(t)$  e  $x'(t+2T)$  em  $-T/2 \leq t \leq T/2$ , expressas por:

$$S(t) = a_0 x'(t) + a_{-2} x'(t+2T) \quad (IV.30)$$

O pior caso no "chão" do olho positivo é obtido quando há um cancelamento parcial destas contribuições, o que se consegue quando  $a_0 = a_{-2}$ . Além disto, este resultado deve ser maior ou igual a zero. Desta forma, o contorno do "chão" do olho positivo será dado por:

$$CH_+(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x'(t-nT)| + |x'(t) + x'(t+2T)| \quad (IV.31)$$

Para o contorno interno superior e para o contorno externo superior deve se ter  $a_0 = 1 = -a_{-2}$ , de forma a fazer com que o resultado de  $S(t)$  em  $-T/2 \leq t \leq T/2$  gere uma contribuição positiva com o maior valor possível. Com isto o contorno interno superior será dado por:

$$CIS(t) = -\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x'(t-nT)| + x'(t) - x'(t+2T) \quad (IV.32)$$

e o contorno externo superior será dado por:

$$CES(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x'(t-nT)| + x'(t) - x'(t+2T) \quad (IV.33)$$

Para o cálculo das somatórias utiliza-se somente 40 interferentes significativos, o que faz com que os extremos destas somatórias sejam  $\pm 20$ .

Portanto, para estudar o desempenho do simulador de cabo seria necessário, a cada valor de atenuação (AT) que se deseja simular, variar o número e a posição dos pólos do simulador e calcular os contornos do diagrama de olho correspondente. Entretanto, o tempo de computação necessário para isto é proibitivo. Por esta razão decidiu-se calcular apenas a interferência entre símbolos mínima no "chão" do olho positivo (IESM) e utilizar este parâmetro para a avaliação do desempenho, calculando os contornos apenas para os resultados finais. Isto é válido, pois constata-se que quanto menor IESM, melhor é a forma do diagrama de olho, no contexto aqui tratado. Em particular, quando a IESM decresce, a IES ao seu redor e no topo do olho também decresce.

O melhor resultado teórico que se obtém para este parâmetro é aquele produzido quando  $AT=0$ , isto é, quando o simulador de cabos não atua. O valor obtido para este caso foi  $IESM=0,022$ , resultado excelente para as condições da linha de 60 canais e difícil de ser reproduzido, mesmo quando da implementação de um protótipo de laboratório. Em geral, uma IESM da ordem de 0,100 é um resultado bastante satisfatório.

Para diminuir ainda mais o tempo computacional, subdividiu-se a faixa de AT de 0 a 40 dB em intervalos de 5 dB. Desta forma os valores efetivamente utilizados para a obtenção dos resultados no computador foram: 0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35 e 40 dB.

Foram assim definidos todos os parâmetros e funções necessárias à simulação do canal duobinário modificado com o simulador de cabos e um diagrama de blocos simplificado dos diversos passos seguidos pelo programa de computador utilizado, é apresentado na Fig. IV.5.

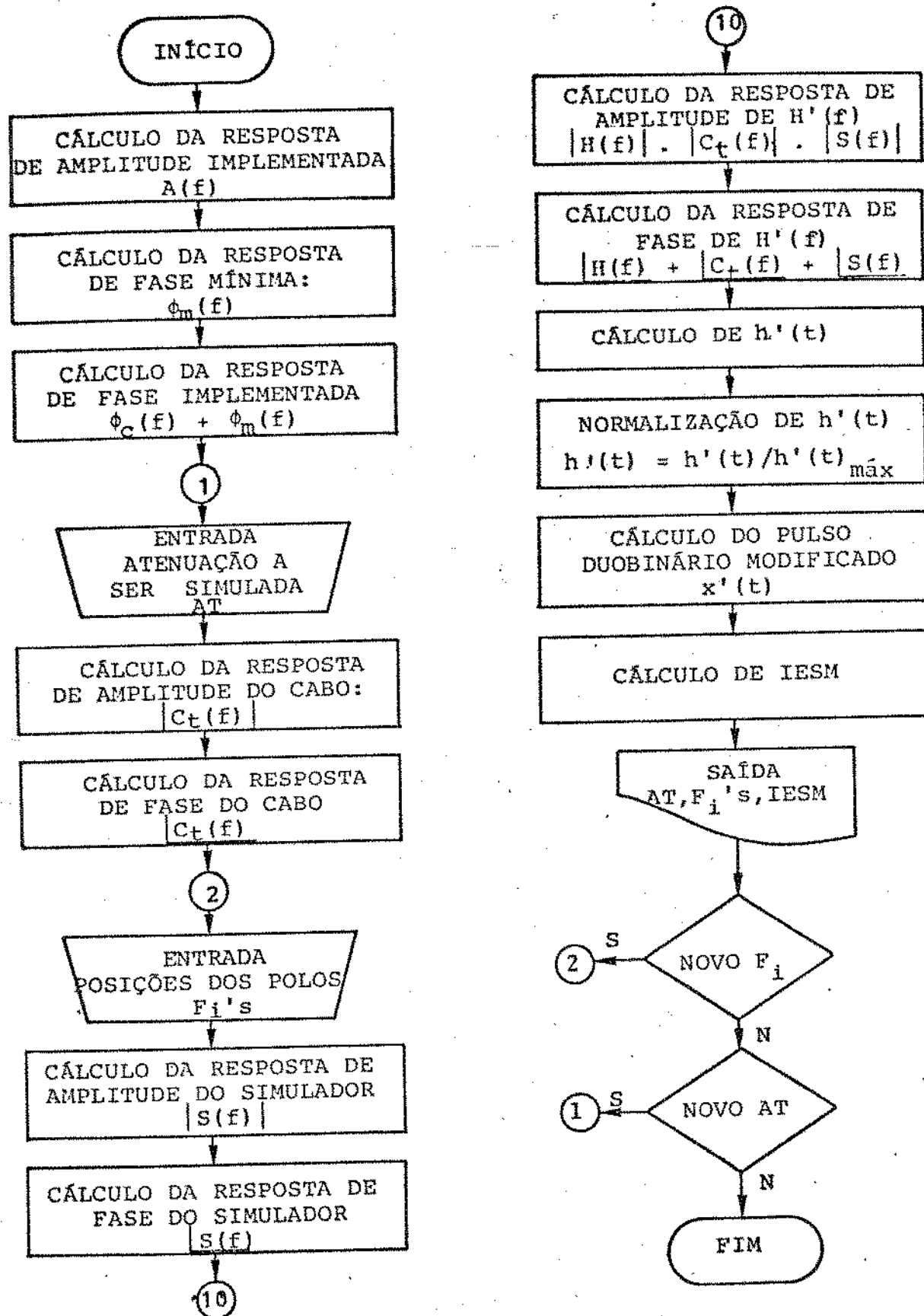


Fig. IV.5 - Diagrama de Blocos da Simulação



#### IV.4 - REFERÊNCIAS

- /1/ J.G. Chiquito  
"Equalização Variável em Repetidores MCP"  
Tese de Doutorado - Unicamp/FEC - Dez/83
- /2/ J.G. Chiquito; A. Lopes; H. Waldman  
"Relações entre Amplitude e Fase em Sistemas Lineares Realizáveis"  
Relatório Técnico 83 - Unicamp/Telebrás - Jun/81
- /3/ L.Bellato; Q.L. Cariolaro; G. Vannuchi  
"Computer Analysis of a Digital Repeatered Line, Applications to the Design of a 140 Mb/s Regenerative System"  
TELETTRA, Digital Trans. & Wire Com.Div.

CAPÍTULO V

RESULTADOS DA SIMULAÇÃO NO COMPUTADOR

## V.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os principais resultados da simulação no computador. Os casos mais importantes são ilustrados com diagramas de olho, pulsos equalizados e curvas de erro, de modo a se verificar os efeitos da atuação do simulador de cabo por pólos no sistema. Apresenta-se apenas um exemplo dos resultados obtidos, uma vez que a quantidade de dados gerados é muito grande, sendo necessário resumí-los através de tabelas.

Inicialmente verifica-se o comportamento da IESM (interferência entre símbolos mínima no "chão" do olho positivo) com um simulador com pólos independentes. Em seguida impõe-se a condição de que as frequências dos pólos mantenham uma relação fixa entre si ao longo de toda a faixa de atenuações (AT) a ser simulada e obtém-se os melhores simuladores com pólos relacionados.

## V.2. SIMULADOR COM PÓLOS INDEPENDENTES

### V.2.1. SIMULADOR COM 1 PÓLO

Verificou-se primeiramente a atuação do simulador com apenas um pólo, variando-se a posição deste numa faixa de frequências razoável, partindo de valores suficientemente grandes de frequência, e observando-se o comportamento da IESM para alguns valores de AT. Um exemplo do tipo de resultado obtido pode ser visto no Mapa V.1 para AT=20dB.

Neste mapa, e em todos apresentados neste capítulo, os valores das posições em frequência dos pólos  $F_i$ 's são obtidos multiplicando-se os resultados por 4,125KHz. Esta multiplicação é necessária devido ao tipo de discretização utilizada no programa. Também, os valores de IESM que aparecem nos mapas estão multiplicados por 1000, para simplificar o formato de saída.

Como pode ser verificado no mapa V.1, existe uma região onde a IESM passa por um mínimo. A Tabela V.1 mostra os valores de IESM mínimos obtidos para cada AT testado e os respectivos valores de  $F_1$ , os quais compõem o que será chamado simulador ótimo com 1 pólo.

| AT(dB) | F1(KHz) | IESM  |
|--------|---------|-------|
| 5      | 1238    | 0,095 |
| 10     | 536     | 0,069 |
| 15     | 330     | 0,128 |
| 20     | 194     | 0,255 |
| 25     | 103     | 0,376 |

Tabela V.1 - Simulador ótimo com 1 pólo

Como já observado no capítulo anterior, uma IESM da ordem de 0,100 pode ser considerado um bom resultado em termos de desempenho do repetidor. Pode-se dizer, então, que o simulador com 1 pólo proporciona resultados satisfatórios para atenuações até 15 dB e que será necessário aumentar o número de pólos para melhorar os resultados referentes a AT maiores.

Os erros entre as respostas de amplitude de  $S(f;AT)$  e do trecho de cabo simulado  $C(f;AT)$ , a menos da componente constante com a frequência, utilizando a localização dos pólos dada por esta tabela, podem ser vistos na Fig V.1.

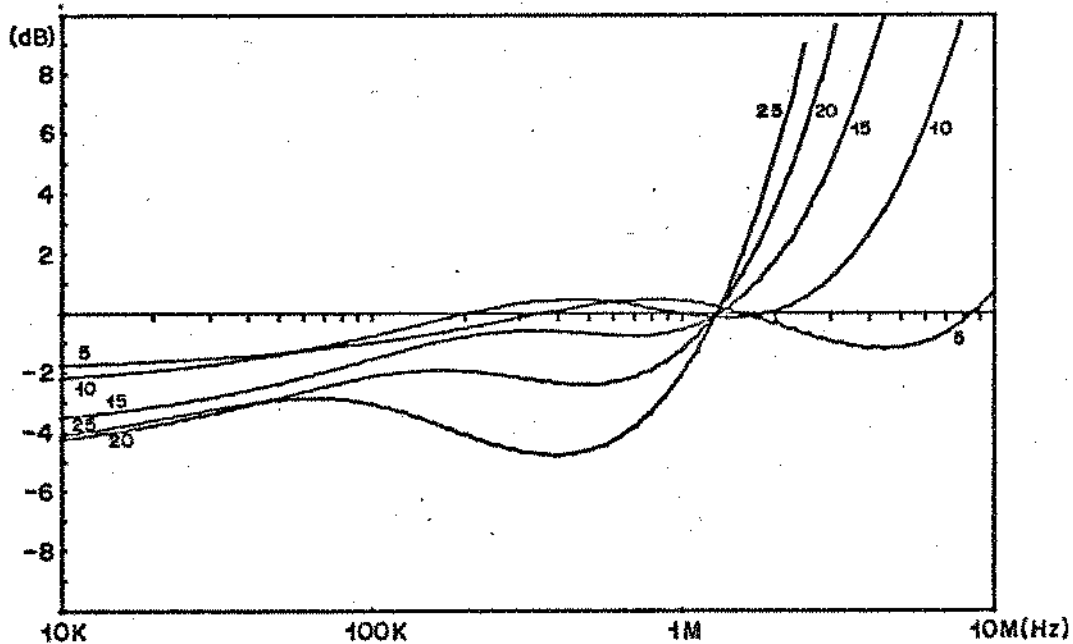


Fig. V.1 - Erro de aproximação com 1 pólo

Para frequências na faixa de  $0 \rightarrow 100\text{KHz}$  o erro máximo negativo é da ordem de 4dB. Na faixa de  $100\text{K} \rightarrow 1,5\text{MHz}$ , para AT entre 5 e 15dB, o erro decresce e passa pelo zero, apresentando valores máximos negativo e positivo confinados numa faixa de 2dB em torno do zero. Para AT entre 20 e 25dB, nesta mesma faixa, o erro se torna grande, chegando a um máximo negativo de 5dB. Para frequências maiores, o erro cresce de forma incontrollável, uma vez que a resposta com 1 pólo decai assintoticamente segundo uma taxa de 20dB/déc, enquanto a taxa de decaimento da resposta do cabo cresce de forma ilimitada à medida que  $f$  cresce. Para tentar melhorar a aproximação vai-se introduzir um segundo pólo no simulador.

### V.2.2. SIMULADOR COM 2 PÓLOS

A introdução do segundo pólo implica em um aumento da complexidade da simulação e, conseqüentemente, do tempo de computação, pois para se obter os melhores resultados de IESM é necessário variar o valor da frequência dos dois pólos,  $F_1$  e  $F_2$ . O problema aqui é estabelecer uma região inicial de frequências que deve ser testada, sem que seja necessário partir de valores de  $F_1$  e  $F_2$  muito grandes. A única informação que se tem é o resultado para 1 pólo e o fato de que  $F_2 \geq F_1$ . Atribuiu-se, então, valores para  $F_1$  tais que o ótimo obtido para 1 pólo ficasse no centro da faixa de variação. A partir desta atribuição inicial foi possível obter, após vários ajustes, os melhores valores da IESM a cada AT quando se utilizam 2 pólos.

O Mapa V.2, mostra como exemplo, os resultados obtidos para  $AT=20\text{dB}$ . Fixando-se  $F_1$  e variando-se  $F_2$ , o que corresponde a uma coluna do mapa, observa-se que existe uma região onde a IESM passa por um mínimo. Fixando-se em uma linha do mapa, o que implica em fixar  $F_2$  e variar  $F_1$ , observa-se um comportamento semelhante, porém a região se torna mais estreita, pois uma ligeira mudança em  $F_1$  causa sensível alteração no valor de IESM. Este fato indica que o posicionamento do primeiro polo é mais crítico, constatação que se repetirá nos estudos seguintes e será de grande importância.

A intersecção dos dois comportamentos acima gera a região dos melhores valores de IESM, a qual se encontra, aproximadamente, na diagonal do mapa. Este comportamento era previsível, pois a tentativa de se manter uma mesma qualidade de aproximação sugere que ao se aumentar  $F_1$  deve-se diminuir  $F_2$  e vice-versa.

A Tabela V.2 mostra os valores mínimos de IESM para cada AT e os respectivos valores de  $F_1$  e  $F_2$ , os quais compõem o

simulador ótimo com 2 pólos.

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|-------|
| 5      | 1238    | -       | 0,095 |
| 10     | 536     | -       | 0,069 |
| 15     | 351     | 2063    | 0,062 |
| 20     | 268     | 1114    | 0,079 |
| 25     | 371     | 454     | 0,141 |
| 30     | 289     | 351     | 0,244 |
| 35     | 248     | 268     | 0,362 |
| 40     | 190     | 210     | 0,448 |

Tabela V.2 - Simulador ótimo com 2 pólos

O fato de não constar nesta tabela valores para F2 para atenuações entre 5 e 10dB, significa que o segundo pólo deve ser posicionado em frequências suficientemente altas para que sua atuação seja desprezível, visto que sua participação piora ou mantém inalterado o desempenho do simulador nesta faixa. Para atenuações entre 15 e 25dB houve sensível melhora no nível de IESM. Pode-se aceitar maior interferência entre 20 e 25dB, pois nesta faixa a atenuação introduzida pelo cabo é menor e, conseqüentemente, a relação S/R na entrada do equalizador fixo é maior, podendo-se dizer que 2 pólos é suficiente para simular atenuações até 25dB. Para atenuações maiores a IESM continua alta, o que sugere um novo aumento no número de pólos.

Os erros de aproximação com 2 pólos utilizando os valores de F1 e F2 dados pela tabela acima, podem ser vistos na Fig. V.2 para atenuações entre 15 e 40dB. Para AT entre 15 e 25dB houve uma melhora sensível do valor do erro, principalmente na faixa de 100K  $\rightarrow$  1,5MHz. Para AT maiores, entretanto, o erro continua excessivo em toda a faixa. Os erros para atenuações entre 5 e 10dB foram omitidos, pois são idênticos ao resultado da Fig. V.1.

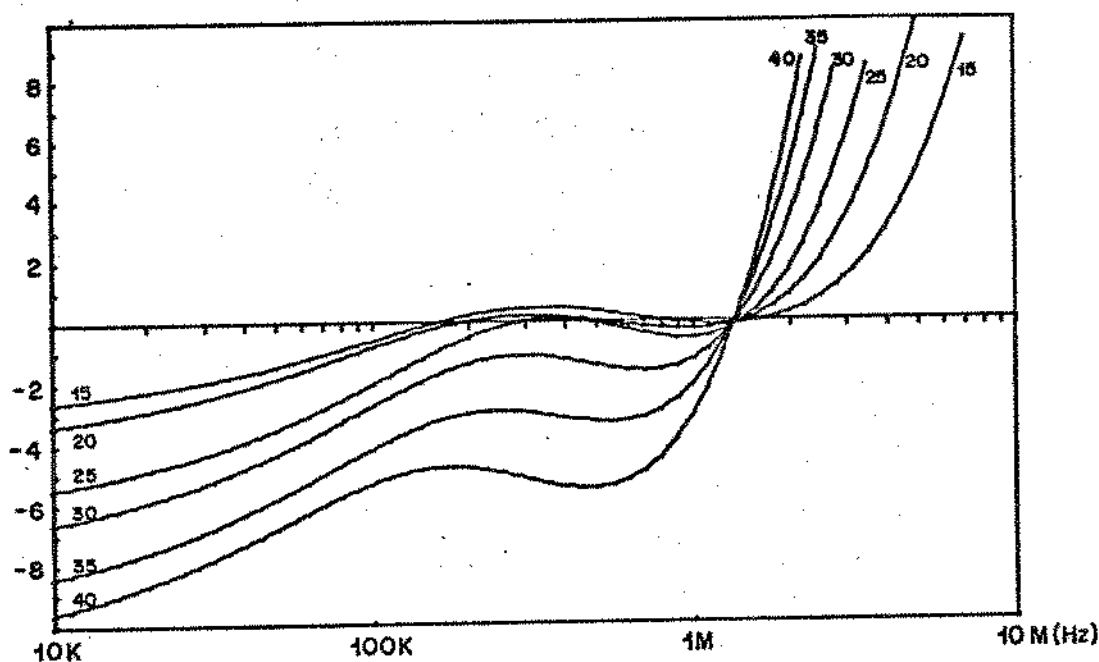


Fig. V.2 - Erro de aproximação com 2 pólos

### V.2.3. SIMULADOR COM 3 PÓLOS

A colocação do terceiro pólo aumenta ainda mais a complexidade da simulação e o tempo de computação necessário. A estratégia de busca destas posições é semelhante à adotada para o caso com 2 pólos, colocando-se inicialmente o valor ótimo obtido para  $F_1$  e  $F_2$  naquele caso, no centro da faixa de variação e ajustando-se posteriormente estes valores para se conseguir o melhor resultado para IESM. Obtém-se desta forma, para cada valor de  $AT$ , um conjunto de dados do tipo dos Mapas V.3 a V.11 que exemplificam o caso de  $AT=20dB$ .

Cada mapa corresponde à situação em que, fixado  $F_1$ , varia-se  $F_2$  e  $F_3$ . Em cada um deles pode-se ver que, como no caso de 2 pólos, existe uma região, aproximadamente na diagonal, na qual a IESM passa por um mínimo. Observa-se ainda que, nesta situação, a posição do segundo pólo é mais importante que a do terceiro. Fixando-se agora  $F_2$  e  $F_3$  e variando-se  $F_1$ , ou seja, variando-se o mapa observado, verifica-se que novamente a IESM passa por um mínimo. Além disto, pequenas mudanças em  $F_1$  causam grandes alterações no valor de IESM, confirmando a importância do primeiro pólo.

Em alguns casos não se pesquisou resultados para valores muito grandes de  $F_3$ , pois equivaleria a retornar ao simulador com 2 pólos. O valor " 0 " que aparece nos mapas corresponde a situações já tratadas, pois estão associadas a  $F_1 > F_2$  ou  $F_2 > F_3$ .

A Tabela V.3 mostra a IESM mínima obtida para cada AT e os respectivos valores de  $F_1$ ,  $F_2$  e  $F_3$ , correspondentes ao simulador ótimo com 3 pólos. Vale ressaltar que, mesmo para os valores pequenos de AT, onde o melhor resultado é 1 pólo, pode-se continuar falando em 2 ou 3 pólos, supondo que os pólos adicionais estão posicionados em frequências suficientemente altas.

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1238    | -       | -       | 0,095 |
| 10     | 537     | -       | -       | 0,069 |
| 15     | 330     | 2970    | 6188    | 0,058 |
| 20     | 248     | 1733    | 2063    | 0,051 |
| 25     | 206     | 1196    | 1279    | 0,064 |
| 30     | 186     | 866     | 908     | 0,097 |
| 35     | 227     | 578     | 619     | 0,154 |
| 40     | 330     | 371     | 454     | 0,263 |

Tabela V.3 - Simulador Ótimo com 3 pólos

Para atenuações maiores que 15dB, o valor de IESM melhorou sensivelmente chegando a um desempenho satisfatório para atenuações até 30dB. Para AT entre 30 e 35dB, embora a IESM seja um pouco alta, pode-se considerar o desempenho aceitável em virtude do alto nível da relação S/R. Entretanto para  $AT > 35dB$  o desempenho não se mostrou aceitável e, para solucionar este problema há duas alternativas que poderiam ser adotadas:

- i) Adicionar mais pólos ao simulador de modo a melhorar a aproximação entre a resposta do simulador de cabo e a resposta do cabo.
- ii) Permanecer com o simulador de cabo com 3 pólos mas adicionar um corretor de fase nesta faixa de atenuações, de modo que esta fase, em conjunto com a resposta fornecida por  $P(f)C(f)S(f)E(f)$ , resulte em uma nova característica de Nyquist.



