

DESENVOLVIMENTO DE MÉTODOS AUXILIARES AO SISTEMA

CONVENCIONAL DE SUPERVISÃO DE LINHA MCP

LUIZ CESAR MARTINI

Orientador : HELIO WALDMAN

Tese apresentada à Faculda
de de Engenharia de Campi-
nas da Universidade Esta
dual de Campinas - UNICAMP-
para obtenção do título de
MESTRE EM CIÊNCIAS.

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

JULHO 1981

UNICAMP
BIBLIOTECA

DEDICATÓRIA:

" Dedico este trabalho à minha esposa, aos meus
filhos e aos meus pais que constituíram as
bases de compreensão e sacrifícios".

AGRADECIMENTOS:

Agradeço o apoio técnico dado pelos colegas de trabalho, em especial aos senhores:

- José Geraldo Chiquito
- Antonio Augusto Andrade Araújo
- Sérgio Bonfá
- Renato M. Moreira

Agradeço ao paciente trabalho de datilografia das senhoras:

- Maria Julia Dini Fray
- Olga Regina S.S. Morales

Agradeço a execução dos desenhos pelos senhores:

- Luiz Cláudio Pasquini
- Edison Pedro de Lima

Agradeço aos Engenheiros e Técnicos de Laboratório da Te_{le}brás pela utilização dos equipamentos, aquisição de componentes e auxílio nas montagens experimentais:

- Arthur Mecatti Ferrari
- Jorge Luiz Pinheiro
- Renato Marche
- José Eduardo Canhone
- Pedro M. Donini
- Fernando dos S. Ferreira

Agradeço aos responsáveis pela minha existência dentro deste grupo de trabalho:

- Professor Wilmar Bueno de Moraes
- Prof. Dr. Rege Romeu Scarabucci

Meus agradecimentos especiais a meu orientador Prof. Dr. Helio Waldman, que com paciência e dedicação soube compreender e dar valor às minhas idéias em todos os momentos e cujo apoio teórico solucionando dúvidas, corrigindo e fornecendo idéias, orientaram efetivamente a realização desta tese.

"Agradeço a Deus, motivo fundamental a quem imploro mais conhecimentos e a N. Sra. Aparecida que tem sido minha íntima confessora durante a vida toda e a quem recorro nos momentos de aflição, tanto na obscuridade do saber quanto nas ansiedades da vida".

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	001
CAPÍTULO II - O SISTEMA DE SUPERVISÃO POR TRIPLETAS	005
II.1 - Introdução	006
II.2 - Descrição do sinal injetado na linha	007
II.3 - Circuitos e transformadores pelos quais o sinal deverá passar	011
II.4 - Utilização das tripletas como um sistema de su- pervisão e identificação de repetidores com <u>fa</u> lhas.....	014
II.5 - Avaliação da potência de áudio fornecida pelo gerador de tripletas ao par telefônico	019
II.6 - Cálculo e discussão de níveis de sinal em siste- mas de supervisão usando padrões de tripletas..	020
II.7 - Degradação da potência de áudio num padrão de tripletas em função da taxa de erros.....	026
II.8 - Discussão sobre a faixa de passagem dos filtros de supervisão	029
II.9 - Potência do sinal HDB-3 na faixa de frequências de supervisão.....	032
CAPÍTULO III - O COMPORTAMENTO DO REPETIDOR NA REGENERAÇÃO DOS PADROES DE TRIPLETAS	037
III.1 - Introdução	038
III.2 - Não linearidade nas curvas de potência de áudio	038
III.3 - Comportamento do equalizador na presença de <u>con</u> teúdos de baixa frequência	047
III.4 - Influência do detetor de pico no comportamento do repetidor na presença de tripletas.....	049
III.5 - Estimativa da margem de erros em repetidores...	054
III.5.1 - Estimativa das curvas de potência de áudio para regeneradores com equaliza- ção fixa	056
III.5.2 - Estimativa das curvas de potência de áudio para regeneradores com a equali- zação automática	063
III.5.3 - Estimativa da margem de erros em uma cadeia repetidora	070

III.5.4 - Estimativa do desempenho individual dos regeneradores de uma cadeia repetidora.	072
III.5.5 - Estimativa das curvas de potência de áudio na presença de interferência entre símbolos.....	075
III.6 - Atuação do detetor de pico e influência da faixa de passagem do equalizador nas curvas de potência de áudio	079
III.7 - Curvas de potência de áudio em função do comprimento do cabo	084
III.8 - Comportamento das curvas de potência de áudio em regeneradores defeituosos	085
III.9 - Viabilidade da utilização do padrão de triplas em regeneradores com equalização automática	086
CAPÍTULO IV - DISCUSSÃO	088
IV.1 - Introdução	089
IV.2 - Influência do conteúdo de áudio regenerado	089
IV.3 - Influência da faixa de passagem do equalizador na qualidade do S.S.T.	093
IV.4 - Determinação da taxa de erros dos enlaces individuais	096
IV.5 - Conclusão	102
APÊNDICE A - CARACTERIZAÇÃO DA NÃO LINEARIDADE DA POTÊNCIA DE ÁUDIO PROVOCADA PELO ESTÁGIO DE SAÍDA DOS REGENERADORES	104
APÊNDICE B - JUSTIFICAÇÃO DA FÓRMULA QUE DETERMINA O DESEMPENHO DOS ENLACES INDIVIDUAIS	134
APÊNDICE C - DIAGRAMA EM BLOCOS DE UM REPETIDOR REGENERATIVO	142
REFERÊNCIAS	146

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O aumento e a popularização das comunicações telefônicas exigiu que novos meios de transmissão de informação fossem estudados e pesquisados, dando origem a novos sistemas, e alguns deles com a única finalidade de ampliar a capacidade dos cabos telefônicos. Um dos muitos sistemas estudados e aplicados a partir da década de 60 é o sistema de modulação por código de pulsos (MCP), que emprega técnicas digitais para aumentar a capacidade dos cabos telefônicos já existentes e de novas redes a serem instaladas. É hoje em dia um sistema intensamente empregado e disseminado em todas as redes telefônicas e por ser de fácil execução, custo relativamente baixo, e tendo atingido elevado grau de desenvolvimento, se constitui atualmente numa alternativa para substituir cabos telefônicos volumosos e baratear o custo de implantação de novos sistemas.

O sistema MCP é comumente instalado entre centrais ou em rotas onde o tráfego telefônico é intenso e raramente ultrapassa distâncias superiores a 30 km, é também uma alternativa empregada dentro de grandes cidades para possibilitar a conversação telefônica a níveis de tráfego elevado.

A complexidade das comunicações atuais, com informações interligando a todos os instantes praticamente todo o globo terrestre, exige antes de mais nada desempenho e alta confiabilidade dos sistemas individuais que compõem o complexo sistema de comunicações telefônicas.

Para manter o alto grau de confiabilidade exigido, reduzindo ao mínimo eventuais falhas que possam ocorrer no sistema de comunicações e executar uma manutenção rápida e segura, foram criados sistemas cuja única finalidade é supervisionar o desempenho das linhas telefônicas e procurar detectar falhas antes mesmo que elas possam ocorrer e prejudicar as comunicações telefônicas.

Os diversos sistemas de supervisão para linhas MCP que têm sido desenvolvidos e estudados, requerem um certo grau de sofisticação dos circuitos que o compõe, e alguns deles hoje em dia possibilitam fazer uma monitoração automática quase que perfeita da linha. Com esses requisitos, porém, concorre a necessidade da construção de sistemas apresentando grande confiabilidade.

bilidade e custos compatíveis como orçamento disponível ao sistema.

Para que um sistema de supervisão seja eficiente, além de detetar falhas com precisão, há necessidade de ser um sistema imune a defeitos, o que impõe utilizar o mínimo número de componentes e se possível elementos passivos.

Muitos dos sistemas de supervisão são de custo relativamente baixo, e a monitoração é imediata, porém em geral enfrentam o problema de confiabilidade que o sistema de supervisão deve oferecer.

O mais antigo sistema de supervisão MCP é o sistema de supervisão por tripletas (SST), que foi criado antes mesmo do sistema ser implantado e que está difundido em todas as redes MCP. É um sistema barato, praticamente imune a falhas e de início satisfaz plenamente as necessidades operacionais. Contudo, com o avanço tecnológico dos sistemas MCP superando as expectativas, o SST já teria condições de ser superado por sistemas mais automatizados, o que não ocorreu por vários motivos, inclusive o próprio fato da evolução dos sistemas de supervisão não ter conseguido acompanhar o progresso tecnológico do sistema MCP. O fato é que o SST era tão satisfatório para a época que conseguiu se impor aos demais sistemas e ainda hoje persiste como um desafio a novos sistemas mais sofisticados que vêm tentando tomar seu lugar.

O SST não é um sistema automático; requer monitoração criteriosa ponto a ponto; exige tornar os canais inoperantes; tem causado sérios problemas de ambigüidade na detecção de falhas; etc, porém concorrendo a seu favor podemos citar: é o mais barato sistema até hoje desenvolvido; é o mais imune a defeitos operacionais; é o mais difundido nas redes telefônicas.

A filosofia básica que envolve qualquer sistema de supervisão impõe que este deve ser totalmente independente e operar sem conhecer o equipamento que está sendo supervisionado. Contudo, o SST constitui um caso particular que aproveita certas propriedades do sistema de linha para poder operar e que devem ser levadas em consideração.

A simplicidade do SST está relacionada diretamente com a resposta do sistema a um conteúdo de áudio fornecido pelo

padrão de teste empregado e portanto não há lógica em separar, neste caso, a análise da supervisão do resto do sistema, como ocorre em outros sistemas de supervisão que simplesmente ignoram o projeto dos circuitos que estão sendo supervisionados. Essa interação entre o sistema e a supervisão faz com que o SST forneça resultados que dependem fundamentalmente do projeto do sistema que está sendo supervisionado.

Pelo fato do SST ter por muito tempo funcionado a contento e acreditando no surgimento de novos sistemas melhores, a evolução tecnológica do sistema de linha não previu um estudo mais cauteloso visando a manter o SST, já que o consenso geral tem sido procurar um substituto mais adequado às novas condições e que permita fazer uma monitoração mais rápida e automática. Isso tudo tem concorrido para degradar a qualidade inicial do SST que hoje é criticado, combatido e com tendência a ser abandonado e, embora esteja sendo largamente empregado, existem problemas adicionais de ambigüidades e dúvidas na detecção de falhas no sistema que são em grande parte causadas pela negligente falta de conhecimento das causas que dificultam a utilização do SST.

Este trabalho visou estudar criteriosamente o SST com previsões e desenvolvimentos teóricos aliados a resultados práticos, apontando onde estão as falhas e limitações de operação, quais os cuidados a serem tomados para a obtenção de resultados satisfatórios e propor certas condições que poderão melhorar a resolução dos SST, tornando-os mais funcionais e procurando fazer com que continuem vantajosamente sendo empregados.

Para a compreensão deste trabalho, há necessidade do conhecimento prévio do funcionamento interno dos repetidores regenerativos, que fazem parte do sistema de linha monitorado pelo SST. Para facilitar a compreensão do assunto, o Apêndice C contém uma breve descrição dos circuitos que compõem um repetidor regenerativo.

CAPÍTULO II

O SISTEMA DE SUPERVISÃO POR TRIPLETAS

II.1 - INTRODUÇÃO

A linha MCP é constituída de vários repetidores regularmente espaçados, cuja função é regenerar e retransmitir os pulsos, proporcionando a interligação entre centrais distantes até cerca de 35 km. Sem a utilização de repetidores, a atenuação do cabo é muito grande para permitir a deteção correta dos pulsos, quando em presença de interferências provenientes de outros sistemas que utilizem o mesmo cabo.