A primeira alternativa foi abandonada, pois aumentaria demasiadamente a complexidade da simulação e mesmo do circuito a ser implementado. A segunda alternativa necessita ser investigada com mais detalhes, pois implica em construir um corretor de fase que atue somente na faixa de AT entre 35 e 40dB.

Decidiu-se nesta etapa aceitar uma IESM maior nesta faixa de atenuações deixando a investigação da segunda alternativa para o próximo capítulo. Justifica-se esta decisão não só pelo fato de que nesta faixa a relação S/R é alta, mas também porque corresponde a uma situação pouco comum na prática.

A Fig. V.3 mostra os erros de aproximação com 3 pólos. Comparando-se com o resultado anterior, observa-se que para atenuações maiores que 15dB o erro melhorou em toda a faixa de  $0 \rightarrow \approx 1,5\text{MHz}$ , chegando a um resultado excelente na faixa de  $100\text{K} \rightarrow \approx 1,5\text{MHz}$ , exceto para  $\text{AT}=40\text{dB}$ .

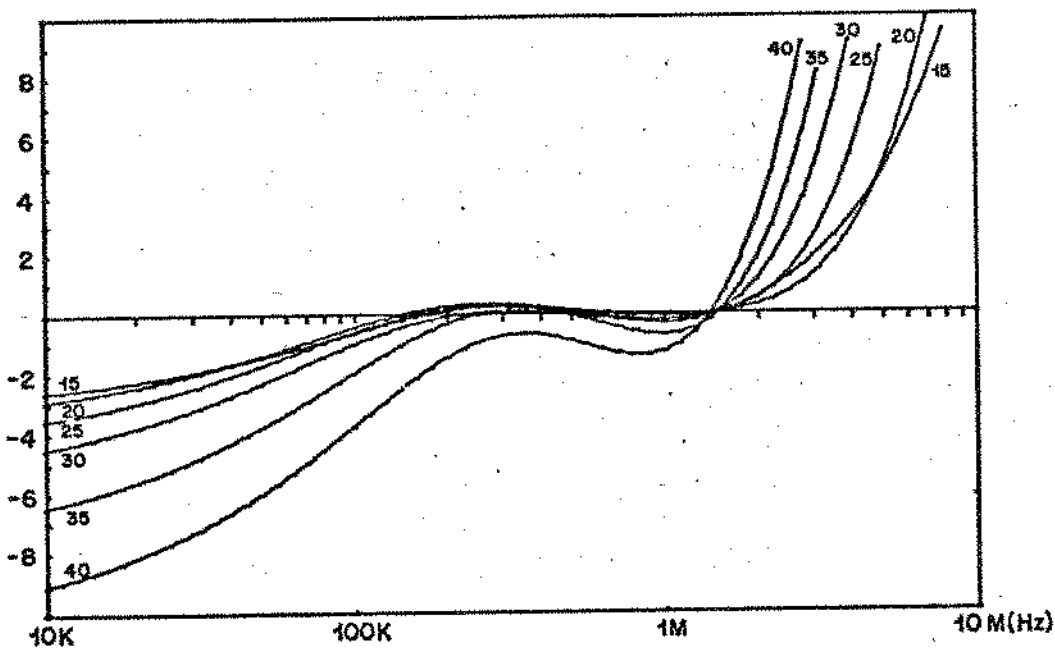


Fig. V.3 - Erro de aproximação com 3 pólos

Comparando-se todas as curvas de erro apresentadas, observa-se que os resultados para IESM melhoraram à medida que o erro na faixa de  $100\text{K} \rightarrow \approx 1,5\text{MHz}$  diminuiu. Aparentemente, portanto, esta é a faixa de frequências mais importante para o sistema, fato este que será comprovado posteriormente.

#### V.2.4. ILUSTRAÇÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

A Fig. V.4 mostra o pulso equalizado e o diagrama de olho resultante que serão tomados como referência, pois correspondem à situação em que o simulador de cabos não é utilizado, ou seja, quando  $AT = 0$ . Apenas para referência, as linhas tracejadas mostram os valores do pulso isolado, positivo ou negativo, na janela de tempo associada ao diagrama.

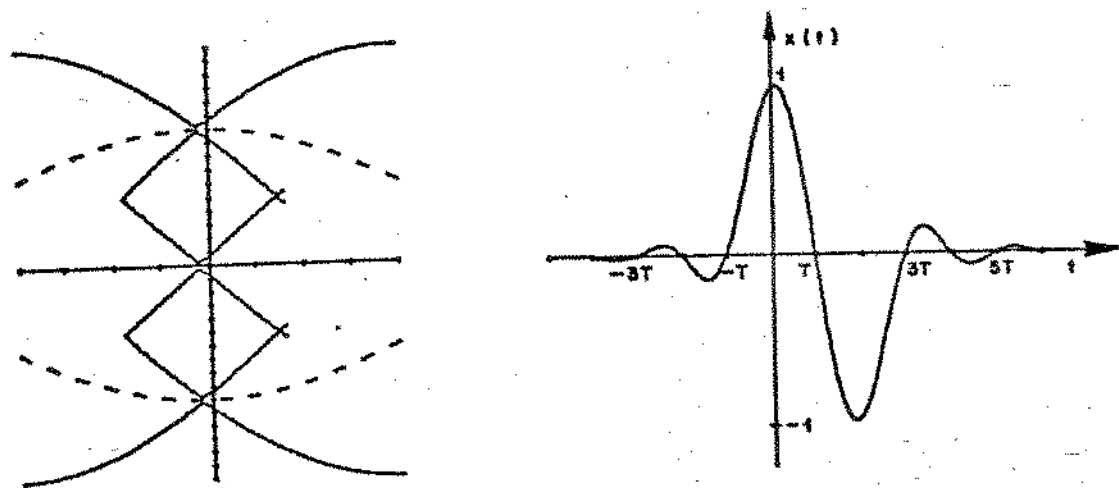


Fig V.4 - Diagrama de olho e pulso equalizado sem simulador de cabo por pólos

A Fig. V.5 mostra, para alguns valores de  $AT$ , os pulsos equalizados e os diagramas de olho resultantes quando se utiliza o simulador ótimo com 3 pólos.

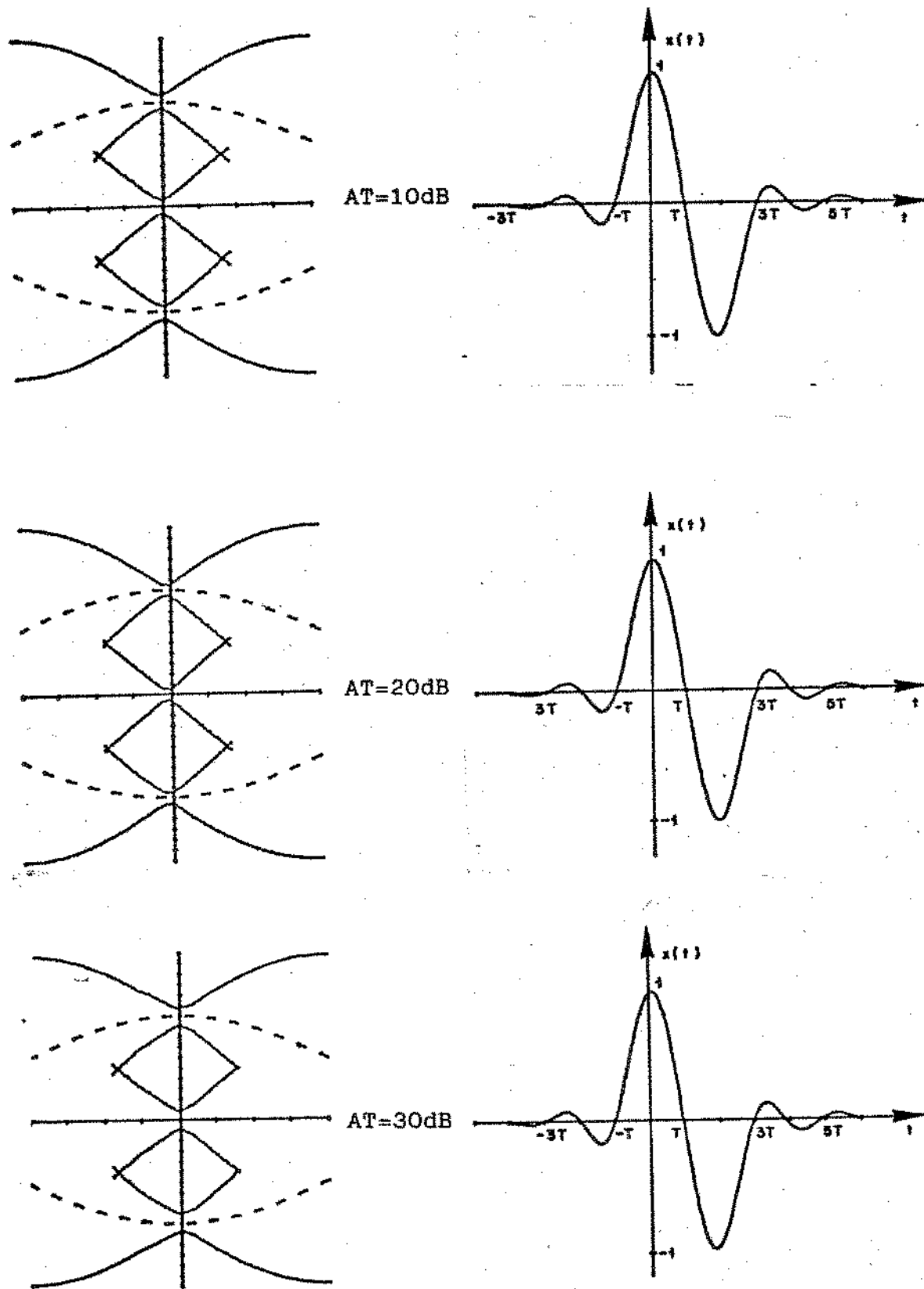


Fig. V.5 - Diagrama de olho e pulso equalizado com simulador ótimo com 3 pólos (Continua)

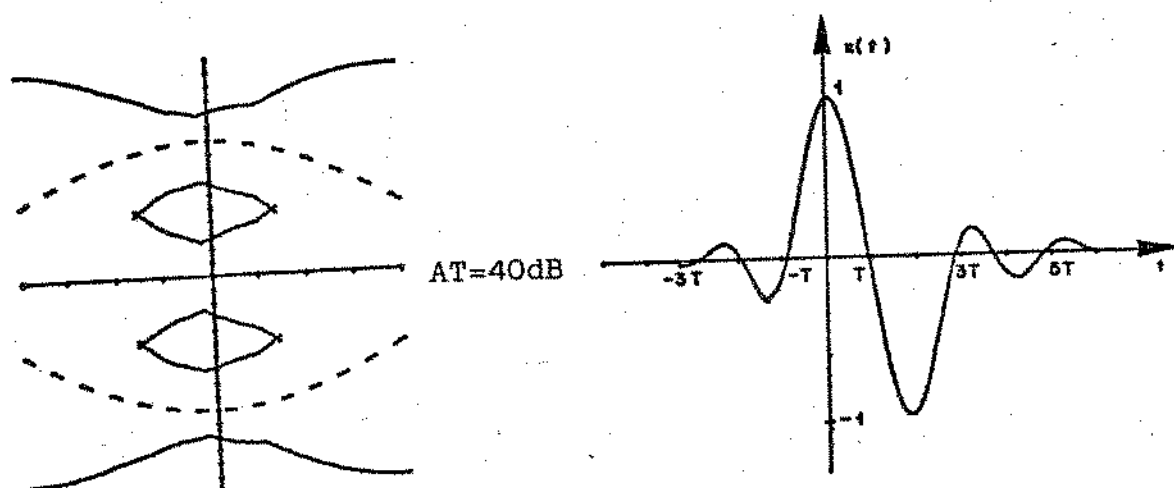


Fig. V.5 - Diagrama de olho e pulso equalizado com simulador ótimo com 3 pólos

Pode-se observar que os pulsos equalizados para AT até 30 dB são bastante semelhantes àqueles de referência. Nota-se apenas um ligeiro erro, crescente com AT, nos cruzamentos de zero à direita dos lóbulos principais.

Como consequência, a menos de um pequeno acréscimo nos níveis de IES de pior caso, os diagramas de olho correspondentes também são muito semelhantes àquele de referência, permitindo afirmar que a qualidade resultante é bastante satisfatória.

Por outro lado, como era de se esperar, o pulso equalizado para AT=40dB apresenta imperfeições significativas, o que faz com que o diagrama de olho associado se apresente consideravelmente mais fechado que o de referência.

Todos estes resultados confirmam as conclusões obtidas anteriormente a partir dos valores de IESM e mostram a validade da utilização deste parâmetro como indicador da qualidade geral do diagrama de olho e, portanto, como critério para estudo e projeto de simuladores de cabo.

Estes resultados correspondem ao máximo desempenho que

se pode atingir com um simulador com 3 pólos. Entretanto, como evidenciado no Cap III, a construção prática de um simulador automático de cabos deste tipo é inviável, pois não existe um relacionamento constante entre as frequências dos pólos para todos os valores de AT. Torna-se necessário, então, conseguir um simulador de cabo que atenda aos critérios estabelecidos e cujos pólos apresentem uma relação definida entre si.

### V.3. SIMULADOR COM PÓLOS RELACIONADOS

Em virtude dos resultados ótimos, sabe-se que será necessário pelo menos 3 pólos para o simulador com pólos relacionados. Como já visto, este número de pólos não produz resultados satisfatórios para a faixa de AT  $> 35\text{dB}$ . Além disto, a imposição do relacionamento entre os pólos implica em níveis de IESM maiores que aqueles obtidos com o simulador ótimo com 3 pólos. Porém, esta será a complexidade máxima admitida para o simulador.

É importante ressaltar aqui que os pequenos e médios valores de AT devem ter prioridade em relação à qualidade do simulador, uma vez que a relação S/R à entrada do equalizador fixo cresce à medida que se aumenta a atenuação a ser simulada. Logo, quando o cabo simulado é longo (AT  $> 30\text{dB}$ ), será possível tolerar maiores imperfeições no pulso equalizado  $x'(t)$  e, conseqüentemente, níveis maiores de IESM. Com isto, deve-se ser mais exigente com a deterioração da qualidade do simulador para pequenos e médios AT.

Uma primeira idéia para iniciar este estudo seria buscar as melhores relações através de simulações no computador impondo-se as várias possibilidades para estas relações. Entretanto, isto exigiria um grande volume de trabalho computacional e não se utilizaria os resultados já obtidos.

Uma idéia alternativa é utilizar os mapeamentos já realizados e definir, a cada AT, os valores de F1, F2 e F3 que produzem IESM aceitáveis. Estes valores criam, a cada AT uma região tridimensional no espaço de (F1 F2 F3). Resta agora encontrar os trios F1's nestas regiões para os quais F2/F1 e F3/F1 sejam constantes ao longo da gama de valores de AT. Este problema tridimensional pode ser estudado através de gráficos bidimensionais de valores aceitáveis de F1, F2 e F3. Definidos os trios que satisfazem as condições acima, tem-se de imediato os valores possíveis das relações. Restará selecionar aquelas que oferecem os melhores resultados.

Este método utiliza os conhecimentos adquiridos no

estudo dos simuladores com pólos independentes e permite uma melhor visualização do comportamento das relações envolvidas. Logo, resulta num encaminhamento mais direto e menos árduo em direção ao objetivo.

O primeiro passo dentro desta alternativa é definir os acréscimos máximos de IESM que podem ser aceitos em relação ao caso ótimo. Com isto poderão ser definidos os trios  $F_i$ 's aceitáveis a cada AT, ou seja, a região tridimensional citada anteriormente. O critério a ser utilizado na definição destes acréscimos deve atender os seguintes requisitos:

- i) pequena degradação de IESM
- ii) ênfase na qualidade para pequenos e médios AT
- iii) permitir a existência de simuladores com pólos relacionados para todos AT

Logo, este critério deve atender a um compromisso entre o nível de degradação de IESM e a existência e até flexibilidade na escolha de simuladores com pólos relacionados.

Considerando a região de pequenos e médios valores de AT, observa-se que em  $AT=5dB$  ocorre o pior valor de IESM ótima. Em adição, esta é uma atenuação onde a influência do ruído merece atenção especial. Em vista destas considerações tomou-se este caso como ponto de partida no estabelecimento do critério acima: adotou-se uma IESM máxima permitida de 0,106, o que corresponde a um acréscimo máximo de 12% em relação ao valor ótimo. Este acréscimo é um tanto arbitrário e sua validade será avaliada de acordo com os resultados a serem obtidos.

Para valores de AT entre 10dB e 25dB, onde os fatores acima são mais favoráveis, utilizou-se este mesmo limite.

Para  $AT=30dB$ , onde a IESM ótima foi de 0,097, foi necessário aceitar uma IESM máxima de 0,136 para que houvesse uma flexibilidade mínima na escolha do simulador. Pela mesma razão, admitiu-se uma IESM máxima de 0,216 e 0,305 para as atenuações de 35dB e 40dB, respectivamente.

A Tabela V.4 mostra a IESM máxima admitida para cada AT e a variação percentual que tais valores apresentam em relação aos valores ótimos correspondentes.

| IESM |       |        |     |
|------|-------|--------|-----|
| AT   | ÓTIMA | MÁXIMA | %   |
| 5    | 0,095 | 0,106  | 12  |
| 10   | 0,069 | 0,106  | 54  |
| 15   | 0,058 | 0,106  | 83  |
| 20   | 0,051 | 0,106  | 108 |
| 25   | 0,064 | 0,106  | 66  |
| 30   | 0,097 | 0,136  | 40  |
| 35   | 0,154 | 0,216  | 40  |
| 40   | 0,263 | 0,305  | 16  |

Tabela V.4 - IESM máxima permitida

Com estes dados pode-se estabelecer, a cada AT, quais F1, F2 e F3 serão permitidos, formando as regiões de IESM aceitáveis, como aquelas assinaladas nos Mapas V.3 a V.11 para AT=20dB.

É preciso agora encontrar entre estes valores de frequência, aqueles que proporcionam a existência de um relacionamento fixo entre (F2 e F1) e (F3 e F1), para todos AT. Para isto foi feito a cada AT, um gráfico onde se colocou os F1 e F2 associados que fornecem, para uma determinada faixa de F3 (uma coluna num mapa para 3 pólos), uma IESM dentro da região permitida.

As Figs V.6 a V.9 mostram os resultados obtidos para AT de 5 a 40 dB. Não foi possível fazer um único gráfico pois ocorre superposição.

A abscissa do gráfico consiste dos valores de F1 utilizados na simulação que, associados a qualquer F2 na região definida pelas retas verticais correspondentes, fornece, numa faixa de F3 conveniente, um valor de IESM menor ou igual ao máximo permitido pela Tabela V.4.

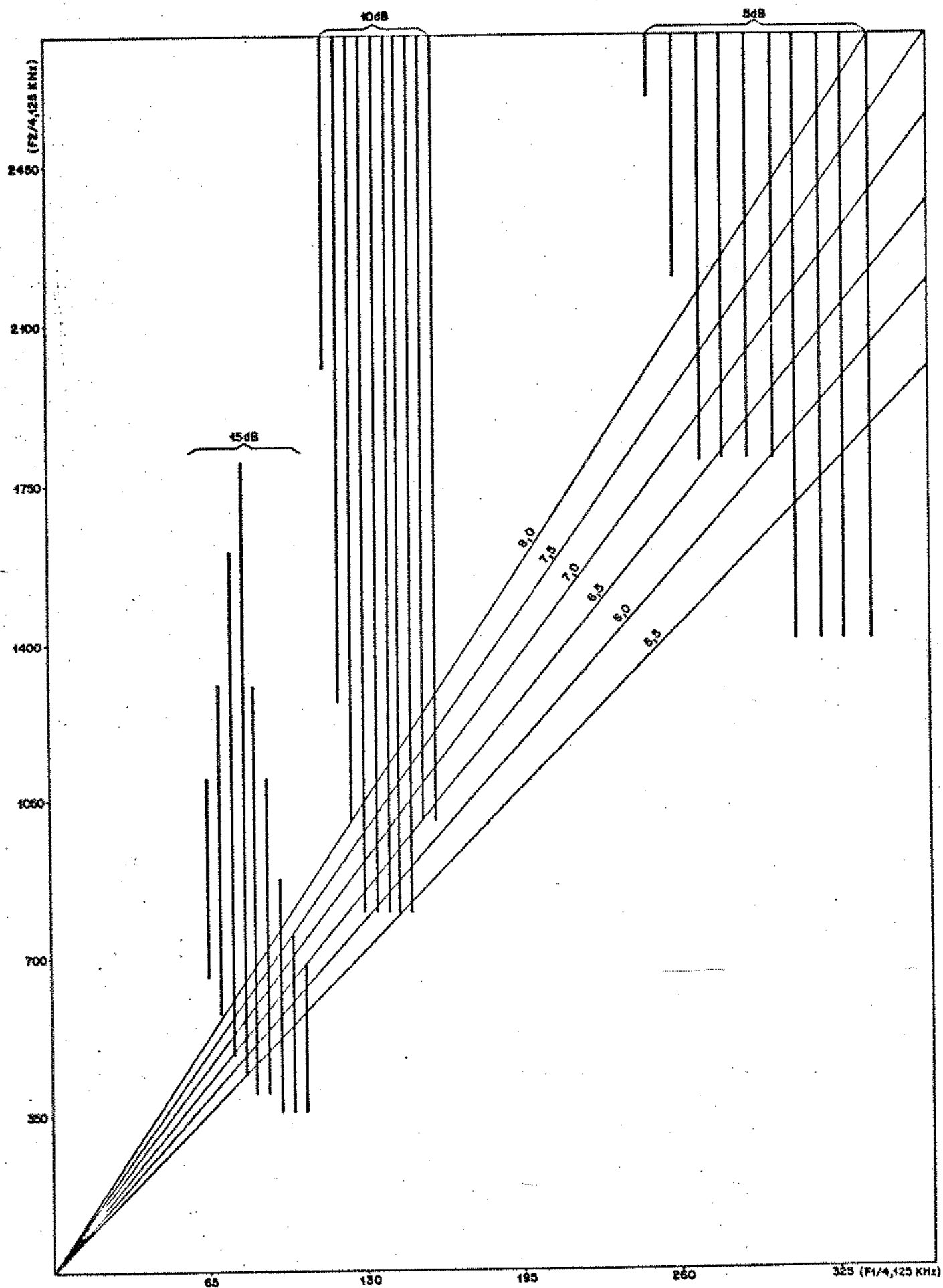


Fig. V.6 - F1 x F2 para AT igual a 5, 10 e 15dB



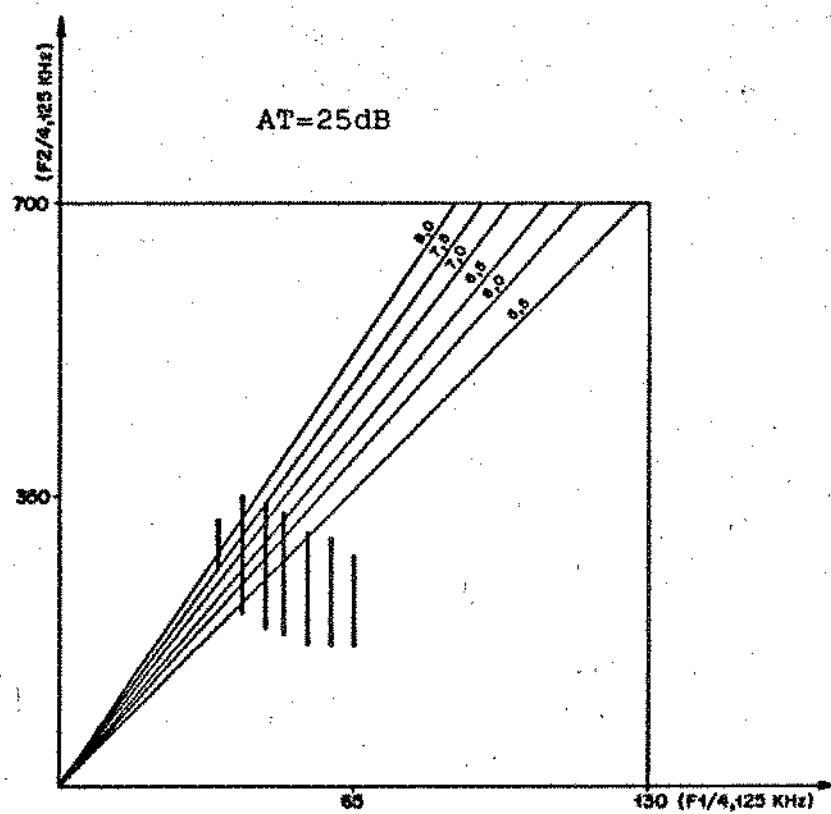
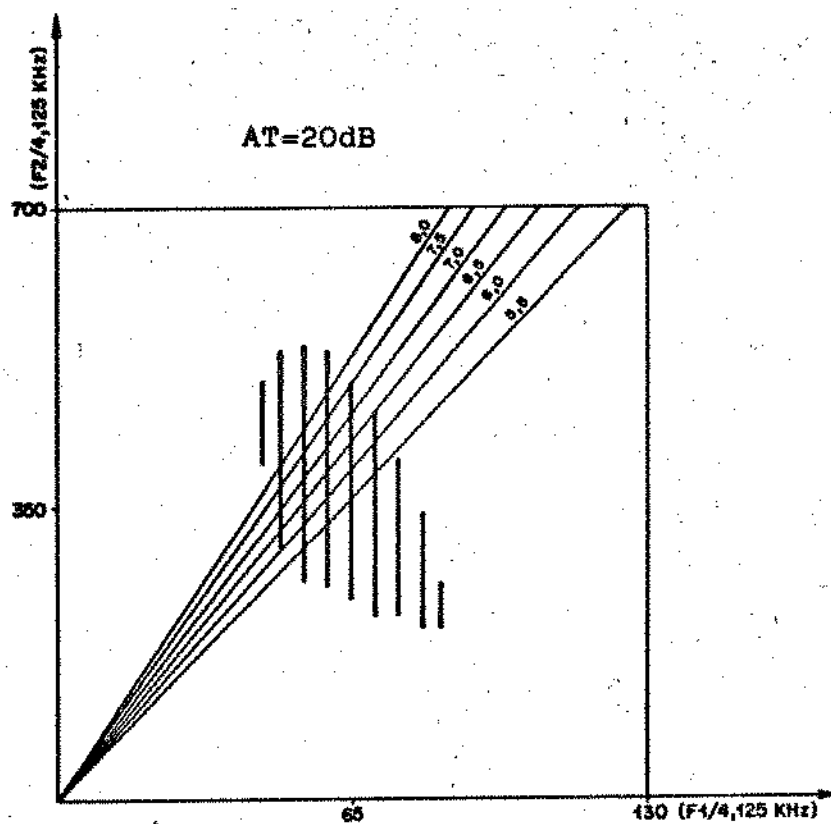


Fig. V.7 -  $F_1 \times F_2$  para AT igual a 20 e 25 dB

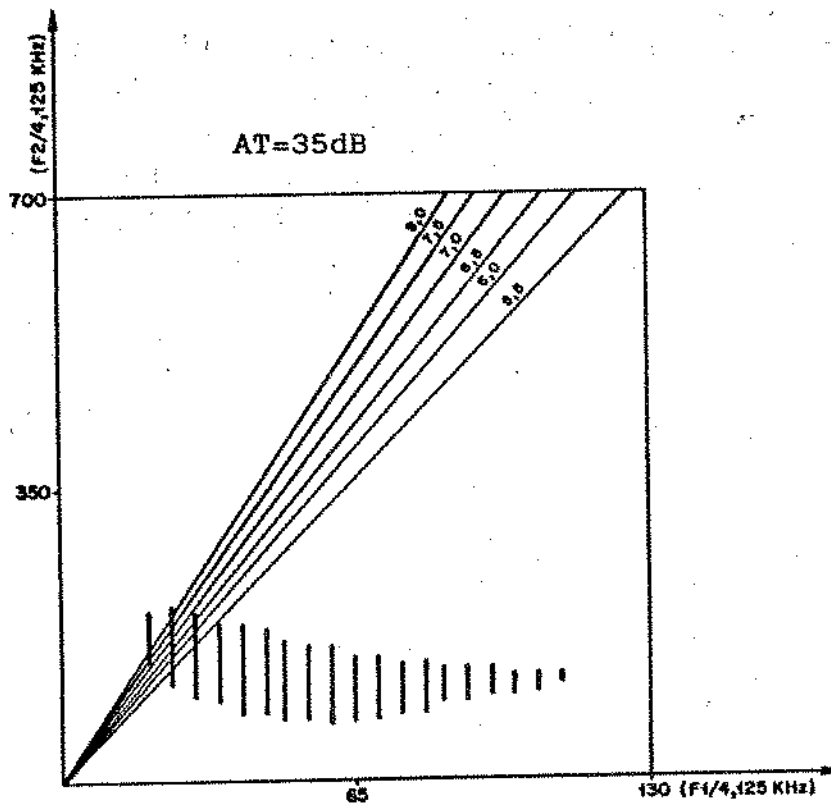
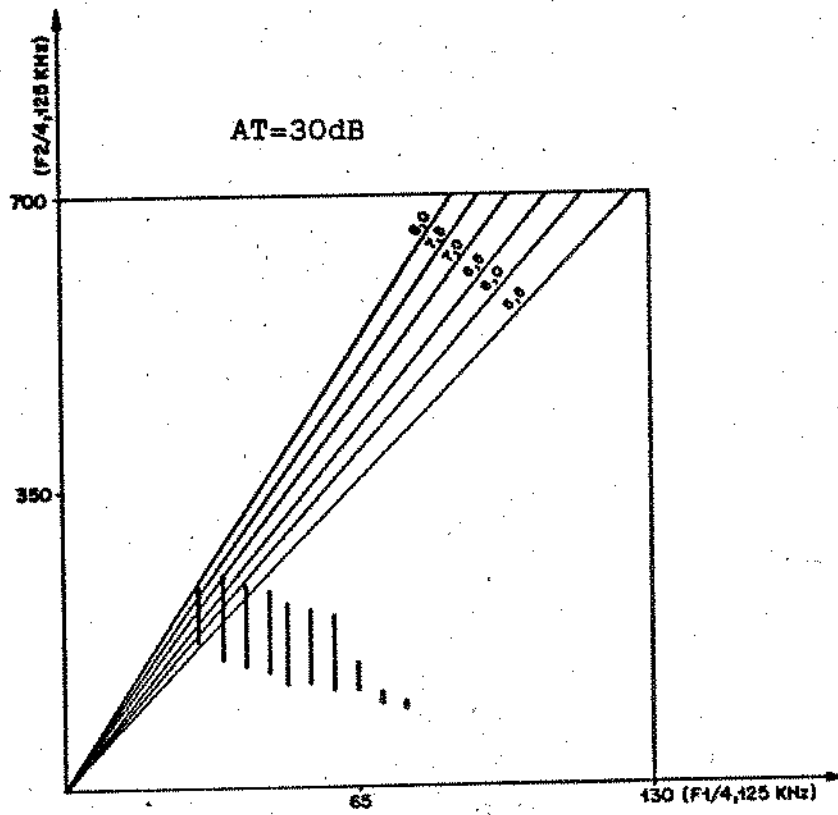


Fig. V.8 -  $F_1 \times F_2$  para AT igual a 30 e 35dB

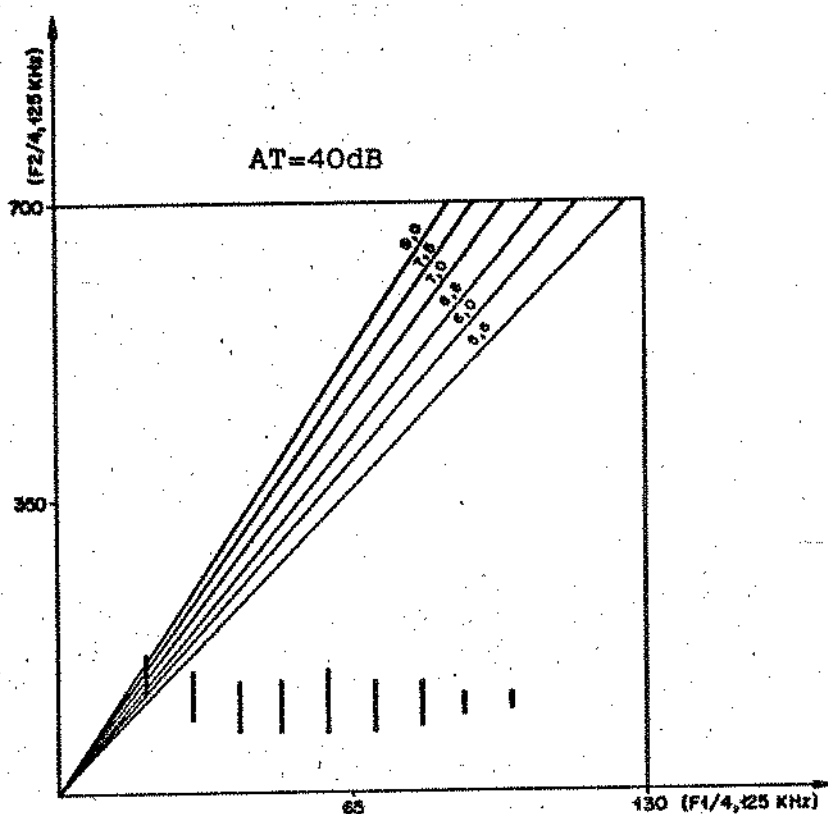


Fig V.9 -  $F1 \times F2$  para AT igual a 40dB

Através destes gráficos pretende-se encontrar as relações entre as frequências  $F1$  e  $F2$ . O procedimento adotado foi traçar retas a partir da origem de modo a interceptar simultaneamente todas as regiões definidas pelos pares  $F1, F2$  permitidos. Com estas retas pode-se traçar um ângulo que estabelece a faixa de relações possíveis para  $F2/F1$ , a qual está compreendida entre os valores 5,5 e 8,0. Esta faixa foi discretizada em intervalos de 0,5, traçando-se as retas correspondentes às relações resultantes.

Em geral, cada reta intercepta vários valores de  $F1$  dentro de cada região (várias barras verticais), e os melhores resultados para IESM vão depender da escolha dentre estes possíveis valores de  $F1$ , como já evidenciado pelos resultados do caso ótimo. Deve-se salientar que a cada  $F1$  que satisfaça esta relação, existe uma gama bem definida de  $F3$  que deve ser satisfeita para que realmente a IESM recaia na região aceitável. Por exemplo, para  $AT=20\text{dB}$ , quando  $F2/F1=6,0$  e  $F1=60$  ( $\times 4,125\text{KHz}$ ),  $F3$  deve estar entre 450 - 1650 ( $\times 4,125\text{KHz}$ ), como se observa no Mapa V.6.

Observa-se também que valores de  $F2/F1$  maiores são melhores para pequenos e médios AT. Por outro lado, valores menores são melhores para grandes AT. Este comportamento já era previsível pois, para um mesmo  $F1$ , quanto maior  $F2$ , menor a queda da resposta de amplitude do simulador e vice-versa.

Resta agora obter para cada relação  $F2/F1$ , as possíveis relações  $F3/F1$ . Poder-se-ia usar um procedimento análogo ao descrito acima, construindo um mapa  $F1 \times F3$  a cada possível relação  $F2/F1$ . Fixado um valor de AT, para cada  $F1$  permitido tem-se um  $F2$ , dado pela relação  $F2/F1$ , e associado a este par, um conjunto de valores de  $F3$ . Portanto, para cada uma das relações  $F2/F1$  encontradas ter-se-ia um mapa com todos  $F1$  e  $F3$  possíveis em cada AT. De posse destes mapas seria possível traçar um ângulo de relações  $F3/F1$  a cada relação  $F2/F1$ . A partir destes resultados far-se-ia um estudo das melhores  $F3/F1$  a cada  $F2/F1$  e depois o estudo final dos melhores pares  $F2/F1$  e  $F3/F1$ .

Entretanto, é possível simplificar este procedimento, levando-se em conta o fato de que a posição mais importante é a do primeiro pólo. Com os gráficos da Figs. V.6 a V.9 e com mapas como aqueles de V.3 a V.11, é possível escolher a cada AT e a cada  $F2/F1$ , o melhor valor para  $F1$ . A escolha deste valor, dentre aqueles possíveis dentro da região de IESM aceitável, deve levar em conta:

- i) maior margem de segurança: os valores de  $F1$  não devem estar muito próximos dos limites da região de IESM aceitável
- ii) mínima IESM
- iii) maior flexibilidade para a escolha de  $F3$ : entre dois resultados semelhantes deve se dar preferência ao que oferecer maior faixa de valores de  $F3$

Tomando-se como exemplo  $AT=20dB$  e fixando-se numa das relações possíveis para  $F2/F1$  dada pela Fig V.7, pode-se levantar a Tabela V.5. Observando-se agora os resultados mostrados nos Mapas V.4 a V.7 e, levando-se em conta os fatores acima, é fácil constatar que os melhores valores para  $F1$  se encontram entre 55 e 60 (x 4,125KHz). Este mesmo procedimento foi repetido a cada relação e para todas as atenuações.

| AT = 20dB    | F2/F1 = 6,5   |
|--------------|---------------|
| F1 POSSÍVEIS | F2 ASSOCIADOS |
| 50           | 325           |
| 55           | 358           |
| 60           | 390           |
| 65           | 423           |

Tabela V.5 - Exemplo para escolha de F1

Com os F1 fixados a cada AT e a cada F2/F1, resta encontrar as relações F3/F1 correspondentes. Com os resultados obtidos em mapas do tipo V.3, traçados para cada F2/F1 e cada AT e com F1 fixado, já é possível definir as faixas de F3 permitidas, a cada AT, nestas situações Tomando-se uma dada relação F2/F1 e fazendo a intersecção destas faixas, é possível estabelecer as relações F3/F1 para este valor de F2/F1. Não se adotou nesta etapa um procedimento análogo ao utilizado para encontrar F2/F1, pois para se construir um mapa F1 x F3 com sensibilidade suficiente para determinar as possíveis relações F3/F1, seria necessário uma escala com tamanho físico excessivo. Os resultados obtidos nestes testes estão resumidos na Tabela V.6.

| F2/F1 | F3/F1     |             |             |
|-------|-----------|-------------|-------------|
|       | TODAS AT  | EXCETO 10dB | EXCETO 30dB |
| 5,5   | -         | 6,2 - 6,9   | -           |
| 6,0   | -         | 6,9 - 7,4   | -           |
| 6,5   | -         | 6,5 - 8,1   | -           |
| 7,0   | 8,3 - 8,8 | 7,5 - 8,2   | 8,9 - 9,7   |
| 7,5   | 7,7 - 8,4 | 7,5 - 7,6   | 8,5 - 9,1   |
| 8,0   | 8,0       | -           | -           |

Tabela V.6 - Relações possíveis para F3/F1

Observa-se que algumas das relações F3/F1 encontradas não satisfazem o critério para as atenuações de 10dB e 30dB simultaneamente. Estes dois valores de AT são os que mais restringem a escolha de F3/F1, pois têm comportamento antagônicos, isto é, relações com valores grandes para F3/F1 e F2/F1 são melhores para AT=10dB e piores para AT=30dB e vice-

versa. Os valores de relações que não estão nesta tabela não obedecem ao critério estabelecido em pelo menos dois valores de atenuação simulada.

Na tentativa de obter  $F3/F1$  que satisfaça o critério para todos AT (Tabela V.4), reajustou-se os valores de  $F1$  em alguns casos, obedecendo evidentemente os critérios estabelecidos para sua escolha.

Com estes resultados percebe-se que o projeto a ser utilizado deve ser escolhido de modo que  $F2/F1$  esteja entre 7,0 e 8,0. Quanto ao melhor destes projetos, é necessário, em princípio, escolher a melhor relação  $F3/F1$  em cada caso e comparar os resultados entre si. As Tabelas V.7 a V.11 mostram os resultados obtidos, onde se percebe que a escolha de  $F3/F1$  dentro da faixa permitida, não é crítica, o que era de se esperar dada a pequena sensibilidade da IESM em função da posição do terceiro pólo. O mesmo acontece para  $F2/F1$  entre 7,0 e 8,0, quando as relações  $F3/F1$  associadas são boas. Conclui-se que qualquer projeto entre os que obedecem ao critério, pode ser escolhido indiferentemente. Na verdade, todos os projetos da Tabela V.6, mesmo aqueles em que  $F2/F1$  não estão entre 7,0 e 8,0, são bons; apenas não obedecem ao critério estabelecido em alguma das faixas de atenuação.

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1279    | 8951    | 10614   | 0,102 |
| 10     | 578     | 4043    | 4793    | 0,106 |
| 15     | 371     | 2599    | 3077    | 0,071 |
| 20     | 248     | 1733    | 2050    | 0,051 |
| 25     | 165     | 1155    | 1370    | 0,082 |
| 30     | 124     | 866     | 1023    | 0,131 |
| 35     | 103     | 722     | 854     | 0,197 |
| 40     | 83      | 578     | 685     | 0,304 |

Tabela V.7 - Simulador com 3 pólos relacionados por:  
 $F2/F1 = 7,0$  e  $F3/F1 = 8,3$

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1320    | 9240    | 11616   | 0,102 |
| 10     | 578     | 4043    | 5082    | 0,104 |
| 15     | 371     | 2599    | 3263    | 0,070 |
| 20     | 248     | 1733    | 2178    | 0,056 |
| 25     | 165     | 1155    | 1452    | 0,084 |
| 30     | 124     | 866     | 1089    | 0,136 |
| 35     | 103     | 722     | 903     | 0,200 |
| 40     | 83      | 578     | 726     | 0,304 |

Tabela V.8 - Simulador com 3 pólos relacionados por:  
 $F2/F1 = 7,0$  e  $F3/F1 = 8,8$

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1279    | 9591    | 9846    | 0,102 |
| 10     | 578     | 4331    | 4447    | 0,106 |
| 15     | 371     | 2784    | 2859    | 0,071 |
| 20     | 248     | 1856    | 1906    | 0,051 |
| 25     | 165     | 1238    | 1271    | 0,081 |
| 30     | 124     | 928     | 953     | 0,130 |
| 35     | 103     | 771     | 792     | 0,195 |
| 40     | 83      | 619     | 635     | 0,303 |

Tabela V.9 - Simulador com 3 pólos relacionados por:  
 $F2/F1 = 7,5$  e  $F3/F1 = 7,7$

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1320    | 9900    | 11088   | 0,101 |
| 10     | 578     | 4331    | 4851    | 0,102 |
| 15     | 371     | 2784    | 3119    | 0,070 |
| 20     | 248     | 1856    | 2079    | 0,062 |
| 25     | 165     | 1238    | 1386    | 0,085 |
| 30     | 124     | 928     | 1040    | 0,136 |
| 35     | 103     | 771     | 866     | 0,199 |
| 40     | 83      | 619     | 693     | 0,302 |

Tabela V.10 - Simulador com 3 pólos relacionados por:  
 $F2/F1 = 7,5$  e  $F3/F1 = 8,4$

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1279    | 10230   | 10230   | 0,101 |
| 10     | 578     | 4620    | 4620    | 0,101 |
| 15     | 351     | 2805    | 2805    | 0,070 |
| 20     | 227     | 1815    | 1815    | 0,074 |
| 25     | 165     | 1320    | 1320    | 0,086 |
| 30     | 124     | 990     | 990     | 0,136 |
| 35     | 103     | 825     | 825     | 0,200 |
| 40     | 83      | 660     | 660     | 0,302 |

Tabela V.11 - Simulador com 3 pólos relacionados por:  
 $F2/F1 = 8,0$  e  $F3/F1 = 8,0$

Observa-se por estes resultados que a faixa de atenuações em que a IESM se torna inaceitável, aumentou em relação ao ótimo, fato este já previsível em virtude da imposição do relacionamento entre os pólos .

Comparando-se os resultados com os níveis máximos de IESM dados na Tabela V.4, verifica-se que os melhores simuladores com pólos relacionados apresentam IESM próxima da máxima permitida, exceto para AT entre 15dB e 25dB, casos em que a IESM se apresenta mais próxima do resultado ótimo dado na Tabela V.3. Este fato indica que o critério utilizado para o valor máximo aceitável foi adequado, pois tornou possível encontrar os melhores simuladores com pólos relacionados com o mínimo esforço. Se os valores máximos aceitáveis fossem menores implicariam na inexistência de simuladores com pólos relacionados que satisfizessem tal critério. Por outro lado, se estes valores fossem maiores ter-se ia um trabalho mais árduo para se obter os melhores projetos.