Os repetidores regenerativos, como todos os circuitos eletrônicos, estão sujeitos a falhas. A rápida localização do repetidor defeituoso, ou com desempenho prejudicado por condições ambientais desfavoráveis, exige que se disponha de um sistema de localização de falhas, que possa ser acionado a partir de qualquer extremidade da linha e que indique o local do problema sem ambigüidade. Para a localização dessas falhas, existem muitos sistemas já desenvolvidos e outros em desenvolvimento, porém nenhum desses sistemas está tão disseminado nas redes de transmissão MCP, como o sistema convencional de supervisão através de tripletas.

A supervisão, além de localizar falhas nos repetidores regenerativos, serve também para detetar problemas de transmissão produzidos por interferências excessivas que podem ser originadas, dentre outras causas, pela má distribuição nas conexões dos pares dentro da caixa repetidora, refletindo-se numa elevada interferência de diafonia.

A vantagem do sistema de supervisão por tripletas, sobre outros sistemas, consiste no preço mais baixo e na facilidade de operação, porém o processo de monitoração exige o levantamento de curvas ponto a ponto e a localização de falhas muitas vezes fornece resultados duvidosos que podem acarretar prejuízos, pois o conserto de uma unidade defeituosa requer o deslocamento da equipe de manutenção para o local, cujo acesso pode ser difícil, tomando horas de serviço.

O sistema de supervisão por tripletas se baseia na introdução de um erro de baixa frequência no sinal equalizado nos repetidores regenerativos, que ampliará de forma previsível a sua taxa de erros de regeneração dos pulsos, fornecendo uma me

dida indireta que permite avaliar o desempenho do repetidor em teste.

II.2 - DESCRIÇÃO DO SINAL INJETADO NA LINHA

Uma sequência de três pulsos conforme apresenta a Fig. II.1, constitui o que convencionalmente é chamado de um trio ou uma triplete. Um pulso tem um fator de ocupação de 50% e o intervalo de tempo T_b é chamado de uma janela temporal, significando portanto que um trio ocupa três janelas temporais.

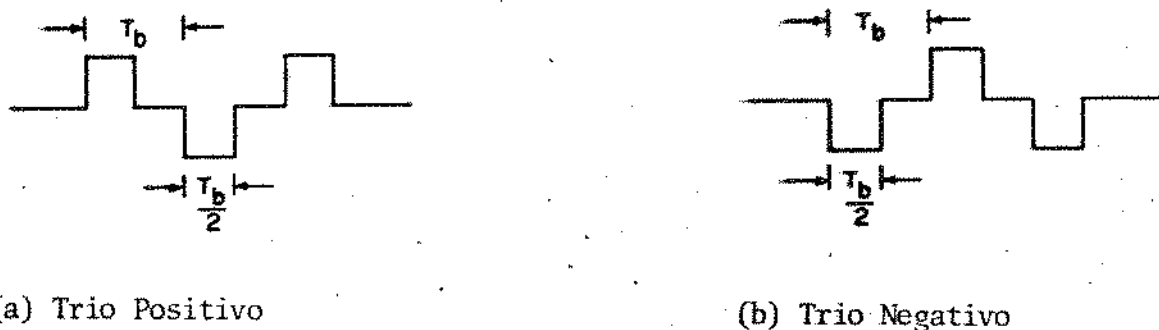


Fig. II.1

Um trio é dito de polaridade positiva quando apresenta um pulso negativo entre dois pulsos positivos; caso contrário, se apresentar um pulso positivo entre dois pulsos negativos, será denominado um trio de polaridade negativa.

Como se pode observar na Fig. II.1, cada trio possui uma área não nula originada pelo número desigual de pulsos positivos e pulsos negativos. A área total de cada trio é equivalente à contribuição da área de um pulso, visto que um pulso negativo anula a área introduzida por um pulso positivo; o resultado final será devido à contribuição do pulso excedente no trio considerado, significando que a um trio positivo está associada uma área positiva produzida por um pulso positivo e a um trio negativo está associada uma área negativa produzida por um pulso negativo, conforme ilustra a Fig. II.2. Uma sequência de trios de mesma polaridade forma um trem de tripletas conforme apresentado na Fig. II.3.