### V.3.1. ILUSTRAÇÕES

Serão utilizadas as relações  $F2/F1=7,0$  e  $F3/F1=8,3$  para ilustrar os resultados obtidos. O erro entre as respostas de amplitude deste simulador e do trecho de cabo simulado pode ser visto na Fig V.10. Observa-se que houve uma diminuição do erro na faixa de  $0 \rightarrow 100\text{KHz}$  em relação ao caso ótimo. Já na faixa de  $100\text{K} \rightarrow 1,5\text{MHz}$  houve um aumento do erro principalmente para  $AT=40\text{dB}$ .

Estas observações evidenciam que a faixa mais



importante de frequências do sistema está entre 100K  $\rightarrow$  1,5MHz, pois constata-se que os melhores valores de IESM ocorrem quando os erros nesta faixa diminuem. Isto pode ser explicado com base na densidade espectral de potência do sinal após o equalizador, como mostra a Fig.V.11.

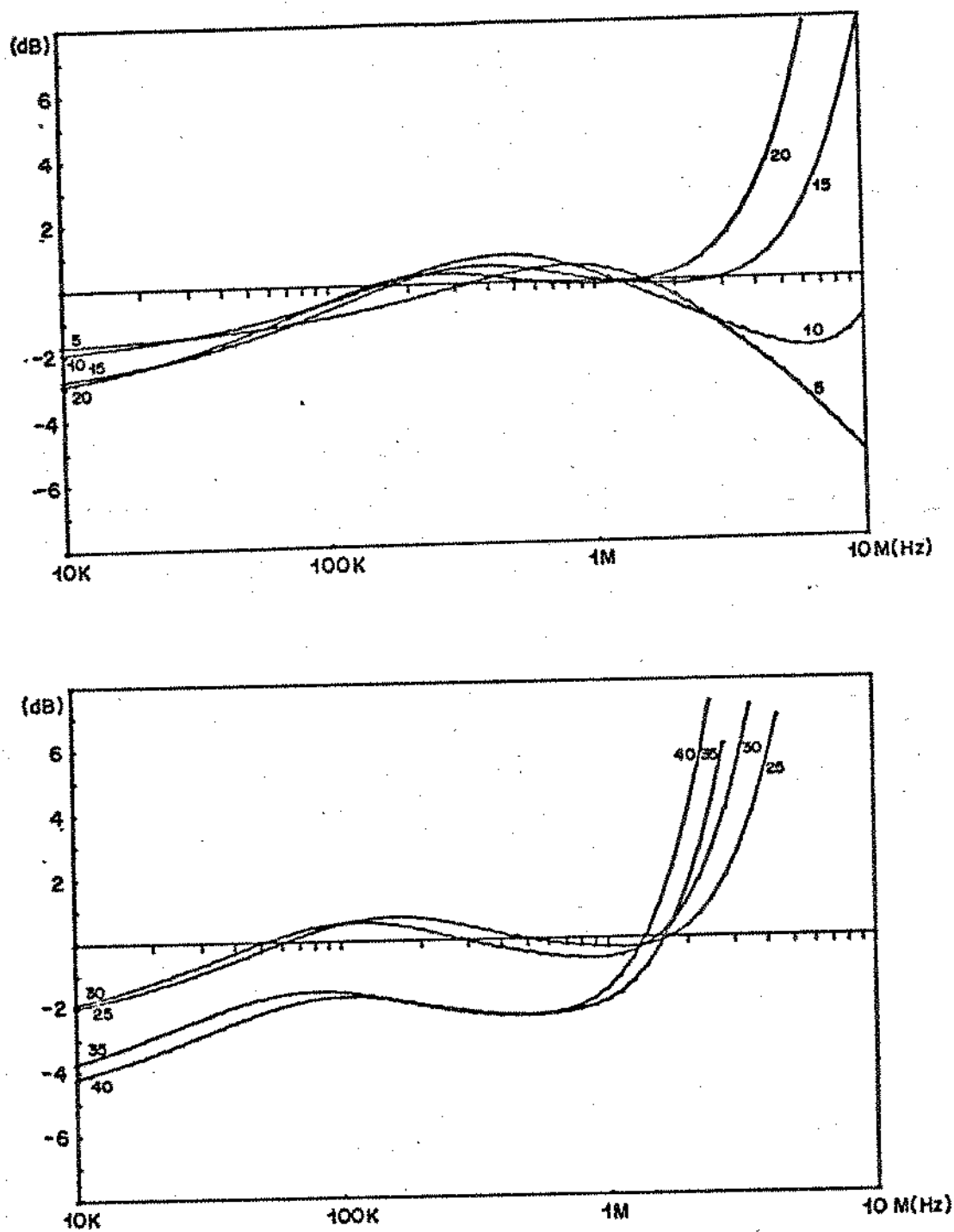


Fig. V.10 - Erro de aproximação com 3 pólos relacionados

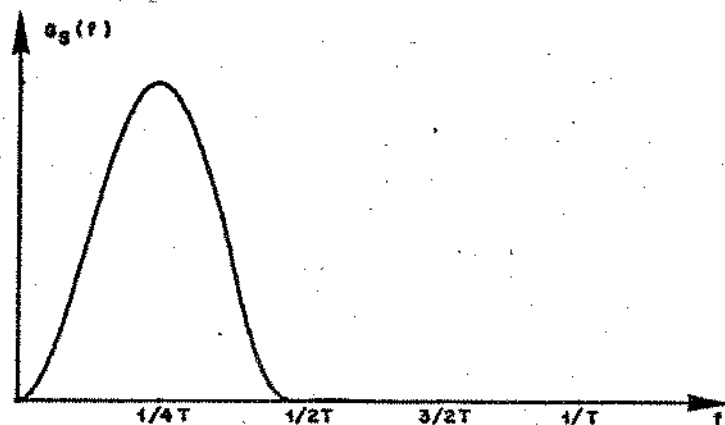


Fig. V.11 - Densidade espectral de potência do sinal duobinário modificado

Este espectro foi obtido supondo que a entrada do canal duobinário modificado é uma sequência de impulsos aleatórios que obedecem ao código bipolar, cuja densidade de potência é dada por: /1/

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

O espectro  $G_s(f)$  após o equalizador será dado, então, por:

$$G_s(f) = G_c(f) |X(f)|^2 \quad (V.2)$$

sendo que  $X(f)$  é dado por:

$$X(f) = T(f)H(f) \quad (V.3)$$

onde:

$T(f)$  - é dado por (II.14)

$H(f)$  - é dado por (II.11) para  $\alpha = 0,3$

Por este resultado, percebe-se que a potência do sinal se concentra em torno de 1MHz ( $1/4T$ ), razão pela qual os erros entre as respostas de amplitude de  $S(f;AT)$  e  $C(f;AT)$  para  $f < 100K$  ou  $f > 1,5MHz$ , são menos importantes.

A Fig V.12 mostra os pulsos equalizados e os diagramas de olho para alguns valores de  $AT$ , quando se utiliza o simulador com 3 pólos relacionados com  $F2/F1=7,0$  e  $F3/F1=8,3$ .

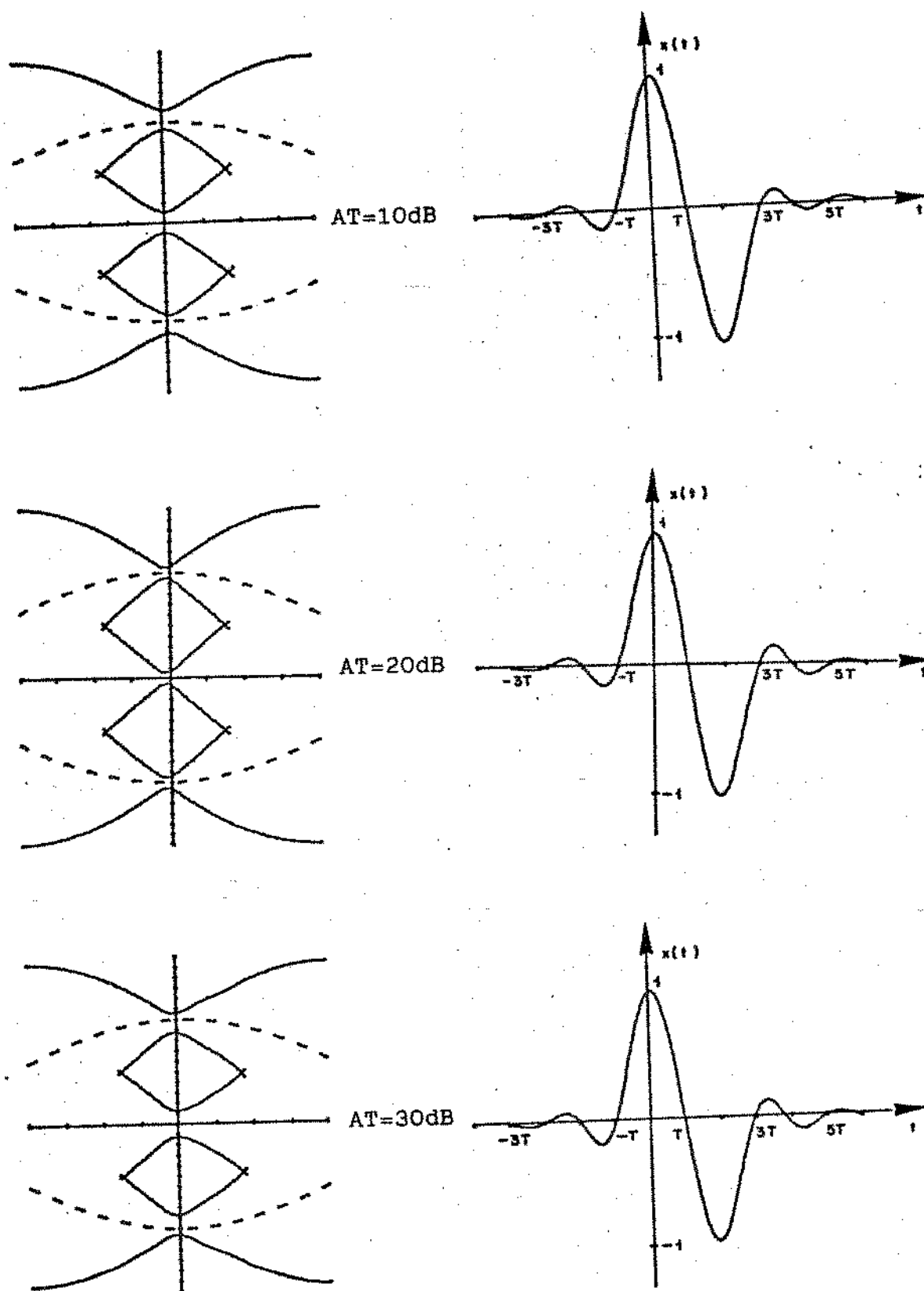


Fig. V.12 - Diagrama de olho e pulso equalizado com o simulador de cabos relacionados por  $F2/F1 = 7,0$  e  $F3/F1 = 8,3$  (Continua)

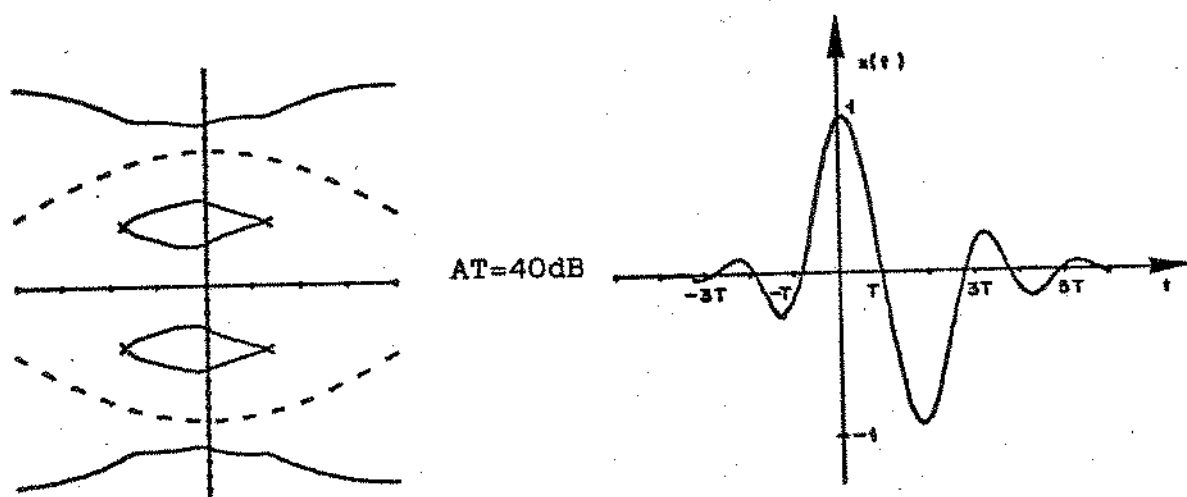


Fig. V.12 - Diagrama de olho e pulso equalizado com o simulador de cabos relacionados por  $F2/F1 = 7,0$  e  $F3/F1 = 8,3$

Comparando-se com as figuras correspondentes para o caso ótimo, observa-se, como era de se esperar, que embora os resultados sejam piores, as diferenças até  $AT=30\text{dB}$  não são significativas tanto em termos de pulso equalizado como de diagramas de olho. Entretanto, para  $AT=40\text{dB}$ , a degradação se torna sensível, pois o olho se apresenta mais fechado em virtude das imperfeições do pulso equalizado em relação ao caso ótimo. Além disto, o valor de IESM indica que a degradação em  $35\text{dB}$  também é significativa.

### V.3.2. - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Vai-se comparar agora estes resultados com aqueles fornecidos pelo simulador com 3 pólos relacionados obtido pelo método de aproximação por assíntotas, descrito no Cap. III. Para isto construiu-se a tabela V.12, que mostra os níveis de IESM que seriam obtidos utilizando-se o relacionamento e posições de pólos calculados por aquele método.

| AT(dB) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) | IESM  |
|--------|---------|---------|---------|-------|
| 5      | 1089    | 8927    | 19602   | 0,106 |
| 10     | 384     | 3143    | 6905    | 0,252 |
| 15     | 206     | 1691    | 3713    | 0,338 |
| 20     | 132     | 1081    | 2376    | 0,347 |
| 25     | 95      | 776     | 1708    | 0,316 |
| 30     | 74      | 606     | 1337    | 0,246 |
| 35     | 58      | 470     | 1040    | 0,274 |
| 40     | 45      | 371     | 817     | 0,378 |

Tabela V.12 - Simulador com 3 pólos relacionados por:  
 $F2/F1 = 8,2$  e  $F3/F1 = 18,0$

Fica claro, por estes resultados que a utilização deste método para a aproximação da resposta do cabo é imprópria no contexto aqui tratado, pois ele se atém apenas a tentativa de aproximação das curvas de amplitude, sem enfatizar a qualidade desta aproximação na faixa de frequências importante. É útil, entretanto, para ilustrar o comentário do capítulo anterior sobre o critério para análise do desempenho do simulador.

Resta saber agora o comportamento da amplitude do sinal à saída do equalizador, quando não se faz a normalização do pulso  $h'(t)$ . Para isto, a cada AT, calculou-se o valor da amplitude máxima do contorno externo superior do diagrama de olho (CESmáx). Este valor corresponde aqui ao pico do sinal equalizado, que deverá ser utilizado como informação para gerar as tensões de controle do simulador de cabos. A Tabela V.13 mostra como exemplo, os resultados obtidos para a relação  $F2/F1=7,0$  e  $F3/F2=8,3$ .

| AT | CESmáx |
|----|--------|
| 0  | 1,5976 |
| 5  | 2,1800 |
| 10 | 2,3957 |
| 15 | 2,8459 |
| 20 | 3,1127 |
| 25 | 2,9569 |
| 30 | 3,1161 |
| 35 | 3,9123 |
| 40 | 4,3365 |

Tabela V.13 - Contorno externo superior máximo para a relação:  
 $F2/F1 = 7,0$  e  $F3/F1 = 8,3$

O aumento de  $CES_{m\acute{a}x}$  com a atenuação vem do fato de que não se simulou a componente da resposta do cabo que não varia com a frequência mas varia com a atenuação. Este valor de  $CES_{m\acute{a}x}$  deve ser mantido constante e igual ao valor obtido para  $AT=0$ . Cabe ao atenuador variável  $A$ , dado por (III.26), produzir a atenuação necessária a cada  $AT$  de modo que este objetivo seja alcançado.

No próximo capítulo, será feita uma implementação ilustrativa não-automática do simulador de cabo por pólos relacionados, cujos resultados serão confrontados com aqueles aqui obtidos.

# SIMULADOR COM 1 POLO

ATENUACAO= 20.0

| <u>F1</u><br><u>IESM</u> | 1   | 2   | 3   | 4   | 5   | 6   | 7   | 8   | 9   | 10 |
|--------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| 699                      | 594 | 539 | 504 | 478 | 459 | 443 | 429 | 417 | 407 |    |
| 11                       | 12  | 13  | 14  | 15  | 16  | 17  | 18  | 19  | 20  |    |
| 398                      | 393 | 388 | 385 | 383 | 380 | 376 | 372 | 367 | 363 |    |
| 21                       | 22  | 23  | 24  | 25  | 26  | 27  | 28  | 29  | 30  |    |
| 358                      | 353 | 347 | 342 | 337 | 332 | 327 | 322 | 317 | 312 |    |
| 31                       | 32  | 33  | 34  | 35  | 36  | 37  | 38  | 39  | 40  |    |
| 308                      | 304 | 300 | 296 | 292 | 288 | 285 | 282 | 279 | 275 |    |
| 41                       | 42  | 43  | 44  | 45  | 46  | 47  | 48  | 49  | 50  |    |
| 272                      | 269 | 266 | 264 | 261 | 258 | 255 | 256 | 257 | 259 |    |
| 51                       | 52  | 53  | 54  | 55  | 56  | 57  | 58  | 59  | 60  |    |
| 261                      | 262 | 263 | 265 | 266 | 267 | 269 | 271 | 273 | 275 |    |
| 61                       | 62  | 63  | 64  | 65  | 66  | 67  | 68  | 69  | 70  |    |
| 277                      | 279 | 282 | 284 | 287 | 289 | 291 | 294 | 296 | 298 |    |
| 71                       | 72  | 73  | 74  | 75  | 76  | 77  | 78  | 79  | 80  |    |
| 300                      | 303 | 307 | 311 | 315 | 319 | 323 | 327 | 331 | 335 |    |
| 81                       | 82  | 83  | 84  | 85  | 86  | 87  | 88  | 89  | 90  |    |
| 339                      | 343 | 346 | 350 | 354 | 357 | 361 | 365 | 368 | 372 |    |
| 91                       | 92  | 93  | 94  | 95  | 96  | 97  | 98  | 99  | 100 |    |
| 375                      | 379 | 382 | 386 | 389 | 392 | 396 | 399 | 402 | 405 |    |

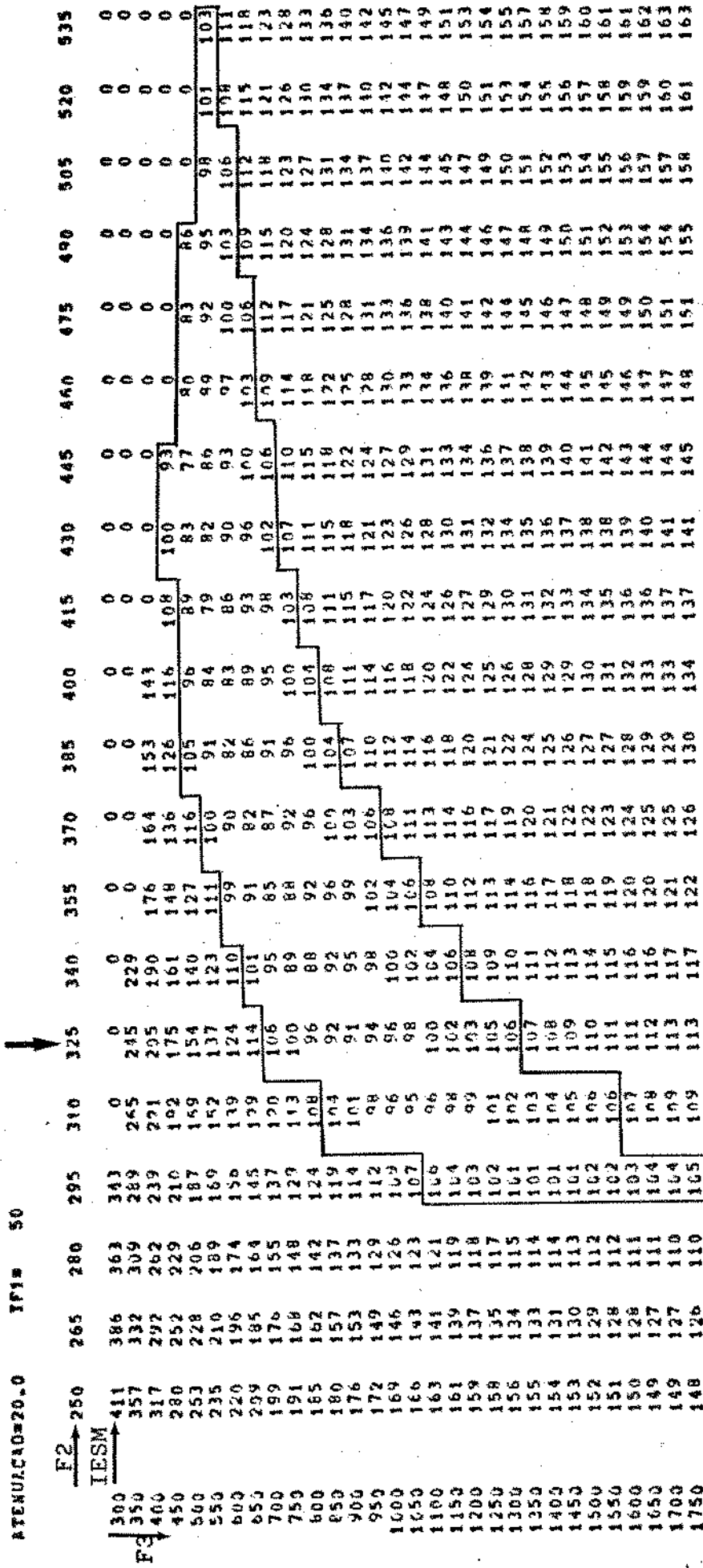
Mapa V.1 - F1 x IESM para AT=20dB





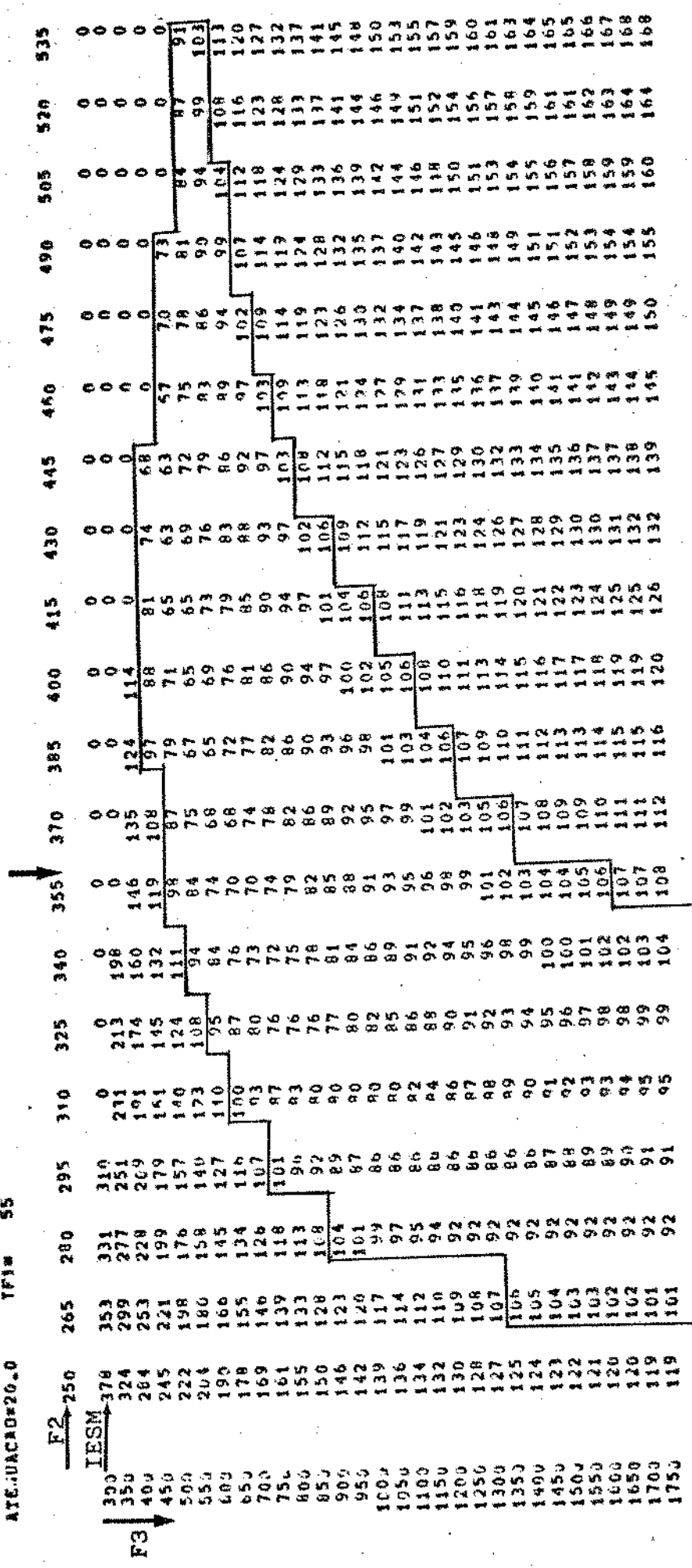


SIMULADOR COM 3 POLOS



SIMULADOR COM 3 POLOS

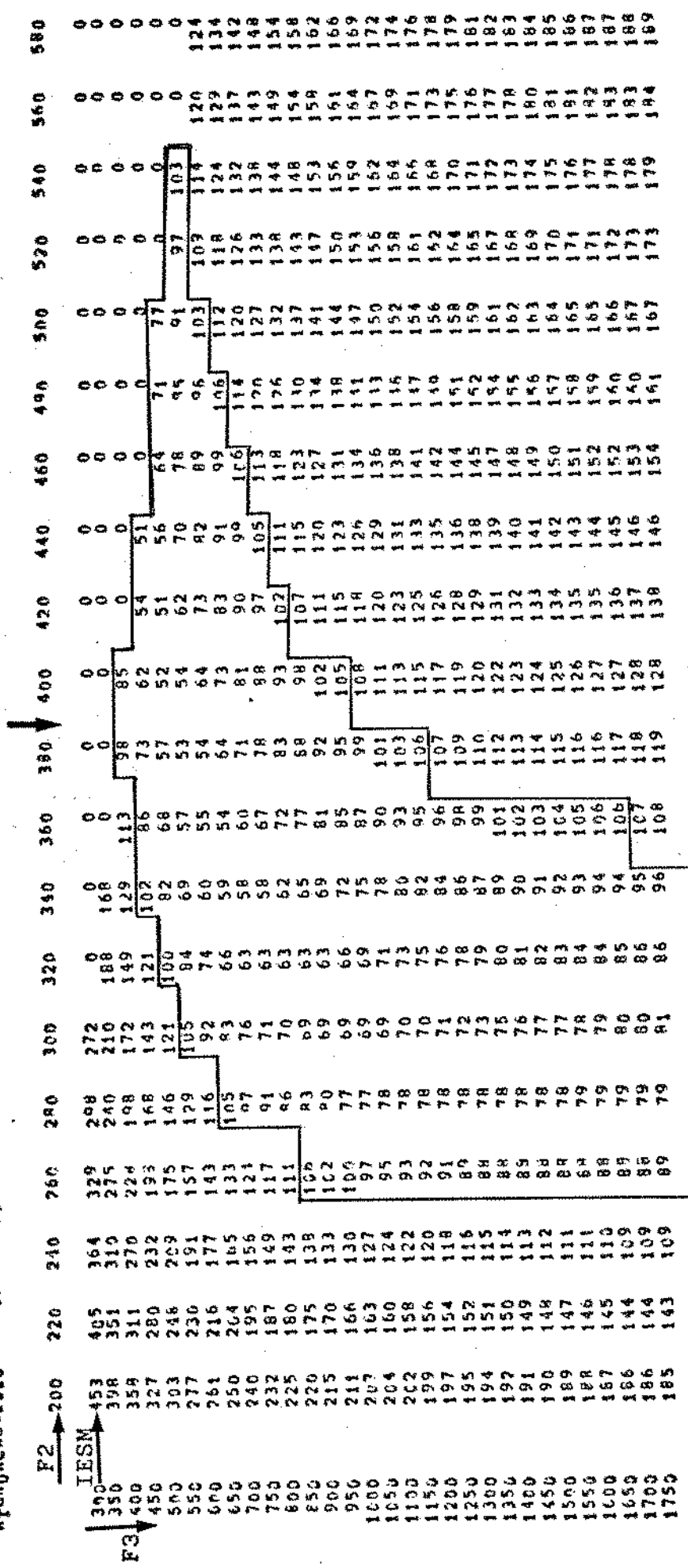
ATE:UA=20.0 IFIM 55



Mapa V.5 - F2 x F3 x IESM para F1=55 e AT=20dB

SIMULADOR COM 3 PULSOS

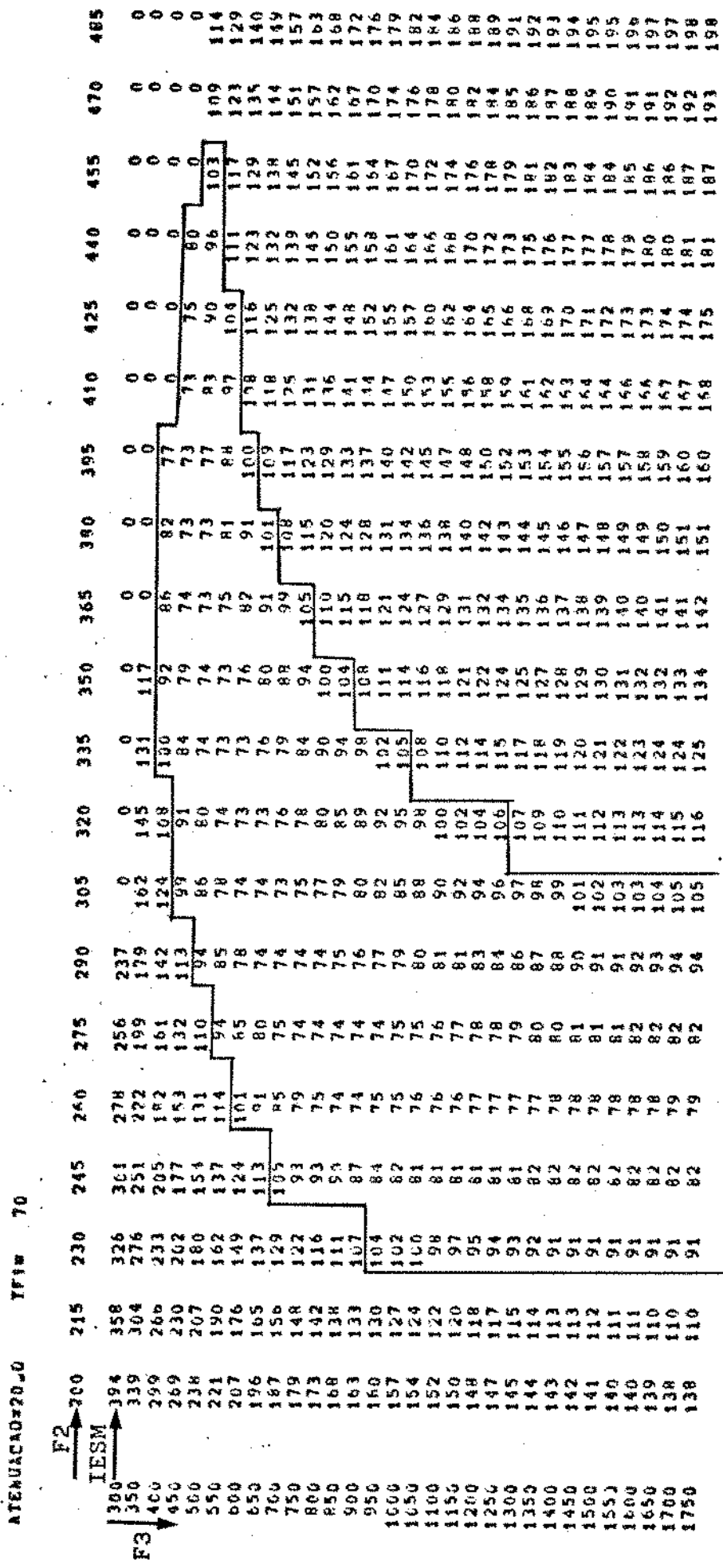
ATENUACAO=20.0      TFI= 60



Mapa V.6 - F2 x F3 x IESM para F1=60 e AT=20dB



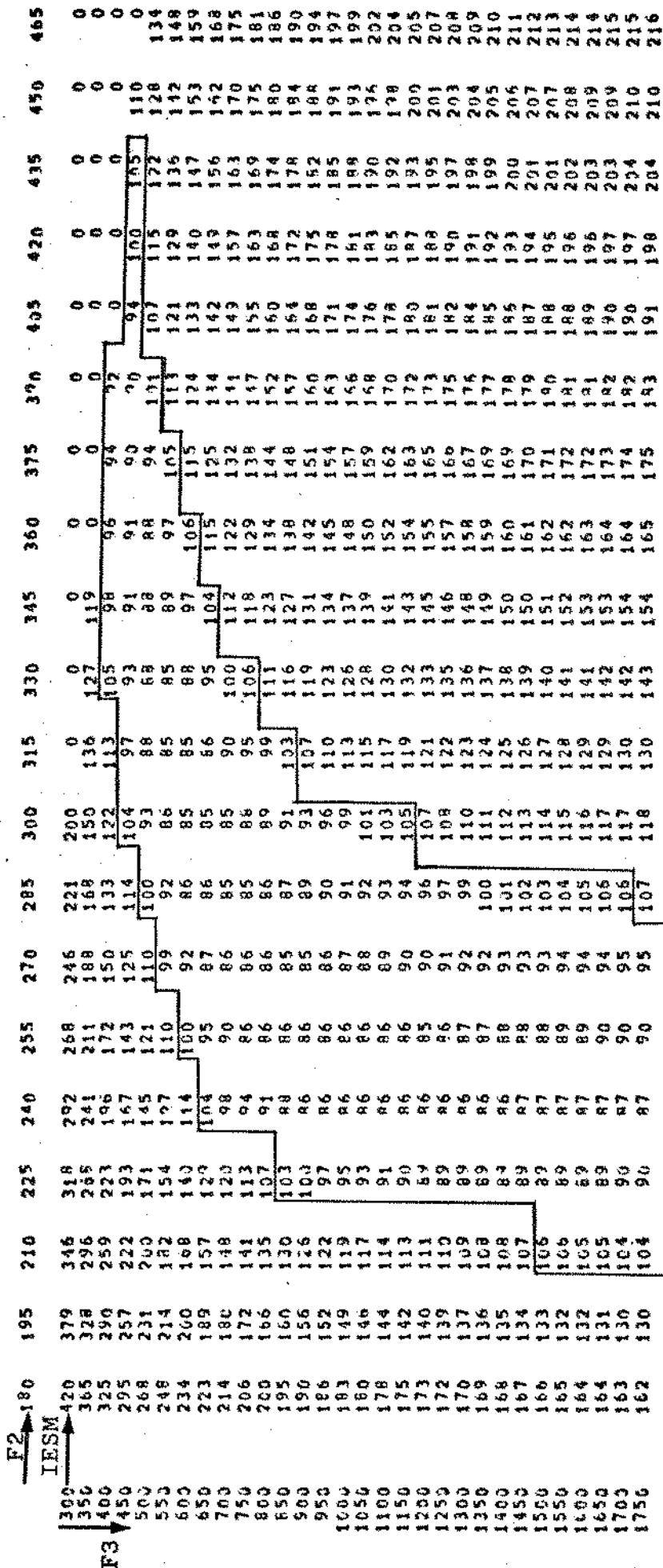
SIMULADOR COM 3 POLOS



Mapa V.8 - F2 x F3 x IESM para F1=70 e AT=20dB

SIMULADOR COM 3 POLOS

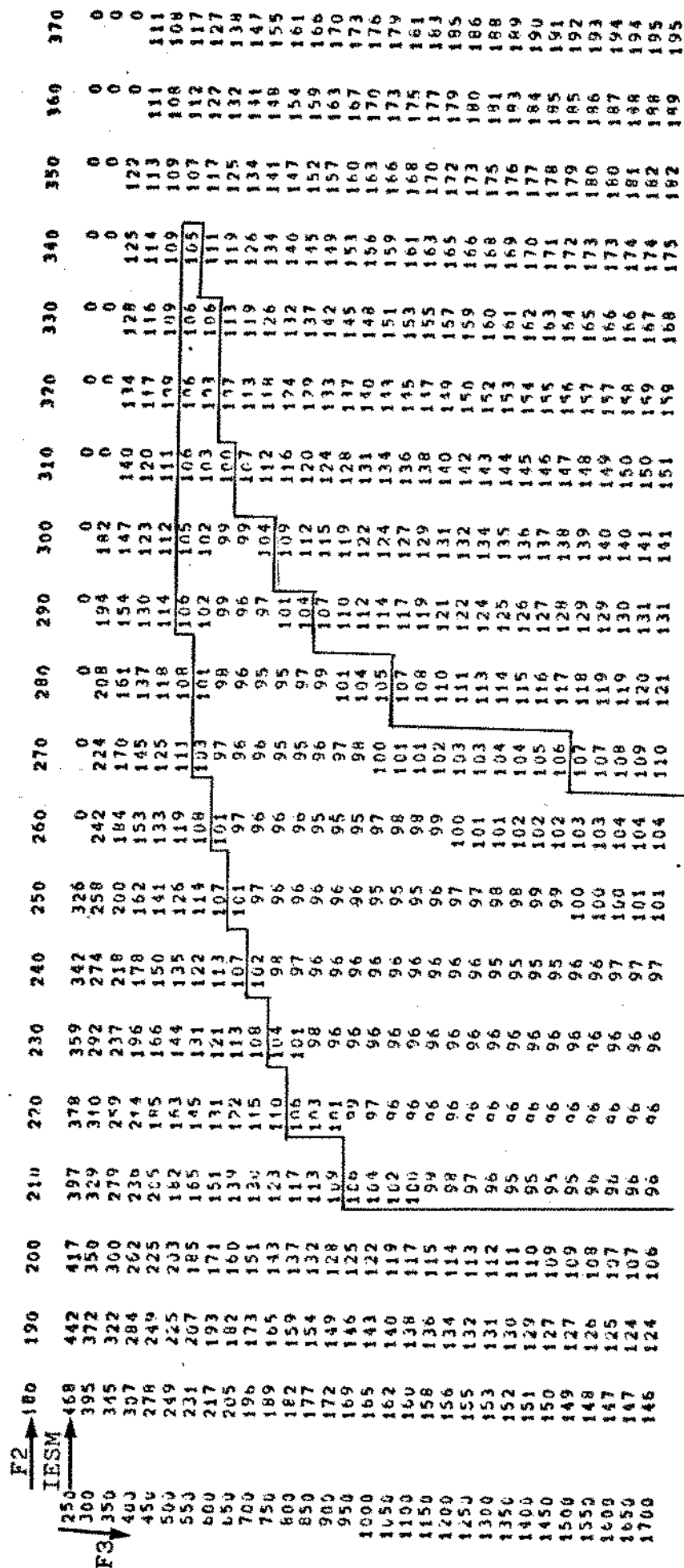
ATENUACAO=20.0 IF= 75



Mapa V.9 - F2 x F3 XIESM para F1=75 e AT=20dB

**SIMULADOR COM 3 POLOS**

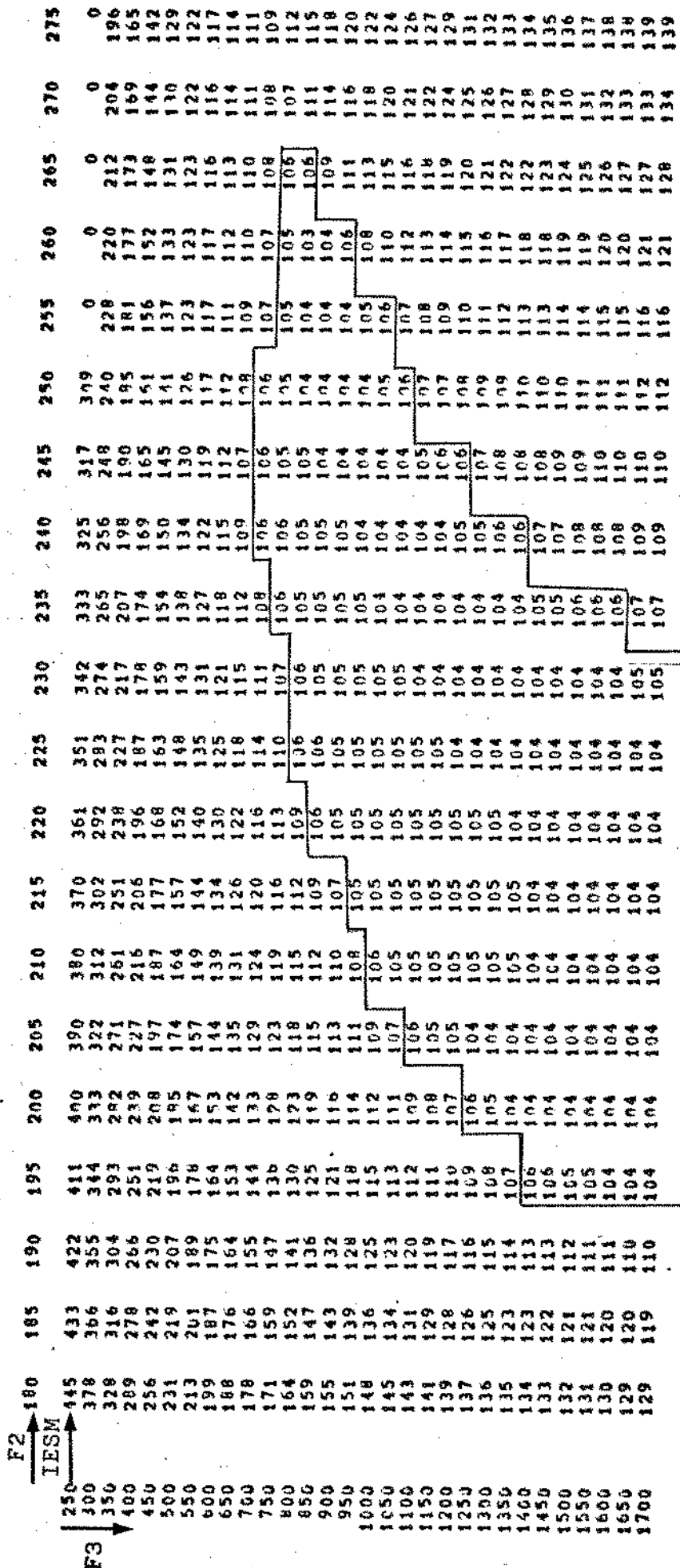
AYENUAC#0520.0 YF1# 80





SIMULADOR COM 3 POLOS

ATENUACAO=20.0 IFIM 85



Mapa V.11 - F2 x F3 x IESM para F1=85 e AT=20dB

V.4. REFERÊNCIAS

- /1/ Lathi, B. P.  
"Transmission and Filtering of Random Signals"  
Intern. Text Book Co. - 1968

CAPÍTULO VI

REALIZAÇÕES PRÁTICAS E CONSIDERAÇÕES FINAIS

## VI.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados obtidos com a implementação de circuitos que reproduzem a atuação do simulador de cabo proposto com pólos independentes e relacionados. Aborda-se também o problema da reprodução da componente de atenuação constante com a frequência. Embora os circuitos utilizados sejam não-automáticos, possibilitam verificar a validade prática das considerações feitas com base nos resultados da simulação e permitem vislumbrar as dificuldades associadas ao desenvolvimento de um circuito automático.

É feita uma discussão sobre as alternativas possíveis para melhorar o desempenho do simulador por pólos quando se deseja simular atenuações entre 35 e 40dB.

O esquema básico usado para testar o desempenho do canal duobinário modificado com o simulador de cabo por pólos é mostrado na Fig. VI.1.