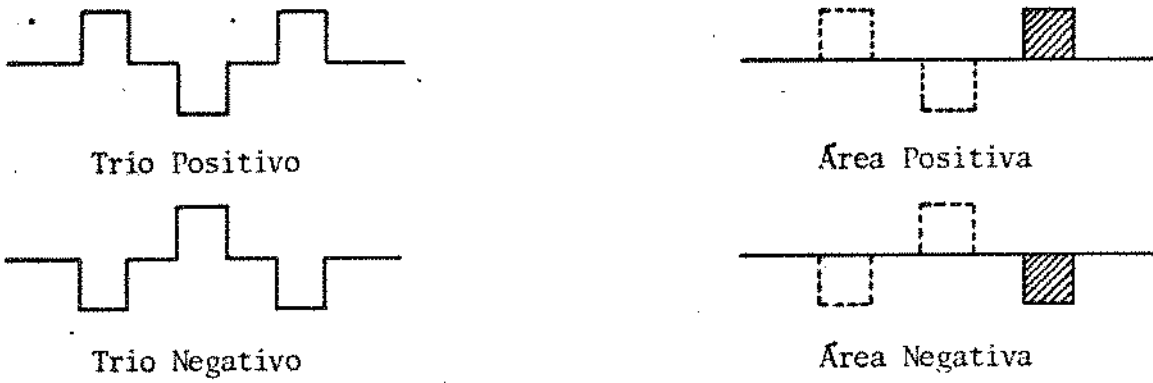


Fig. II.2

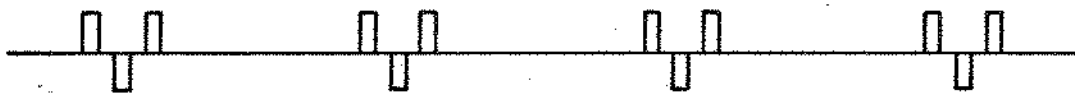
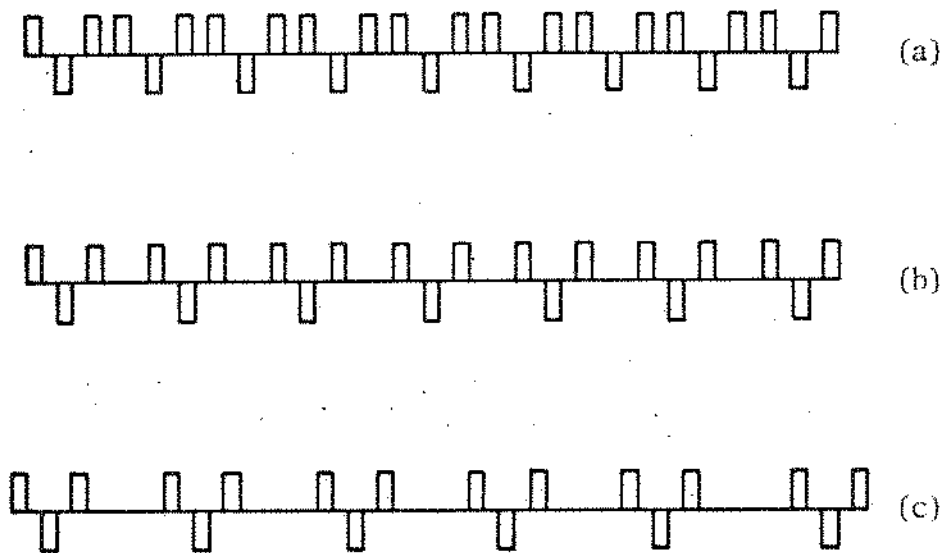


Fig. II.3

Além disso, os trios poderão estar mais próximos ou mais distantes uns dos outros, de forma que em um intervalo de tempo igual a T poderá haver um maior ou menor número de trios. Uma densidade de $1/M$ significa que haverá um trio a cada M janelas temporais. Na Fig.II.4.a temos um trem de tripletas com densidade $1/3$; na Fig.II.4.b com densidade $1/4$ e na Fig.II.4.c com densidade $1/5$.



A repetição em sequência de trios de mesma polaridade gerará um nível DC. A trens de tripletas de alta densidade de trios corresponde um alto nível DC introduzido pela repetição in definida dos trios, e a trens de tripletas de menor densidade cor responde um menor conteúdo DC introduzido pela repetição de trios (Fig. II.5).

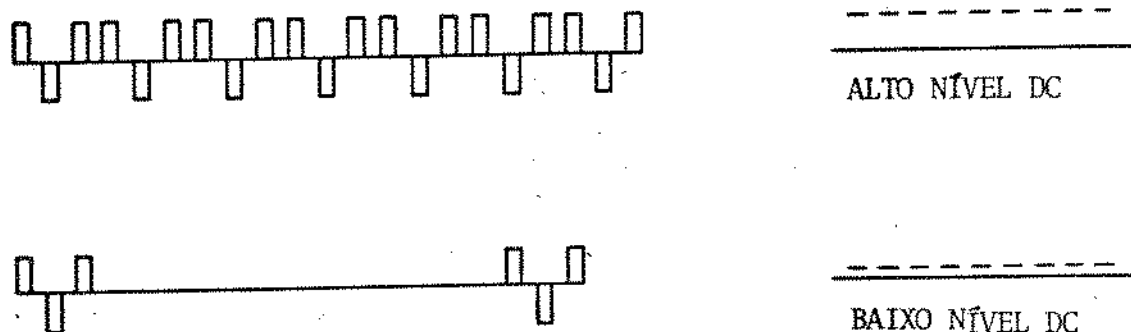
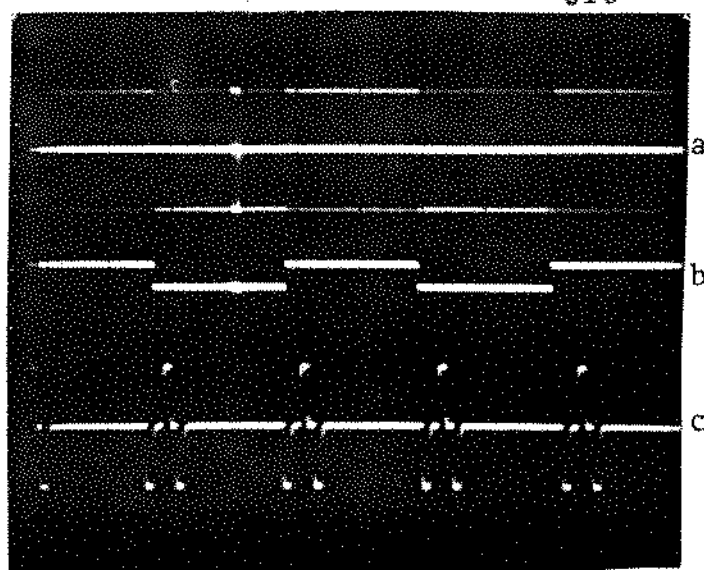
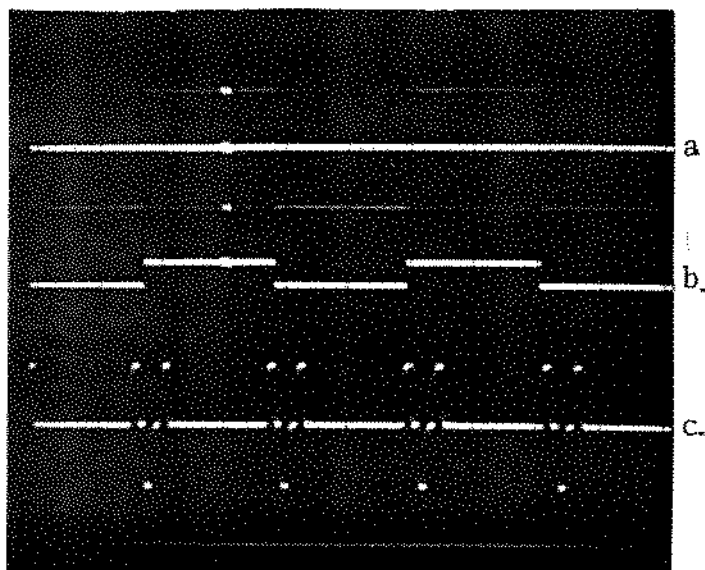


Fig. II.5

O sinal de tripletas que é injetado na linha é consti tuído de trens de tripletas com densidades que podem variar de $1/3$ a $1/16$ e que sofrem inversão periódica de polaridade. Essas inversões ocorrem a intervalos de tempo que correspondem a fre quência de áudio, originando uma modulação por uma onda quadrada de baixa frequência que pode ser considerada como produzida pela co mutação entre componentes DC introduzidos pelos trens de triple tas, que ora são constituídos por sequências de trios positivos, e ora constituídos por sequências de trios negativos, conforme i lustra a foto da Fig. II.6.

O conteúdo de baixa frequência introduzido pela inversão pe riódica dos trios, é função da densidade das tripletas; quanto maior a densidade, maior será a potência da componente de baixa frequência. Na saída dos regeneradores esse conteúdo de baixa fre quência passa por filtros de supervisão, que extraem apenas a har mônica fundamental, constituindo um tom de áudio, que será utili zado para supervisionar uma caixa de repetidores do sistema.



a- Sinal de tripletas injetado na linha
 b- conteúdo de áudio
 c- trios positivos

a- sinal de tripletas injetado na linha
 b- conteúdo de áudio
 c- trios negativos

Fig. II.6

As inversões periódicas nos trios são controladas pelo gerador de tripletas, que em geral pôde fornecer 18 frequências de áudio, que correspondem a 18 tons de áudio. Esses tons de áudio são especificados através de normas adotadas pelas concessionárias. Uma possível sequência para os mesmos, que é fornecida pelos geradores de tripletas da Marconi está apresentada na Tabela II.1.

1185	1260	1340	1420	1500	1585
1675	1770	1840	1980	2095	2215
2345	2480	2620	2770	2930	3100

Tab. II.1

* As frequências são dadas em Hz.

Como resultado, o sinal de tripletas se caracteriza por fornecer um conteúdo de baixa frequência cuja potência é determinada pe

las várias densidades de trios disponíveis no gerador de tripletas, e cuja frequência também pode ser selecionada entre as forneçadas pelo gerador de tripletas.

II.3 - CIRCUITOS E TRANSFORMADORES PELOS QUAIS O SINAL DEVERÁ PASSAR

A linha de transmissão é composta de repetidores regenerativos regularmente instalados ao longo de sua extensão e cuja finalidade é regenerar, a intervalos de espaçamento do cabo, o sinal que é injetado na linha. Esses repetidores possuem transformadores de isolação com resposta plana nas frequências do sinal, que porém atenuam os conteúdos de baixa frequência, bloqueando parcialmente a sua passagem pelo sistema. Esse comportamento faz com que os transformadores tenham características de filtros passa-altas para as frequências de áudio. A Fig.II.7 apresenta a resposta em frequência típica que um transformador de saída utilizado nos repetidores regenerativos deve fornecer.

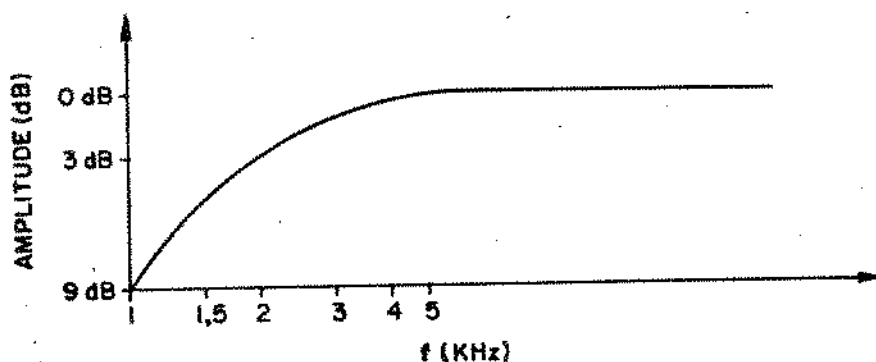
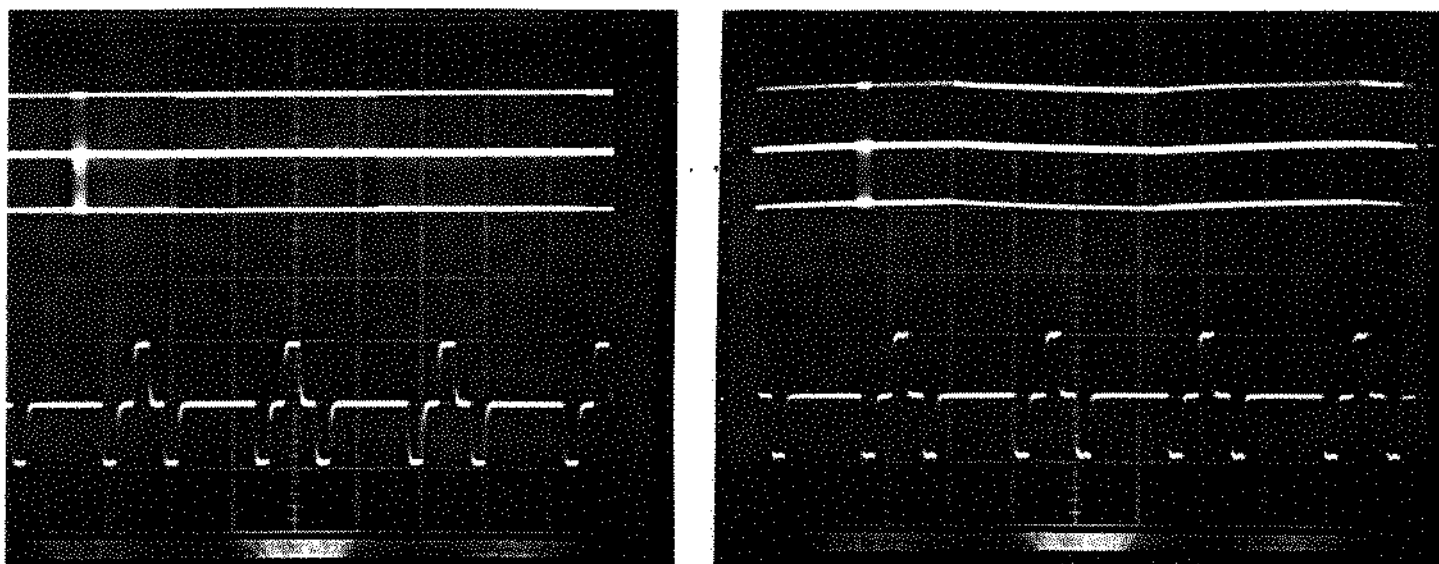