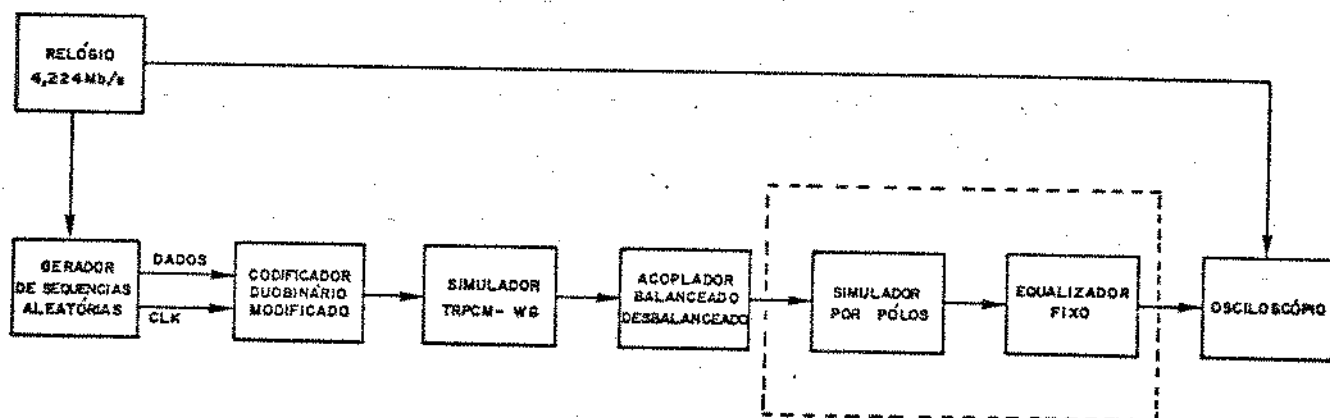


Fig. VI.1 - Esquema básico para testes do simulador de cabo por pólos

O sinal a ser transmitido, composto por um trem de pulsos retangulares com 100% de fator de ocupação, é fornecido pelo gerador de sequências aleatórias e enviado a um codificador duobinário modificado. O sinal assim codificado é transmitido ao trecho de cabo que une dois repetidores, representado neste esquema pelo simulador de cabo TRPCM-WG. Finalmente, o sinal após o TRPCM-WG é enviado ao equalizador variável, composto pelo simulador de cabo por pólos em cascata com o equalizador fixo. O sinal equalizado é então observado em um osciloscópio,

sincronizado externamente com um relógio na taxa de 4,224Mbit/s, de modo a se obter um diagrama de olho.

O primeiro diagrama de olho observado, mostrado na Fig. VI.2, é aquele produzido quando o simulador de cabo por pólos não atua, isto é, quando  $AT=0$ .

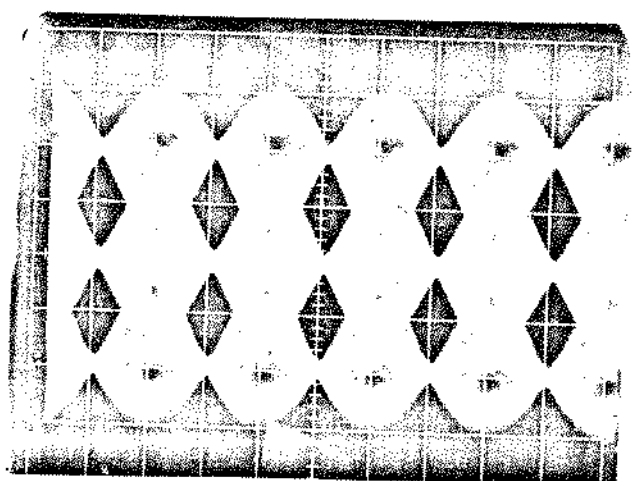


Fig. VI.2 - Diagrama de olho á saída do equalizador para  $AT=0$

Comparando-se este diagrama com aquele calculado (Fig. V.4), verifica-se que a interferência entre símbolos no instante ótimo de amostragem (IESM) é pior que a prevista. Isto se deve não só às imperfeições dos circuitos utilizados, mas também ao ruído inerente às ligações e aparelhos que, evidentemente, não foram previstos na simulação no computador, o que permite concluir que não é possível obter um diagrama prático no laboratório com a qualidade prevista na simulação. Em escala industrial a degradação deve ser ainda maior.

Percebe-se também que é difícil medir com precisão o nível de IESM no osciloscópio de modo a se comparar com o valor calculado no computador, mas pode-se afirmar que este nível é pequeno ( $< 0,100$ ).

Para implementar os três pólos do simulador é necessário construir três células RC, com C variável. O esquema do circuito utilizado para os dois casos, com três pólos independentes ou relacionados, é mostrado na Fig. VI.3. Este circuito não prevê a reprodução da resposta da componente de atenuação constante com a frequência.

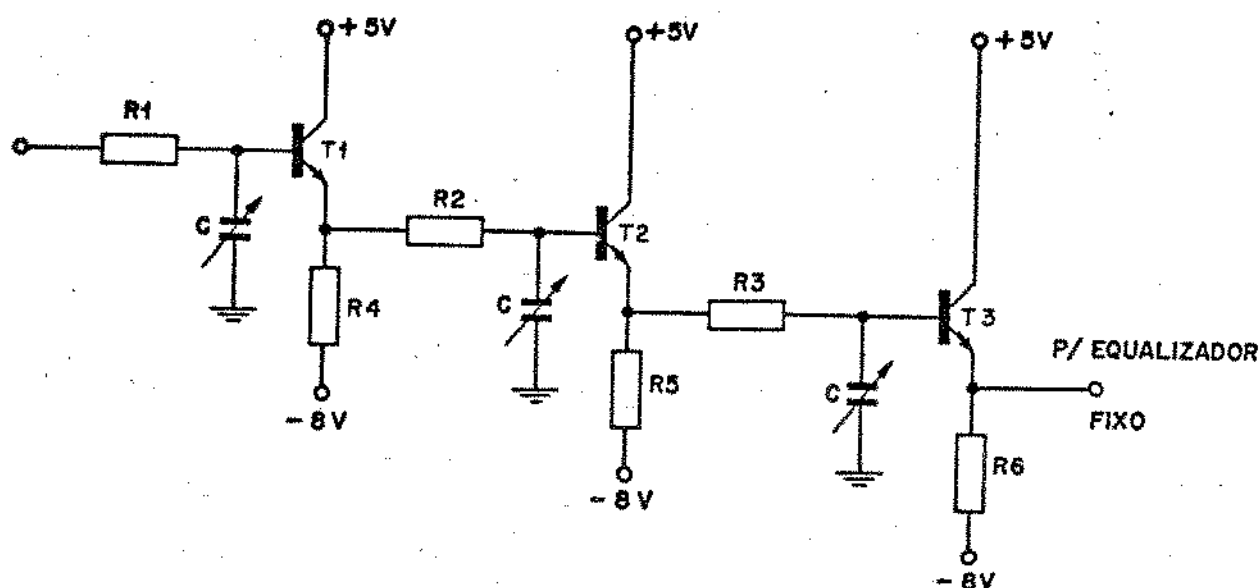


Fig. VI.3 - Esquema do circuito do simulador de cabo por pólos

Os pólos do simulador são constituídos por  $R1C$ ,  $R2C$  e  $R3C$ , onde a capacitância  $C$  é fornecida por um capacitor variável manual com três seções. A escolha deste tipo de capacitor se deve a ampla faixa de variação de capacitâncias fornecida por ele (12pF-443pF) e ao fato de que as capacitâncias em cada uma das seções são sempre iguais, o que facilitará a implementação do simulador com pólos relacionados.

Os transistores  $T1$ ,  $T2$  e  $T3$ , montados como seguidores de emissor, são do tipo BC209 e têm a função única de isolar, em termos de impedância, uma célula RC da outra. Os resistores  $R4$ ,  $R5$  e  $R6$ , utilizados para polarização dos transistores, são iguais a  $1K\Omega$ .

## VI.2. SIMULADOR ÓTIMO COM 3 PÓLOS

O circuito utilizado para o simulador com 3 pólos ótimo é aquele da Fig. VI.3, onde ainda estão indefinidos os valores de  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  e  $C$ . A montagem utilizada neste caso supõe  $R1$  fixo e  $R2$  e  $R3$  variáveis de modo a se reproduzir as frequências dos pólos previstas para o simulador ótimo como estabelecido na Tabela V.3. Para isto é necessário utilizar valores de  $R1$  de modo que os valores necessários para a capacitância  $C$ , em qualquer AT, estejam na faixa entre 12pF e 443pF. Valores muito grandes de  $R1$  fazem com que o valor de

capacitância necessário seja menor que 12pF, enquanto que valores muito pequenos de R1 necessitam de capacitâncias maiores que 443pF. Neste caso, o valor adotado para R1 que atende a este compromisso foi 3,9KΩ .

O valor de C pode ser calculado, a cada AT, por:

$$C = \frac{1}{2 \pi F1 R1} \quad (VI.1)$$

onde F1 é a frequência do primeiro pólo fornecida pela Tabela V.3.

Como esta capacitância é a mesma para todos os pólos, é possível encontrar os valores de R2 e R3 da seguinte forma:

$$R2 = \frac{1}{2 \pi F2 C} \quad (VI.2)$$

$$R3 = \frac{1}{2 \pi F3 C} \quad (VI.3)$$

onde F2 e F3 são, respectivamente, as frequências do segundo e terceiro pólos dadas na Tabela V.3.

A Tabela VI.1 mostra os valores de C, R2 e R3 calculados a cada AT para R1=3,9KΩ.

| AT(dB) | C(pF) | R2(Ω) | R3(Ω) |
|--------|-------|-------|-------|
| 5      | 33    | 0     | 0     |
| 10     | 76    | 0     | 0     |
| 15     | 124   | 432   | 207   |
| 20     | 165   | 557   | 468   |
| 25     | 198   | 779   | 628   |
| 30     | 219   | 839   | 800   |
| 35     | 180   | 1530  | 1428  |
| 40     | 124   | 3460  | 2827  |

Tabela VI.1 - Valores calculados de C, R2 e R3 para o simulador ótimo com 3 pólos quando R1 = 3,9KΩ

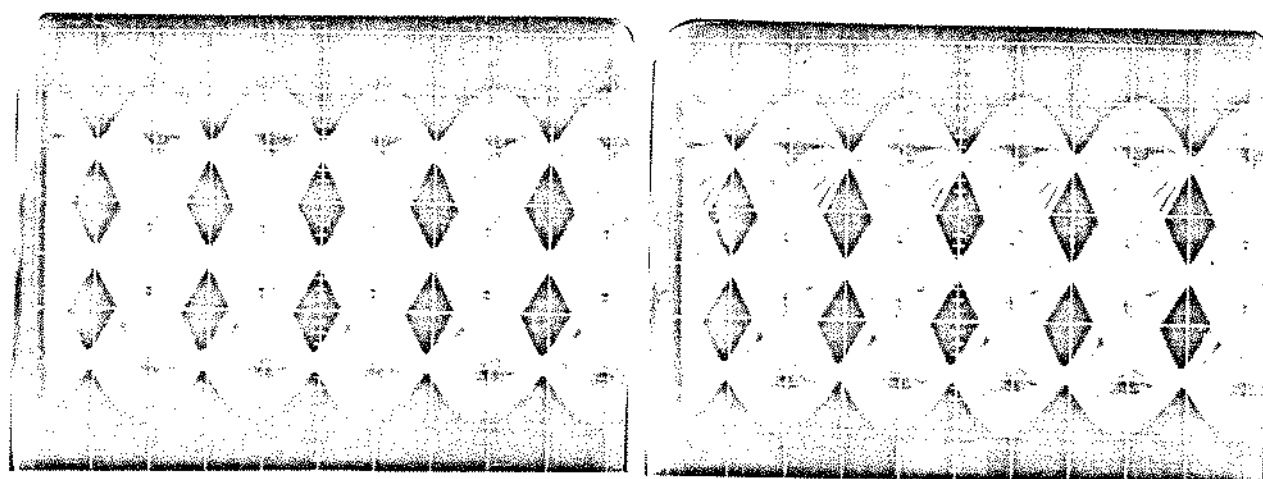
Utilizando valores de resistores próximos dos calculados e ajustando manualmente o capacitor variável de modo a se obter o melhor diagrama de olho no osciloscópio, construiu-se a Tabela VI.2 que mostra o valor de capacitância obtido e as frequências dos pólos do simulador ótimo prático, a cada AT.

| AT(dB) | C(pF) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) |
|--------|-------|---------|---------|---------|
| 5      | 30    | 1360    | -       | -       |
| 10     | 62    | 658     | -       | -       |
| 15     | 109   | 374     | 3396    | 7301    |
| 20     | 160   | 255     | 1810    | 2116    |
| 25     | 182   | 224     | 1151    | 1434    |
| 30     | 210   | 194     | 902     | 947     |
| 35     | 170   | 240     | 621     | 629     |
| 40     | 126   | 324     | 386     | 425     |

Tabela VI.2 - Capacitâncias e frequências práticas dos pólos do simulador ótimo com 3 pólos

Os erros encontrados nas frequências dos pólos em relação a Tabela V.3 são pequenos e devidos à falta de componentes de valor adequado, e a erros causados pela sensibilidade visual no ajuste manual do melhor valor da capacitância, baseado no diagrama de olho visto no osciloscópio.

Os diagramas de olho obtidos com este simulador ótimo podem ser vistos na Fig. VI.4 para AT igual a 10, 20, 30 e 40dB.

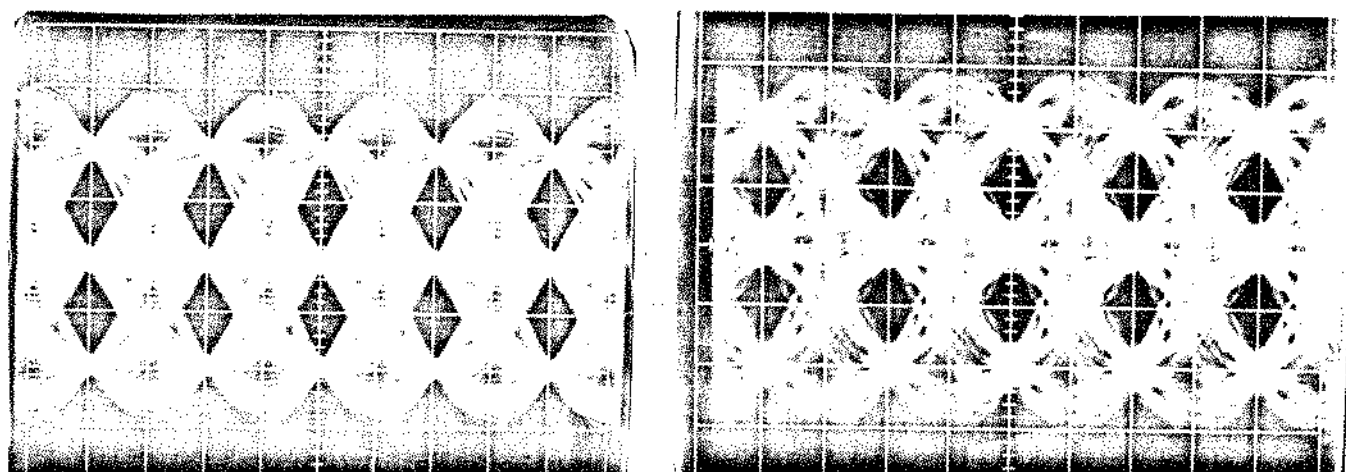


AT=10dB

AT=20dB

Fig. VI.4 - Diagrama de olho para o simulador ótimo com 3 pólos (Continua)





AT=30dB

AT=40dB

Fig. VI.4 - Diagrama de olho para o simulador ótimo com 3 pólos

Verifica-se que os diagramas apresentam comportamento muito semelhante aos obtidos na simulação (Fig. V.5). Para atenuações até 30dB os diagramas são muito semelhantes entre si e o resultado é satisfatório ( $IESM < 0,100$ ). Para AT=40dB, como era de se esperar, o resultado é inaceitável.

Estes resultados práticos vêm comprovar a validade da estrutura e resultados da simulação do computador.

### VI.3. SIMULADOR COM 3 PÓLOS RELACIONADOS

Utilizando o circuito esquematizado na Fig. VI.3 foi possível também reproduzir o simulador com pólos relacionados, a menos da componente da resposta que é constante com a frequência. Utilizou-se, para fins de comparação, as mesmas relações da simulação no computador, isto é,  $F2/F1 = 7,0$  e  $F3/F1 = 8,3$ . Como o capacitor C é o mesmo para todos os pólos, tem-se que:

$$\frac{1}{F1 R1} = \frac{1}{F2 R2} = \frac{1}{F3 R3} \quad (VI.4)$$

e, portanto:

$$\frac{F2}{F1} = \frac{R1}{R2} \quad (VI.5)$$

$$\frac{F3}{F1} = \frac{R1}{R3} \quad (VI.6)$$

ou seja, a relação entre os pólos será dada simplesmente pela relação entre os valores dos resistores.

Como as relações  $F2/F1$  e  $F3/F1$  são conhecidas, basta encontrar um valor de  $R1$  que permita que o valor de capacitância  $C$  necessário, a cada  $AT$ , esteja entre  $12pF$  e  $443pF$  e haverá um único conjunto de valores  $R1$ ,  $R2$  e  $R3$  para qualquer  $AT$ . O valor de  $R1$  utilizado foi  $5,6K\Omega$  e os valores de  $R2$  e  $R3$  necessários para satisfazer as relações são  $800\Omega$  e  $675\Omega$ , respectivamente. Com estes valores e a Tabela V.7 foi possível obter o valor de capacitância necessário a cada  $AT$ , como mostra a Tabela VI.3.

| AT(dB) | C(pF) |
|--------|-------|
| 5      | 22    |
| 10     | 49    |
| 15     | 77    |
| 20     | 115   |
| 25     | 172   |
| 30     | 229   |
| 35     | 276   |
| 40     | 342   |

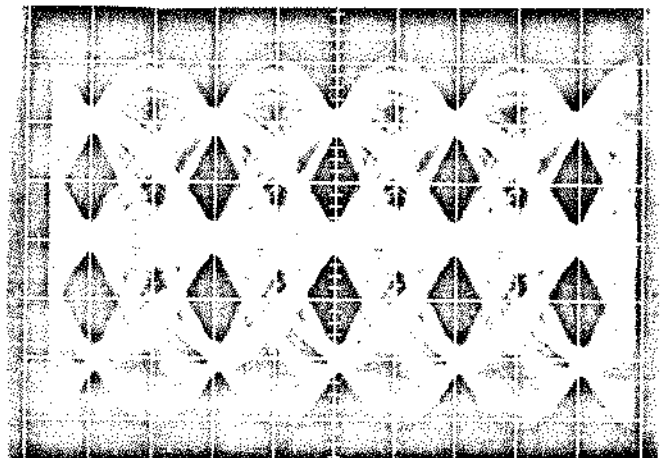
Tabela VI.3 - Valores de  $C$  para  $R1=5,6K\Omega$ ,  $R2=800\Omega$  e  $R3=675\Omega$

Os valores de resistores utilizados na montagem foram  $R2=823\Omega$  e  $R3=679\Omega$ . Como no caso anterior ajustou-se o valor da capacitância manualmente de modo a se obter o melhor diagrama de olho no osciloscópio. A Tabela VI.4 mostra o valor de capacitância obtido e as frequências, a cada  $AT$ , dos pólos do simulador prático com pólos relacionados.

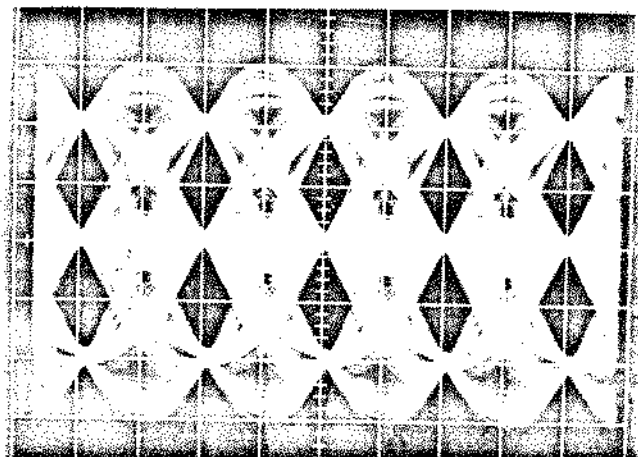
| AT(dB) | C(pF) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) |
|--------|-------|---------|---------|---------|
| 5      | 21    | 1353    | 9209    | 11162   |
| 10     | 45    | 632     | 4287    | 5209    |
| 15     | 72    | 395     | 2686    | 3256    |
| 20     | 109   | 261     | 1774    | 2150    |
| 25     | 159   | 179     | 1216    | 1474    |
| 30     | 218   | 130     | 887     | 1075    |
| 35     | 291   | 98      | 665     | 805     |
| 40     | 374   | 76      | 517     | 627     |

Tabela VI.4 - Capacitâncias e frequências práticas dos pólos do simulador com 3 pólos relacionados

Pelas mesmas razões anteriores as frequências dos pólos são ligeiramente diferentes daquelas mostradas na Tabela V.7. Os diagramas de olho obtidos com o simulador assim construído são mostrados na Fig. VI.5 para AT igual a 10, 20, 30 e 40dB.

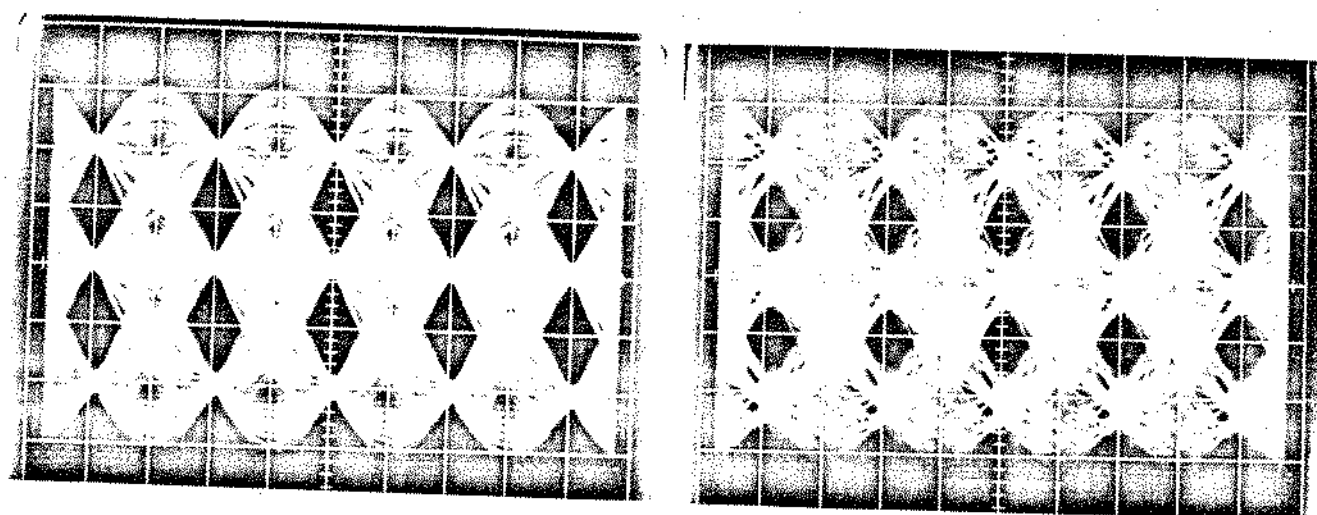


AT=10dB



AT=20dB

Fig. VI.5 - Diagrama de olho para o simulador com pólos relacionados por  $F2/F1=7,0$  e  $F3/F1=8,3$  (Continua)



AT=30dB

AT=40dB

Fig. VI.5 - Diagrama de olho para o simulador com pólos

Novamente os diagramas produzidos comprovam os resultados obtidos na simulação. Para AT entre 20 e 30dB as diferenças entre estes diagrama e aqueles mostrados na Fig. VI.4 são praticamente imperceptíveis. Houve apenas degradação em relação aos resultados ótimos para AT igual a 10 e 40dB, o que já era previsível pelos resultados da simulação.