Fig. II.7 - Resposta em frequência típica apresentada por um transformador de entrada (ou de saída) empregado num regenerador regenerativo

A Fig. II.8 apresenta o sinal de tripletas que é fornecido à linha pelo gerador de tripletas e o resultado que se ob

têm quando o sinal passa através de um transformador que apresenta a característica em frequência fornecida pela Fig. II.7.



(a) saída do gerador de triple
tas padrão 1/5

(b) saída do transformador pa-
drão 1/5

Fig. II.8

Para um regenerador que esteja processando um sinal pseudo-aleatório (AMI ou HDB-3), será obtido na saída do equalizador, um diagrama de olho semelhante ao representado na Fig. II.9.

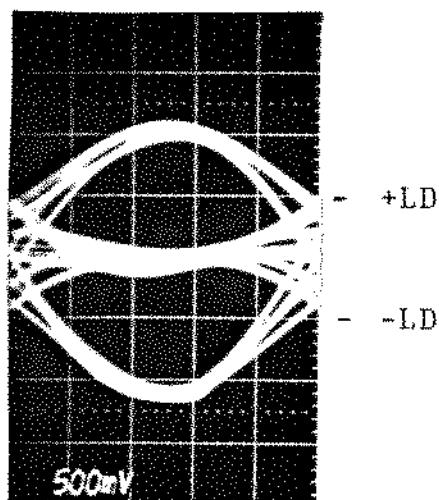


Fig. II.9 - Diagrama de olho para um sinal HDB-3
LD = limiar de decisão

Os limiares de decisão estão fixados teoricamente em 50% da amplitude dos pulsos; qualquer pulso equalizado que estiver entre $-A/2$ e $A/2$ no instante de amostragem será interpretado como um zero; qualquer pulso equalizado que estiver abaixo de $-A/2$ será interpretado como -1 e qualquer pulso equalizado que estiver acima de $A/2$ será interpretado como 1.

Com a introdução do padrão de tripletas haverá uma perturbação no diagrama de olho, conforme será discutido mais tarde com maiores detalhes, que irá provocar uma deformação tanto em amplitude como no próprio formato do olho, reduzindo a margem contra ruído, segundo ilustra a foto da Fig. II.10.

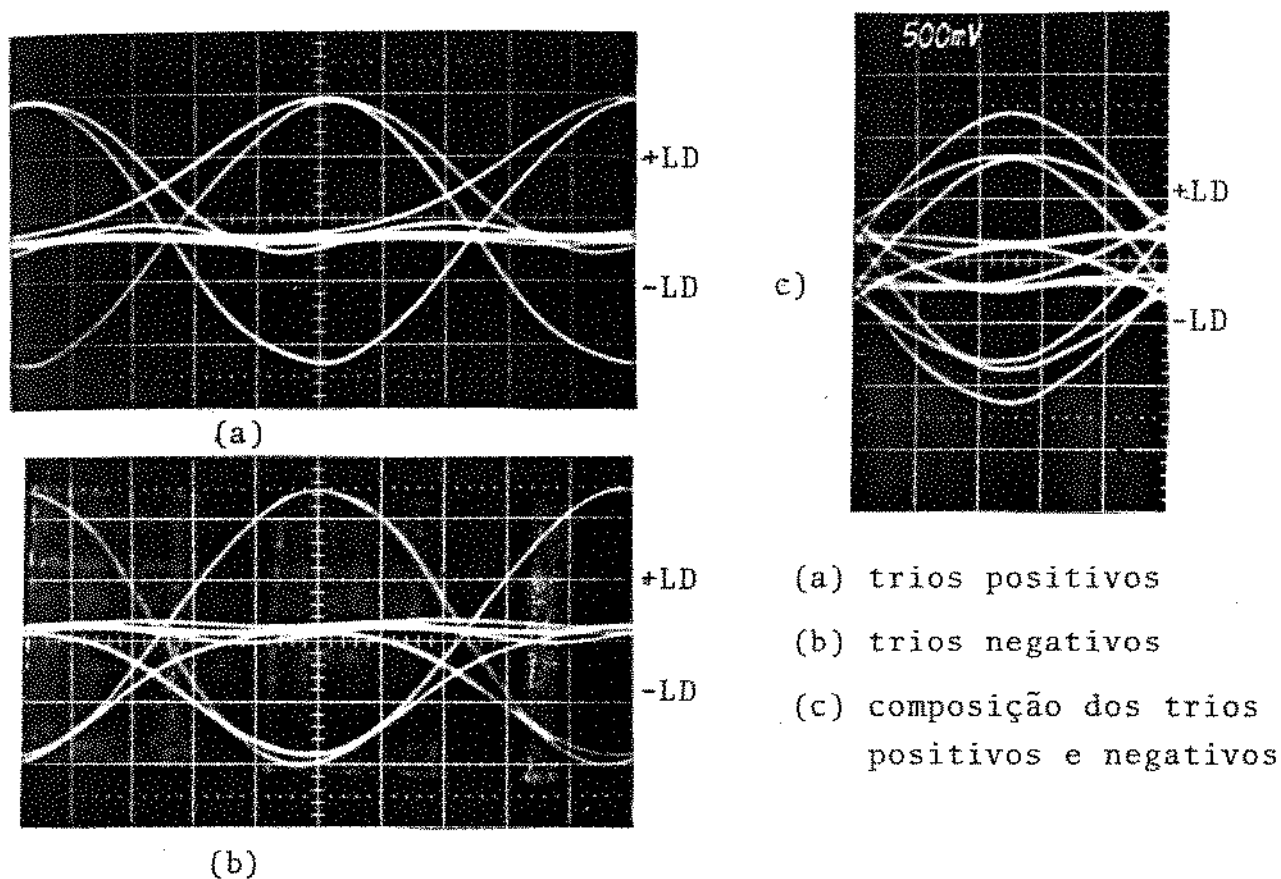


Fig. II.10 - Diagramas de olho dos trios
LD = limiar de decisão

A deformação introduzida no olho pelo padrão de tripletas acarretará uma redução na margem contra ruído e uma consequente elevação da taxa de erros, ocasionando uma diminuição na potência de áudio do sinal regenerado. Essa redução na potência de áudio dependerá do estado de funcionamento do repetidor, ou se

ja, é uma função da taxa de erros que o regenerador em teste está apresentando em regime normal de trabalho, sem introdução do padrão de tripletas.

Quanto maior a densidade dos trios, maior será o conteúdo de baixa frequência introduzido na linha e consequentemente maior será a deformação no diagrama de olho apresentado na saída do equalizador, e portanto maior será a queda de potência de áudio obtida na saída do regenerador em virtude da ocorrência de erros de regeneração.

A Fig.II.11 apresenta um conjunto de curvas típicas levantadas em nosso laboratório.

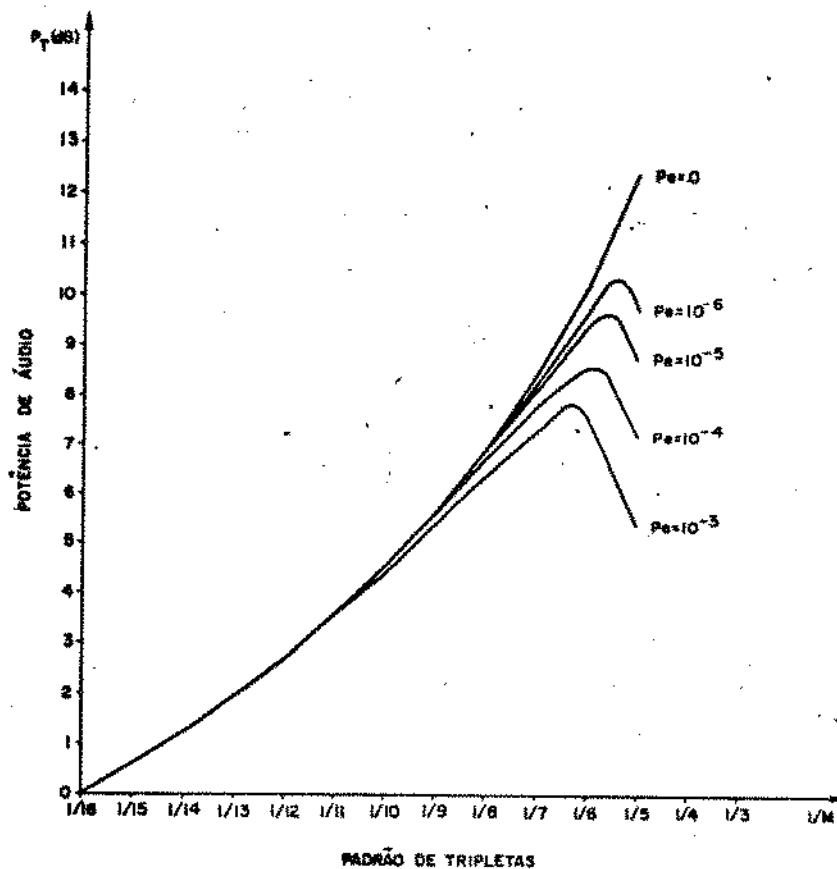


Fig. II.11

II.4 - Utilização das tripletas como um sistema de supervisão e identificação de repetidores com falhas

Podemos inicialmente analisar o repetidor como um qua

dripolo que recebe os pulsos deformados e atenuados ao longo da linha de transmissão, e através de um processo qualquer de regeneração recupera-os na forma original e os envia novamente para a linha.

Nos sistemas MCP (modulação por codificação de pulsos) de 30 canais de voz, a linha de transmissão deverá possuir uma cadeia repetidora com espaçamento máximo entre repetidores de aproximadamente 1800 metros (37 dB de atenuação do cabo na frequência de 1024 KHz) como ilustra a Fig. II.12.

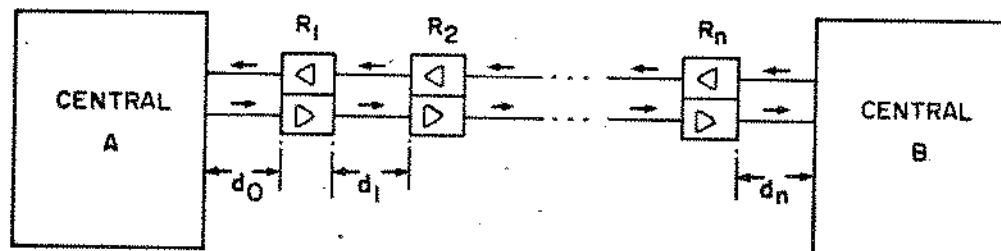


Fig. II.12 - Interligação entre duas centrais através de uma cadeia repetidora. A distância d_x com $x=0,1,2,3,\dots$..., n não deve exceder 1800 m., devido ao projeto do sistema

Uma unidade repetidora é composta de dois repetidores regenerando em sentidos opostos e são representadas na Fig. II.2 por R_1, R_2, \dots, R_n . Nessas condições, a informação enviada da central A para a central B é regenerada e recuperada pelos repetidores que transmitem no sentido de A para B; a informação enviada de B para A é recuperada ao longo da linha pelos repetidores que transmitem no sentido de B para A.