### VI.3.1 - ATENUADOR CONSTANTE COM A FREQUÊNCIA

Segundo os dados da Tabela V.13, verifica-se que para manter o valor de pico do diagrama de olho igual ao valor obtido quando  $AT=0$ , é necessário construir um circuito atenuador que forneça, automaticamente, uma atenuação crescente com AT até 20dB. Entre 20 e 30dB a atenuação deve ser praticamente constante e, a partir daí, deve tornar a crescer a uma taxa maior que aquela entre 0 e 20dB.

A Tabela VI.5 mostra o valor do pico do diagrama de olho medido ( $CES_{m\acute{a}x}$ ), para o simulador com 3 pólos relacionados por  $F2/F1=7,0$  e  $F3/F1=8,3$ . Verifica-se por esta tabela que a variação de  $CES_{m\acute{a}x}$  com AT não é tão acentuada como a calculada na

simulação (Tabela V.13). Entretanto, o comportamento desta variação é semelhante à calculada.

| AT(dB) | CESmáx |
|--------|--------|
| 0      | 1,6    |
| 5      | 2,0    |
| 10     | 2,6    |
| 15     | 3,0    |
| 20     | 3,2    |
| 25     | 3,0    |
| 30     | 3,4    |
| 35     | 3,7    |
| 40     | 3,8    |

Tabela VI.5 - Contorno externo superior do diagrama de olho do simulador com 3 pólos relacionados por  $F2/F1=7,0$  e  $F3/F1=8,3$

Torna-se relativamente difícil construir um circuito atenuador que compense a variação do pico do diagrama de olho com AT, pois será necessário que ele forneça uma atenuação crescente durante uma certa faixa de AT, estabilize esta atenuação e, finalmente, forneça uma atenuação novamente crescente para o resto da faixa de AT. Uma maneira para tentar contornar este problema é manter constante a atenuação provocada pelo atenuador para  $AT \geq 25\text{dB}$  e, a partir daí, compensar a falta de correção de amplitude variando a posição dos pólos do simulador. As situações mais críticas são para  $AT > 30\text{dB}$  onde a alteração da posição dos pólos poderá aumentar excessivamente a IESM. Esta alternativa será testada através dos circuitos implementados.

Para simular este atenuador constante com a frequência (III.26), introduziu-se, na entrada do simulador por pólos, o circuito esquematizado na Fig. VI.6.

O transistor T é do tipo BC209 e isola, em termos de impedância, o atenuador do simulador por pólos. O resistor  $R7=820\Omega$  é utilizado para polarizar este transistor. O divisor resistivo é composto por  $R=1,17K\Omega$  e um resistor variável  $R_v$  com faixa de  $39\Omega$  a  $4,6K\Omega$ .

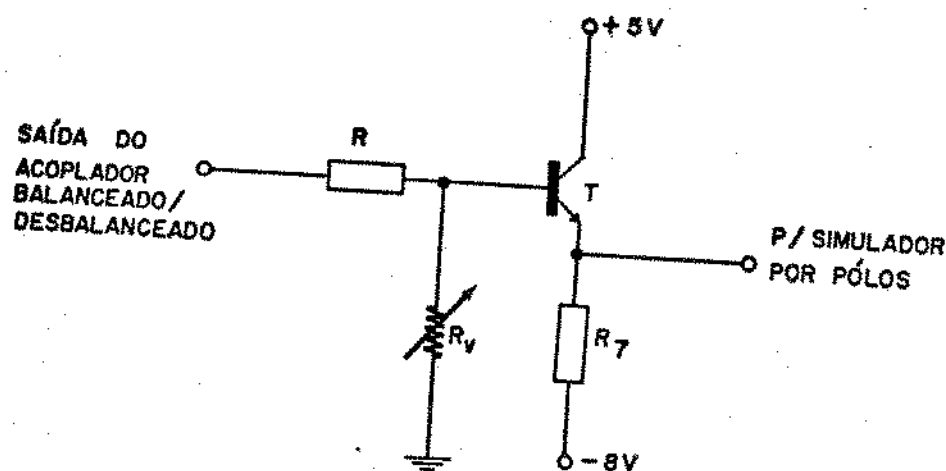


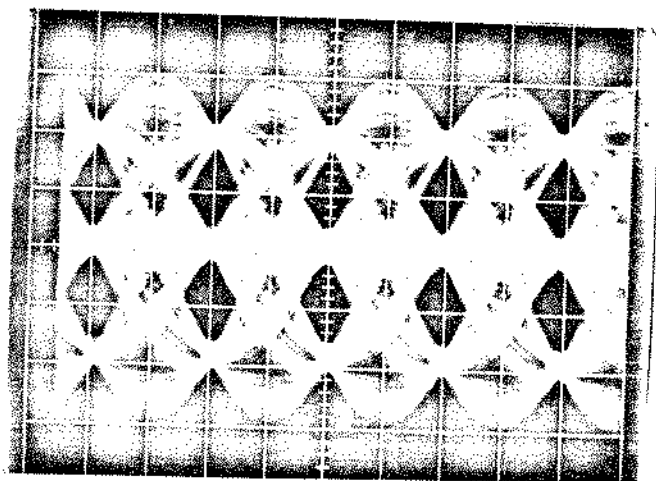
Fig VI.6 - Atenuador constante com a frequência

A Tabela VI.6 mostra os valores de capacitâncias utilizados e as frequências associadas às posições dos pólos. Para AT até 25dB, utilizou-se as mesmas frequências para os pólos dadas na Tabela VI.4 e ajustou-se a amplitude apenas através do atenuador. Para AT 25dB manteve-se fixo o valor de  $R_v$  e ajustou-se a amplitude variando a posição dos pólos.

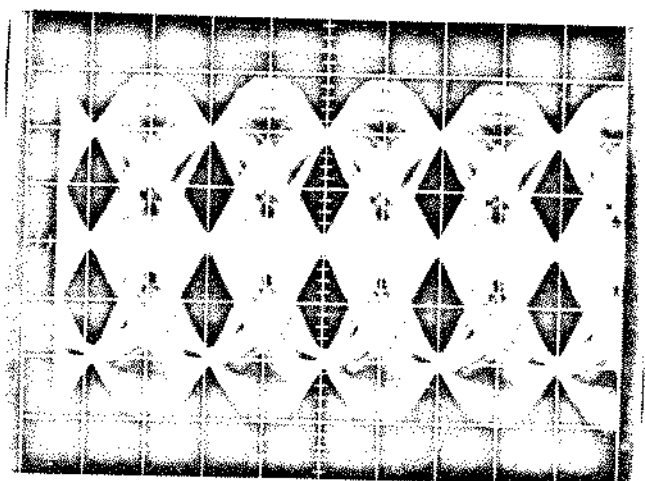
| AT(dB) | $R_v(\Omega)$ | C(pF) | F1(KHz) | F2(KHz) | F3(KHz) |
|--------|---------------|-------|---------|---------|---------|
| 0      | 4600          | 0     | -       | -       | -       |
| 5      | 1870          | 21    | 1353    | 9209    | 11162   |
| 10     | 1200          | 45    | 632     | 4287    | 5209    |
| 15     | 900           | 72    | 395     | 2686    | 3256    |
| 20     | 790           | 109   | 261     | 1774    | 2150    |
| 25     | 720           | 159   | 179     | 1216    | 1474    |
| 30     | 720           | 218   | 130     | 887     | 1075    |
| 35     | 720           | 303   | 94      | 638     | 774     |
| 40     | 720           | 387   | 73      | 500     | 606     |

Tabela VI.6 - Valor da resistência  $R_v$  necessária para que  $CES_{m\acute{a}x}$  seja constante com AT

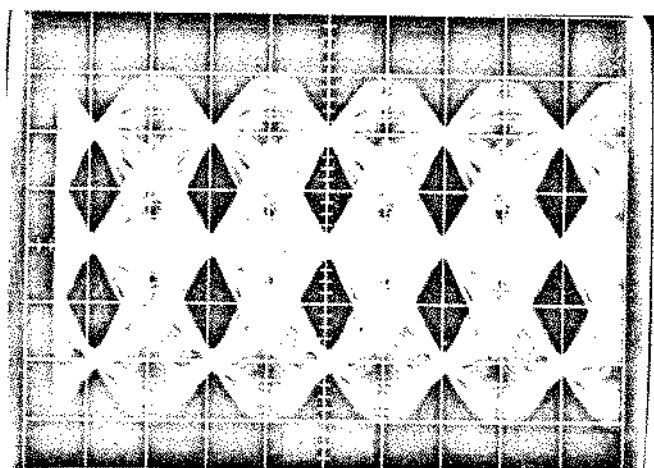
A Fig. VI.7 mostra os diagramas de olho obtidos para AT igual a 10, 20, 30 e 40dB utilizando este atenuador. Verifica-se que os resultados são idênticos aqueles mostrados na Fig. VI. 5. As posições dos pólos se alteraram para  $AT \geq 35dB$ , mas como estas alterações foram pequenas, não se consegue observar variações no diagrama de olho em relação aquele mostrado na Fig.VI.5.



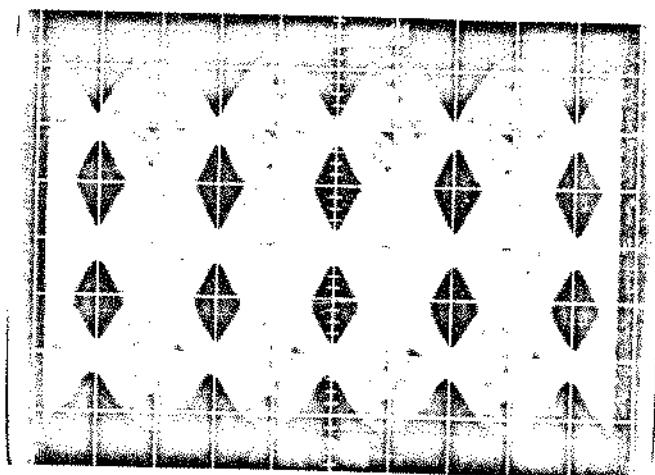
AT=10dB



AT=20dB



AT=30dB



AT=40dB

Fig. VI.7 - Diagramas de olho para o simulador por pólos com atenuador constante com a frequência

#### VI. 4. DESEMPENHO DO SIMULADOR PARA ATENUAÇÕES ENTRE 35 E 40dB

Pelos resultados da simulação no computador e do circuito implementado, o desempenho do simulador de cabo por pólos se mostrou insatisfatório para simular atenuações entre 35 e 40dB. Isto se deve às deficiências da simulação da resposta do cabo com um circuito com apenas três pólos.

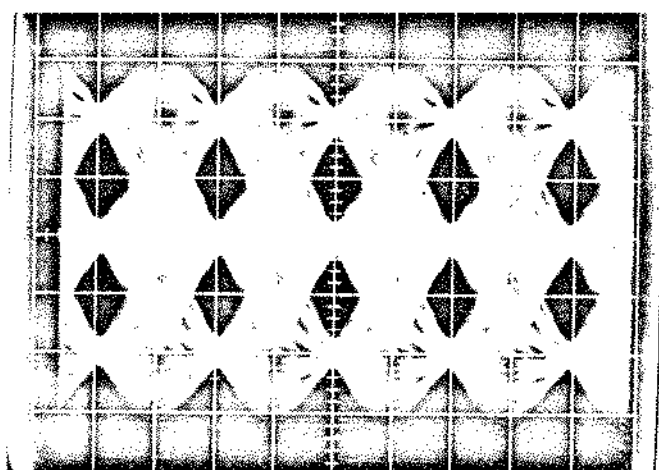
Como já mencionado, a alternativa de se aumentar o número de pólos provocaria um aumento excessivo de simulação, pois haveria a necessidade de se encontrar novas relações entre os diversos pólos, e um aumento da complexidade do circuito a ser implementado, isto na tentativa de atender a uma faixa de AT de menor importância relativa.

Pelos resultados apresentados pode-se concluir que a resposta de  $S(f)$  em conjunto com  $P(f)Ct(f)E(f)$  produz, nesta faixa de atenuações, uma resposta de amplitude que difere da original obtida quando  $AT=0$ . Seguindo a mesma idéia descrita no Cap. II, deve existir uma resposta de fase que, em conjunto com esta amplitude, resulte em um novo pulso de Nyquist. Logo, alterando a resposta de fase do conjunto  $S(f)E(f)$ , deve ser possível melhorar o desempenho do simulador nesta faixa e, conseqüentemente, melhorar os respectivos diagramas de olho.

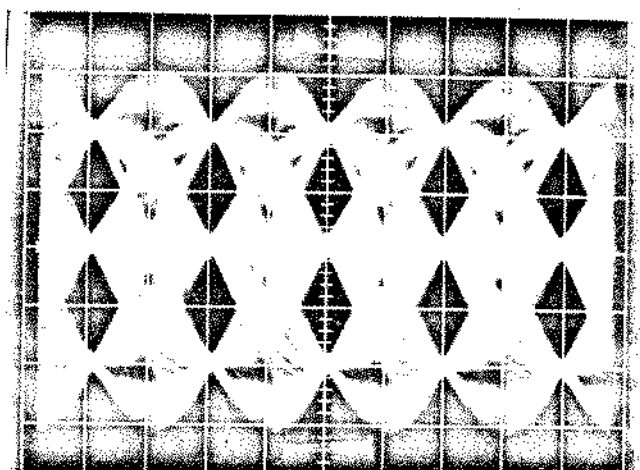
A montagem de laboratório oferece facilidades para o teste desta alternativa, pois se tem acesso, através do ajuste de capacitores variáveis, a mudanças na fase do corretor de fase do equalizador fixo ( $E(f)$ ), o que equivale a colocar em cascata com o circuito original um novo corretor de fase. As Figs. VI.8 e VI.9 mostram os resultados obtidos antes e depois desta alteração para AT igual a 35 e 40dB. As posições dos pólos são as mesmas dadas na Tabela VI.4, alterando-se apenas a fase do sistema. Observa-se que a melhora é nítida, pois os olhos estão muito próximos daqueles obtidos para outras faixas.

O teste feito no laboratório apenas comprova a validade desta alternativa, mas ainda está muito distante de solucionar o problema. As alterações no corretor de fase ajustando seus capacitores variáveis, foram feitas baseando-se na qualidade do olho obtido no osciloscópio, mas é muito difícil, a partir desta implementação, definir qual o corretor de fase que se deve utilizar em cada caso. Além disto é preciso notar que agora a resposta de fase deve ser variável, pois quando  $AT < 35dB$  não dever haver alteração significativa da mesma. A variação significativa deve ocorrer apenas entre 35 e 40dB.



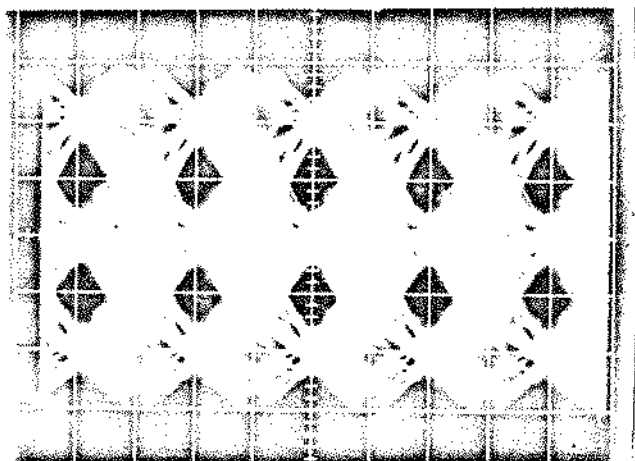


sem equalização de fase

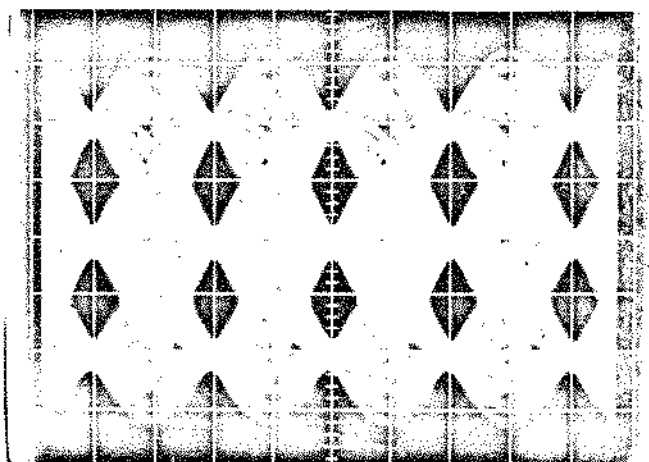


com equalização de fase

Fig. VI.8 - Diagrama de olho para  $AT=35\text{dB}$



sem equalização de fase



com equalização de fase

Fig. VI.9 - Diagrama de olho para  $AT=40\text{dB}$

É necessário, então, projetar um circuito automático de equalização de fase, em função de AT. Para que esta alternativa seja mais competitiva que o aumento do número de pólos do simulador, é necessário que a solução seja simples de modo a não aumentar a complexidade do sistema.

A obtenção da fase necessária nesta faixa de atenuações para gerar um pulso de Nyquist é facilmente obtida, com pequenas alterações, no programa de computador. Além disto é muito fácil testar neste mesmo programa os resultados produzidos por eventuais circuitos destinados a propiciar a equalização variável da fase. A investigação desta alternativa fica como sugestão para a continuidade deste trabalho.

ANEXO A

SIMULADOR COM 3 POLOS

SUBROTINAS UTILIZADAS:

FASEM, TRHBT1, TRF, PXT, IESMIN, DBM.

ENTRADAS:

AT - ATENUACAO A SER SIMULADA  
IFI'S - POSICAO DO I-ESIMO POLO (:4, 125KHZ): I=1,2,3  
IDFI'S - INCREMENTO SOBRE IFI'S  
NLIM - NUMERO DE PONTOS PESQUISADOS PARA IF1  
ILIM - NUMERO DE PONTOS PESQUISADOS PARA IF2  
MLIM - NUMERO DE PONTOS PESQUISADOS PARA IF3

PROGRAM MAIN

COMMON /C2/ AMPL0(0/200), FASE0(0/200)

COMMON /C3/ AMPL(0/200), FASE(0/200)

COMMON /C4/ XT(0/1023)

DIMENSION IIF2(30), IIF3(100), IIFSM(100,30)

DIMENSION CAB0(0/200), FCAB0(0/200)

DIMENSION SIMUL(0/200), FSIMUL(0/200)

REAL IESM

CALL IFILE(21, 'EDBM3.ENT')

CALL OFILE(20, 'SDBM3.DAT')

NFLAG=0

OF=10./1024

PI=3.141592654

PARAMETROS PARA A FORMACAO DE X(F)

NOD=15

ALFA=.3

FOCUP=1.

POSICOES DOS POLOS DO CORRETOR DE FASE

A=.384

B=.493

C=.395

CONSTANTES PARA EXPRESSAO DO CABO

CF=.66

C1=-5E-3

C2=-5E-6\*((4.224E6)\*\*CF)

R=SIN(CF\*PI)/(1+COS(CF\*PI))

AMPLITUDE E FASE DO CANAL SEM SIMULADOR

CALL FASEM(NOD, ALFA, FOCUP)

CORRECAO DE FASE

DO 10 I=0,200

F=I\*OF

FASE0(I)=FASE0(I)-2.\*(ATAN((F/.5-B)/A)+ATAN((F/.5+B)/A)

1 +ATAN(F/(.5\*C)))

LEITURA DOS DADOS

READ(21,1000)AT, IF1, ICF1, NLIM, IF2I, IDF2, ILIM, IF3I, IDF3, MLIM

IF(IF1.EQ.0) GOTO 140

DO 130 NIN=1, NLIM

IF(NFLAG.EQ.0) GOTO 50

DO 40 K=1, MLIM

IIF3(K)=0

DO 30 L=1, ILIM

IIF2(L)=0

IIFSM(K,L)=0

CONTINUE

WRITE(20,1010)

IFLAG=1

```

.....AMPLITUDE E FASE DO TRECHO DE CABO/ATENUACAO MAXIMA
DD 60 I=0,200
F=I*DF
CABO(1)=(10*(C1+C2*(F**CF)))*r-AT)
FCABO(1)=R**LOG(10.)*C2*(-AT)*(F**CF)
F1=IF1*CF*.1
IF2=IF21
DD 110 LIN=1,ILIM
F2=IF2*CF*.1
IF3=IF31
DD 100 MIN=1,MLIM
IF(IF2.GT,IF3) GOTO 90
DD 70 I=C,200
F=I*DF
F3=IF3*CF*.1
.....AMPLITUDE E FASE DO SIMULADOR COM 3 POLOS
SIMUL(1)=1./SQRT((1.+(F/F1)**2)*(1.+(F/F2)**2)*(1.+(F/F3)**2))
FSIMUL(1)=-ATAN(F/F1)-ATAN(F/F2)-ATAN(F/F3)
.....AMPLITUDE E FASE DO CANAL COM SIMULADOR
AMPL(I)=AMPL0(I)*CABO(I)*SIMUL(I)
FASE(I)=FASE0(I)+FCABO(I)+FSIMUL(I)
.....CALCULO DA INTERFERENCIA MINIMA
CALL PXT
CALL IESMIN(IESM)
IF(IFLAG.EQ.-1) GOTO 80
IIF3(MIN)=IF3
IIESM(MIN,LIN)=IIFX(IESM*1000.)
GOTO 100
IF(IFLAG.EQ.-1) GOTO 100
IIF3(MIN)=IF3
IF3=IF3+IDF3
IFLAG=-1
IIF2(LIN)=IF2
IF2=IF2+IDF2
.....SAIDA DE RESULTADOS
WRITE(20,1020)
WRITE(20,1030)AT,IF1
WRITE(20,1040),(IIF2(NI),NI=1,ILIM)
WRITE(20,1050)
DD 120 I=1,MLIM
WRITE(20,1060),(IIF3(I),(IIESM(I,N3),N3=1,ILIM)
20 CONTINUE
NFLAG=1
30 IF1=IF1+IDF1
GOTO 20
000 FORMAT(10G)
010 FORMAT(1H1)
020 FORMAT(//,3X,'SIMULADOR COM 3 POLOS')
030 FORMAT(//,3X,'ATENUACAO=',F4.1,5X,'IF1=',I5)
040 FORMAT(//,10X,20(2X,I4))
050 FORMAT(1X)
060 FORMAT(2X,I5,3X,20(2X,I4))
40 END

```

SUBROTINA "FASEM"

=CALCULA A AMPLITUDE E FASE DO COSSENO-LEVANTADO.

SUBROTINA UTILIZADA:

=TRHRT

SUBROUTINE FASEM(N,ALFA,FOCUP)

COMMON /C1/ DAMPL(200),DFASE(0/200)

COMMON /C2/ AMPL(0/200),FASE(0/200)

PI=3.141592654

DF=10./1024

LIM1=INT((.5-ALFA/2)/DF)

LIM2=INT((.5+ALFA/2)/DF)

..... CALCULO DA DERIVADA DA RESPOSTA DE AMPLITUDE DE  $ABS(C(F)F(F))$

..... CALCULO DAS AMOSTRAS DA DERIVADA DE  $LN(ABS(X(F))/P(F))$

..... EM RELACAO A F NA PARTE PLANA DO COSSENO-LEVANTADO

DO 10 I=1,LIM1

F=I\*DF

OSINC1=FOCUP\*COS(FOCUP\*PI\*F)/F

OSINC=OSINC1-SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F\*\*2)

SINC=SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F)

DAMPL(I)=OSINC/SINC

..... CALCULO DAS AMOSTRAS DA DERIVADA DE  $LN(ABS(X(F))/P(F))$

..... EM RELACAO A F, NA PARTE DE QUEDA DO COSSENO-LEVANTADO

DO 20 I=LIM1+1,LIM2

F=I\*DF

ARG=PI/ALFA\*(F-.5)

DER1=-PI/ALFA\*COS(ARG)/(1.-SIN(ARG))

OSINC1=FOCUP\*COS(FOCUP\*PI\*F)/F

OSINC=OSINC1-SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F\*\*2)

SINC=SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F)

..... CALCULO DA FREQUENCIA DE INTERSECCAO DAS DUAS CURVAS

DER=DER1-OSINC/SINC

IF(DER.LE.-N/F) GOTO 30

DAMPL(I)=DER

NC=I

DO 40 I=NC,200

DAMPL(I)=-N/(I\*DF)

..... CALCULO DA DERIVADA DA RESPOSTA DE FASE ASSOCIADA A DAMPL

CALL TRHRT

DFASE(0)=DFASE(0)-2\*N/(PI\*201\*DF)

DO 50 I=1,200

DFASE(I)=DFASE(I)-N/PI/(I\*DF)\*ALOG((201.+I)/(201.-I))

..... CALCULO DA AMPLITUDE E FASE DO COSSENO-LEVANTADO

AMPL(0)=ALOG(1./FOCUP)

FASE(0)=0.

DO 60 L=1,200

AMPL(L)=AMPL(L-1)+(DAMPL(L)+DAMPL(L-1))\*DF/2

FASE(L)=FASE(L-1)+(DFASE(L)+DFASE(L-1))\*DF/2

DO 70 M=0,200

F=M\*DF

AMPL(M)=EXP(AMPL(M))\*SIN(PI\*F+1E-5)

AMPL(M)=AMPL(M)/(PI\*F+1E-5)

RETURN

END

-----  
 SUBROTINA "TRHBT1"

-CALCULA A TRANSFORMADA DE HILBERT DE UMA FUNCAO X(K)  
 -----

SUBROUTINE TRHBT

COMMON /C1/ X(200),XH(0/200)

DIMENSION XLOG(-400/400)

PI=3.141592654

DO 10 I=1,400

XLOG(I)=ALOG((I-.5)/(I+.5))

XLOG(-I)=-XLOG(I)

DO 20 J=0,200

XH(J)=0.

DO 20 K=1,200

XH(J)=XH(J)+X(K)\*{XLOG(J-K)-XLOG(J+K)}/PI

RETURN

END

-----  
 SUBROTINA \*TRF\*  
 \_TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER.  
 -----

SUBROUTINE TRF(X,M)  
 COMPLEX X(1024),U,W,T  
 N=2\*\*M  
 NV2=N/2  
 NM1=N-1  
 J=1  
 DO 30 I=1,NM1  
 IF(I-GE,J) GOTO 10  
 T=X(J)  
 X(J)=X(I)  
 X(I)=T  
 K=NV2  
 IF(K-GE,J) GOTO 30  
 J=J-K  
 K=K/2  
 GOTO 20  
 J=J+K  
 PI=3.141592654  
 DO 50 L=1,M  
 LF=2\*\*L  
 LE1=LE/2  
 U=(1.0,0.0)  
 W=CMPLX(COS(PI/FLOAT(LE1)),SIN(PI/FLOAT(LE1)))  
 DO 50 J=1,LE1  
 DO 40 I=J,N,LE  
 IP=I+LE1  
 T=X(IP)\*U  
 X(IP)=X(I)-T  
 X(I)=X(I)+T  
 U=U\*W  
 RETURN  
 END



---

SUBROTINA "PXT"  
 -CALCULA A ANTI-TRANSFORMADA DE FOURIER DE X(F)  
 -UTILIZA A SUBROTINA "RF"

---

```

SUBROUTINE PXT
COMMON /C3/ AMPL(0/200), FASE(0/200)
COMMON /C4/ XT(0/1023)
COMPLEX H(-50/50), X(0/1023), Y(512)
PI=3.141592654
.....CALCULO DE H(F)
DO 10 K=0,200,4
H(K/4)=CMPLX(AMPL(K)*COS(FASE(K)),AMPL(K)*SIN(FASE(K)))
H(-K/4)=CONJG(H(K/4))
.....ESPECTRO PARA A TRANSFORMADA
DO 20 K=512-50,512+50
X(K)=H(K-512)*40./1024
.....REDUCAO DO INTERVALO
DO 30 K=0,511
ARG=2*PI*K/1024
Y(K+1)=X(K)+X(K+512)+CMPLX(-SIN(ARG),COS(ARG))*(X(K)-X(K+512))
CALL TRF(Y,9)
DO 40 N=0,511
XT(2*N)=REAL(Y(N+1))
XT(2*N+1)=-AIMAG(Y(N+1))
RETURN
END
  
```

SUBROTINA "IESMTN-DBM"

-CALCULA A INTERFERENCIA ENTRE SIMBOLOS MINIMA NO CHAO  
DO OLHO POSITIVO (IESM)  
-UTILIZA O CODIGO DO BINARIO MODIFICADO

SUBROUTINE IESMTN(IESM)

COMMON /C4/ XT(0/1023)

DIMENSION ZERO(-30/30)

REAL HT(0/1023), HT1(-30/30), HT2(-30/30)

REAL MDER(-30/30), IES, IESM

DETERMINACAO DO MAXIMO DE XT

KI=0

LI=1

IF(XT(KI)-XT(LI))30,30,20

LI=LI+1

GOTO 40

KI=KI+1

LI=KI+1

IF(LI.GE.1022) GOTO 10

IO=KI

XTMAX=XT(IO)

DO 50 I=0,1023

XT(I)=XT(I)/XTMAX

I1=0

I2=1

CALCULO DE HT

DO 60 I=0,79

HT(I)=.5\*XT(I)

DO 70 I=80,1023

HT(I)=.5\*(XT(I)-XT(I-80))

AMOSTRAS DE INTERFERENCIA E POSSIVEIS PONTOS DE MINIMO

TESTEC=0.

TESTE=0.

KMIN=-(IO+I1)/40

KMAX=(1023-IO-I2)/40

DO 100 K=KMIN,KMAX

HT1(K)=HT(IO+I1+K\*40)

HT2(K)=HT(IO+I2+K\*40)

DIF=HT1(K)-HT2(K)

MDER(K)=ABS(DIF)

IF(MDER(K).GT.1E-12) GOTO 90

ZERO(K)=2.

MDER(K)=0.

GOTO 100

ZERO(0)=(HT1(0)+HT2(0))/DIF

CONTINUE

HT1(0)=HT(IO+I1)+HT(IO+I1+80)

HT2(0)=HT(IO+I2)+HT(IO+I2+80)

DIF=HT1(0)-HT2(0)

MDER(0)=ABS(DIF)

IF(MDER(0).GT.1E-12) GOTO 110

ZERO(0)=2.

MDER(0)=0.

GOTO 120

ZERO(0)=(HT1(0)+HT2(0))/DIF

HT1(2)=0.

HT2(2)=0.

MDER(2)=0.

PROCURA DO INTERVALO DE MINIMA TES

```

.....DERIVADA NO EXTREMO INFERIOR DO INTERVALO
DER1=0.
DO 130 K=KMIN,KMAX
DERK=-MDER(K)
IF(ABS(ZERO(K)).GT.1) DERK=ABS(HT2(K))-ABS(HT1(K))
10 DER1=DER1+DERK
IF(DER1.LE.0) GO TO 140
TESTE=TESTE-1.
IF(ABS(TESTE).LT.ABS(TESTE0)) GO TO 100
TESTE0=TESTE
I1=I1-1
I2=I2-1
GO TO 80

```

```

.....DERIVADA NO EXTREMO SUPERIOR DO INTERVALO
10 DER2=0.
DO 150 K=KMIN,KMAX
DERK=MDER(K)
IF(ABS(ZERO(K)).GT.1) DERK=ABS(HT2(K))-ABS(HT1(K))
50 DER2=DER2+DERK
IF(DER2.GE.0) GO TO 160
TESTE=TESTE+1.
IF(ABS(TESTE).LT.ABS(TESTE0)) GO TO 100
TESTE0=TESTE
I1=I1+1
I2=I2+1
GO TO 80

```

```

.....CALCULO DO PONTO DE MINIMA IES
60 IFSM=10.
DO 180 K=KMIN,KMAX
IES=0.
DO 170 KK=KMIN,KMAX
70 IES=IES+ABS(ZERO(K)-ZERO(KK))*MDER(KK)/2.
IESM=AMIN1(IESM,IES)
IF(IES.EQ.IESM) DELTA=ZERO(K)
80 CONTINUE
RETURN

```

```

.....CALCULO DA IESM NOS EXTREMOS DO INTERVALO
90 AIESM1=0.
AIESM2=0.
DO 200 K=KMIN,KMAX
AIESM1=AIESM1+ABS(HT1(K))
100 AIESM2=AIESM2+ABS(HT2(K))
IFS4=AMIN1(AIFS1,AIFS2)
IF(IFS4.EQ.AIFS1) DELTA=-1
IF(IFS4.EQ.AIFS2) DELTA=1
RETURN
END

```

PROGRAMA \*OLREL\*  
 DIAGRAMA DE OLHO - SIMULADOR COM POLOS RELACIONADOS

SUBROTINAS UTILIZADAS:

\_TRHT, AIF

ENTRADAS:

AT - ATENUACAO A SER SIMULADA  
 IF1 - POSICAO DO PRIMEIRO POLO (:4,125KHZ)  
 R12 - F2/F1  
 R13 - F3/F1

PROGRAM MAIN

COMMON /A/ AMPL(0/200),FASE(0/200)  
 COMMON /B/ XT(-2000/2000)  
 COMMON /C/ DAMPL(-200/200),DFASE(-200/200)  
 DIMENSION CABO(0/200),FCABO(0/200)  
 DIMENSION SIMUL(0/200),FSIMUL(0/200)  
 DIMENSION AMPL1(0/200),FASE1(0/200)  
 DIMENSION XHT(-2000/2000),HT(-2000/2000)  
 DIMENSION XIES(-20/20)  
 DIMENSION CHP(-20/20),CIS(-20/20),CSE(-20/20)  
 CALL IFILE(21,'OLREL-ENT')  
 CALL OFILE(20,'OLREL-DAT')  
 IFLAG=0  
 LIM=50  
 PI=3.141592654  
 PARAMETROS PARA A FORMACAO DO FILTRO DE NYQUIST  
 NOD=15  
 ALFA=.3  
 FOCUP=1.  
 POSICOES DOS POLOS E ZEROS DO CORRETOR DE FASE  
 A1=.384  
 B=.493  
 C=.395  
 CONSTANTES PARA EXPRESSAO DO CABO  
 CF=.66  
 C1=-5E-3  
 C2=-5E-6\*((4.224E+6)\*CF)  
 R=SIN(CF\*PI)/(1+COS(CF\*PI))  
 AMPLITUDE E FASE DO CANAL SEM SIMULADOR  
 IALFA=IFIX(ALFA\*50)  
 DO 10 I=1,49-IALFA  
 F=I/100.  
 DSINC1=FOCUP\*COS(FOCUP\*PI\*F)/F  
 DSINC=DSINC1-SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F\*\*2)  
 SINC=SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F)  
 DAMPL(I)=-DSINC/SINC  
 DAMPL(-I)=-DAMPL(I)  
 DO 30 I=50-IALFA,50+IALFA  
 F=I/100.  
 ARG=PI/ALFA\*(F-.5)  
 DER1=-PI/ALFA\*COS(ARG)/(1-SIN(ARG))<
 DSINC1=FOCUP\*COS(FOCUP\*PI\*F)/F  
 DSINC=DSINC1-SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F\*\*2)  
 SINC=SIN(FOCUP\*PI\*F)/(PI\*F)  
 DER=DER1-DSINC/SINC  
 IF (DER+NOD/F) 40,40,20  
 DAMPL(I)=DER

```

0 DAMPL(-1)=-DER
0 NC=I
DO 50 I=NC,200
F=I/100.
DAMPL(I)=-NDD/F
DAMPL(-I)=-DAMPL(I)
CALL TRHBT(200,200)
DFASE(0)=DFASE(0)-NDD/PI*200./201.
DO 60 I=1,200
F=I/100.
DFASE(I)=DFASE(I)-NDD/(PI*F)*ALOG(ABS((201.+I)/(201.-I)))
AMPL1(0)=ALOG(1./FOCUS)
FASE1(0)=0
DO 70 L=1,200
AMPL1(L)=AMPL1(L-1)+(DAMPL(L)+DAMPL(L-1))/200.
FASE1(L)=FASE1(L-1)+(DFASE(L)+DFASE(L-1))/200.
..... CORRECAO DE FASE
DO 80 L=0,200
F=1.*L/LIM
FASE1(L)=FASE1(L)-2.*(ATAN((F-B)/A1)+ATAN((F+B)/A1)+ATAN(F/C))
DO 90 L=INT(100./FOCUS),200
FASE1(L)=FASE1(L)+PI
DO 100 M=0,200
F=M/100.
AMPL1(M)=EXP(AMPL1(M))*SIN(FOCUS*PI*F+1.E-5)
AMPL1(M)=AMPL1(M)/(PI*F+1.E-5)
NP=8+(1./2/ALFA+SQR(100/4/ALFA**2/PI))
IF (NP.GT.20) NP=20
..... LEITURA DOS DADOS
READ(21,10010) P12,R13
10 READ(21,10010) AT,IF1
IF(IF1)320,320,120
20 IF(IFLAG) GOTO 140
WRITE(20,10020)
DO 130 J=-2000,2000
XT(J)=0.
XHT(J)=0.
30 IF2=IF1*R12
40 IF3=IF1*R13
..... AMPLITUDE E FASE DO TRECHO DE CABO/ATENUACAO MAXIMA
DO 150 I=0,200
F=I/100.
CABO(I)=(10.*(C1+C2*(F**CF)))*(-AT)
50 FCABO(I)=N*ALOG(10.)*C2*(-AT)*(F**CF)
F1=IF1/1024.
F2=IF2/1024.
F3=IF3/1024.
..... AMPLITUDE E FASE DO SIMULADOR COM 3 POLOS
DO 160 I=0,200
F=I/100.
SIMUL(I)=1./SQRT((1.+(F/F1)**2)*(1.+(F/F2)**2)*(1.+(F/F3)**2))
FSIMUL(I)=-ATAN(F/F1)-ATAN(F/F2)-ATAN(F/F3)
..... AMPLITUDE E FASE DO CANAL COM SIMULADOR
AMPL(I)=AMPL1(I)*CABO(I)*SIMUL(I)
160 FASE(I)=FASE1(I)+FCABO(I)+FSIMUL(I)
CALL ATF(0,40*NP,200,.025,.01)
..... DETERMINACAO DO MAXIMO DE XT
KI=0
LI=1
170 IF (XT(KI)-XT(LI)) 190,190,190

```

```

10    LI=LI+1
      GO TO 200
20    KI=KI+1
      LI=KI+1
30    IF(LI,LI,40*NP) GO TO 170
      I0=KI
      XTMAX=XT(I0)
.....NORMALIZACAO DE XT
      DO 210 I=0,40*NP
10    XT(I)=XT(I)/XTMAX
.....ARRANJO DE XT EM TORNO DO MAXIMO
      DO 220 K=-(40*NP-I0),40*NP-I0
20    XT(K)=XT(K+I0)
.....CALCULO DE XHT
      DO 230 L=-(40*(NP-2)-I0),40*(NP-2)-I0
30    XHT(L)=.5*(XT(L)-XT(L-80))
      XM=I0.
.....CALCULO DE XIES
      DO 250 M=-20,20
      SOMA=-ABS(XHT(M))-ABS(XHT(M+80))
      DO 240 N=M-40*(NP-3),M+40*(NP-3),40
40    SOMA=SOMA+ABS(XHT(N))
50    XIES(M)=SOMA
.....DIAGRAMA DE OLHO
      DO 260 I=-20,20
.....CHAO DO OLHO POSITIVO
      CHP(I)=XIES(I)+0.5*ABS(XT(I-80)-XT(I+80))
.....CONTORNO INTERNO SUPERIOR
      CIS(I)=-XIES(I)+0.5*(2*XT(I)-XT(I-80)-XT(I+80))
.....CONTORNO EXTERNO SUPERIOR
      CSE(I)=XIES(I)+0.5*(2*XT(I)-XT(I-80)-XT(I+80))
60
.....PONTOS DE TRUNCAMENTO DO DIAGRAMA
      DO 270 K=-20,0
      IF(CHP(K)-CIS(K))280,280,270
70    CONTINUE
80    KN=K-1
      DO 290 L=1,20
      IF(CHP(L)-CIS(L))290,290,300
90    CONTINUE
100   KP=L
.....PULSO DUOBINARIO MODIFICADO
      DO 310 I=-(40*(NP-2)-I0),40*(NP-2)-I0
110   HT(I)=2*XHT(I)
.....SAIDA DE RESULTADOS
      WRITE(20,10030)
      WRITE(20,10040)AT,R12,R13
      WRITE(20,10050)IF1,IF2,IF3,XTMAX
      WRITE(20,10060)KN,KP
      WRITE(20,10070),(CHP(I),I=KN,KP)
      WRITE(20,10080),(CIS(I),I=KN,KP)
      WRITE(20,10090),(CSE(I),I=-20,20)
      WRITE(20,10100),(XT(I),I=-20,20)
      WRITE(20,10020)
      WRITE(20,10030)
      WRITE(20,10040)AT,R12,R13
      WRITE(20,10050)IF1,IF2,IF3,XTMAX
      WRITE(20,10110),(HT(I),I=-200,200,2)
      IFLAG=1
      GO TO 110
10010 FORMAT(4G)

```

```

0020 FORMAT(1H1)
0030 FORMAT(//,10X,'SIMULADOR COM 3 POLOS RELACIONADOS')
0040 FORMAT(//,5X,'AT=',F4.1,5X,'IF2/IF1=',F4.1,5X,'IF3/IF1=',F4.1)
0050 FORMAT(5X,'IF1=',I4,4X,'IF2=',I4,9X,'IF3=',I4,7X,'XTMAX='
1 F8.3)
0060 FORMAT(//,10X,'PONTO INICIAL=',I4,5X,'PONTO FINAL=',I4)
0070 FORMAT(//,10X,'CHAO DO OLHO POSITIVO',//,(2X,10F8.3))
0080 FORMAT(//,10X,'CONTORNO INTERNO SUPERIOR',//,(2X,10F8.3))
0090 FORMAT(//,10X,'CONTORNO EXTERNO SUPERIOR',//,(2X,10F8.3))
0100 FORMAT(//,10X,'XT(DT=0.25)',//,(2X,10F8.3))
0110 FORMAT(//,10X,'HT(DI=.05)',//,(2X,10F8.3))
20 END

```

-----  
SUBROTINA \*TRHBT\*

-CALCULA A TRANSFORMADA DE HILBERT DE UMA FUNCAO X(K).  
-----

SUBROUTINE TRHBT(NX,NXH)

COMMON /C/ X(-200/200),XH(-200/200)

PI=3.141592654

DD 30 J=0,NXH

SOMA=0

DD 20 K=-NX,NX

IF (J-K) 10,20,10

SOMA=SOMA+X(K)\*LOG((J-K+.5)/(J-K+.5))

CONTINUE

XH(J)=SOMA/PI

RETURN

END



-----  
SUBROTINA "ATF"  
-CALCULA A ANTI-TRANSFORMADA DE FOURIER DE UMA  
FUNCAO DADA POR AMPL E FASE  
-----

SUBROUTINE ATF(NT1,NT2,NF,DI,DF)  
COMMON /A/ AMPL(0/200),FASE(0/200)  
COMMON /B/ XT(-2000/2000)  
PI=3.141592654  
DO 10 J=NT1,NT2  
XT(I)=AMPL(0)\*DF\*2  
DO 10 J=2,NF\*2  
XT(I)=XT(I)+2\*AMPL(J)\*COS(2\*PI\*I\*DF\*D\*+FASE(J))\*DF\*2  
RETURN  
END

Este trabalho foi editado no sistema  
SD/M do Laboratório de Sistemas/Microcomputadores  
DEE/FEC - UNICAMP