Uma unidade repetidora pode servir a 30 ligações simultâneas, e para aumentar a capacidade da linha deverão ser introduzidas mais unidades repetidoras que irão constituir as caixas repetidoras. Cada caixa repetidora poderá conter um determinado número máximo de repetidores padronizado pelas concessionárias. Esse número foi fixado pela TELEBRÁS em 64 unidades repetidoras por

caixa repetidora.

Para supervisionar um tronco de ligação entre duas centrais é reservado um par de fios denominado par de supervisão, que deverá supervisionar todos os regeneradores de uma mesma rota alojados nas mesmas caixas, que interligam as duas centrais.

No sistema de supervisão através de tripletas, o par de supervisão deverá estar pupinizado ao longo de toda a linha de transmissão. Em cada caixa repetidora de uma rota é instalado um filtro de supervisão sintonizado em uma das dezoito frequências fornecidas pelo gerador de tripletas. As saídas de todos os regeneradores contidos em uma dada caixa repetidora são conectadas no cartão de supervisão correspondente através de um fio ônibus. Essa conexão é feita através de um enrolamento auxiliar que faz parte do próprio transformador de saída do regenerador.

A Fig. II.13 mostra como é normalmente feita a conexão entre os regeneradores contidos em uma caixa repetidora e o correspondente cartão de supervisão.

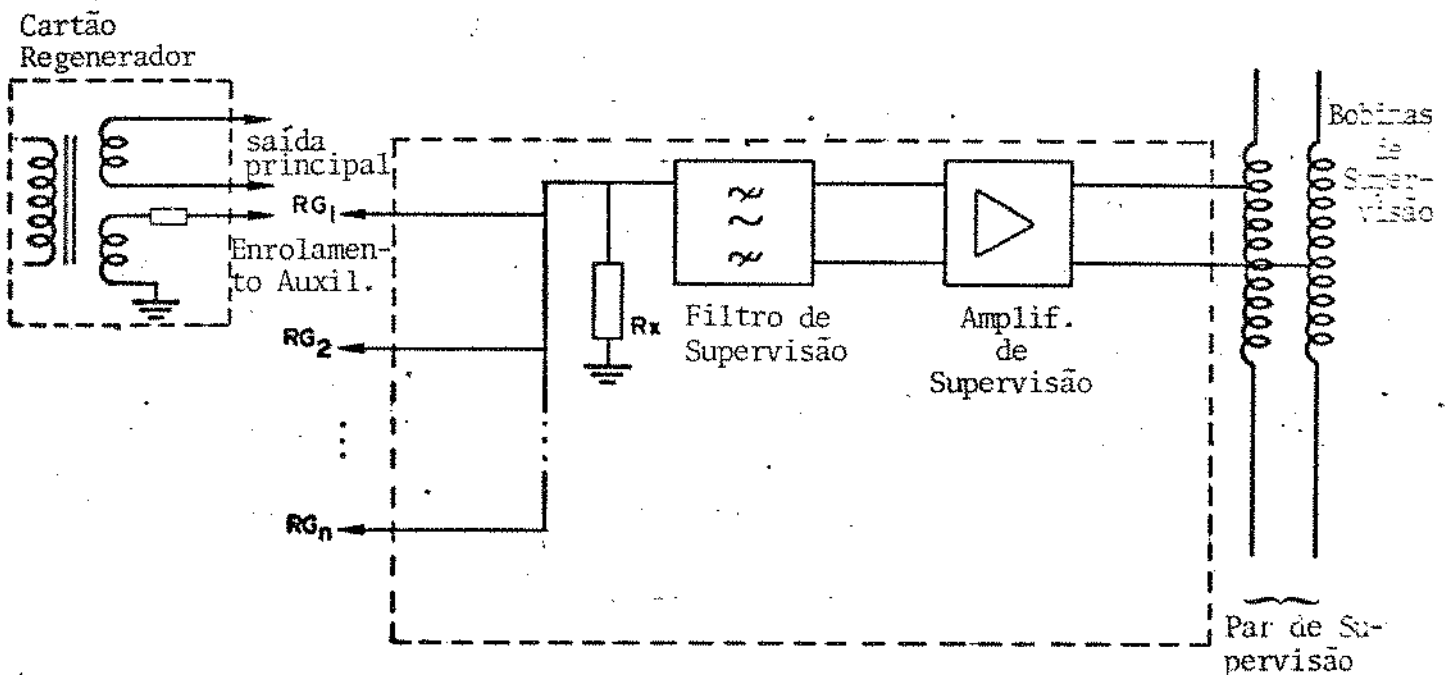


Fig. II.13

Como se vê na Fig. II.13 as saídas dos repetidores regenerativos estão isoladas entre si por intermédio de atenuadores resistivos. Mesmo com a isolação resistiva, o sistema indicado na Fig.II.13 provoca interferências entre sistemas MCP de uma mesma caixa que transmitem no mesmo sentido, agravando portanto a interferência de telediafonia já incidente no cabo. Por isso, os níveis de sinal na entrada do filtro de supervisão serão especificados de tal modo a fazer com que a interferência adicional seja bem menor que os níveis de telediafonia toleráveis.

O filtro de supervisão deve possuir uma faixa de passagem com largura em torno de 3% da frequência central para prevenir a possibilidade de interferência entre tons de áudio de frequências adjacentes, visto ser a precisão dos geradores de tripletas situada em torno de 10 Hz.

O amplificador de supervisão é projetado para suprir, pelo menos em parte, as perdas introduzidas pela linha, pelo atenuador, pelo transformador de saída do regenerador e pelo filtro de supervisão.

A Fig.II.14 ilustra o sistema de supervisão através de tripletas como um todo.

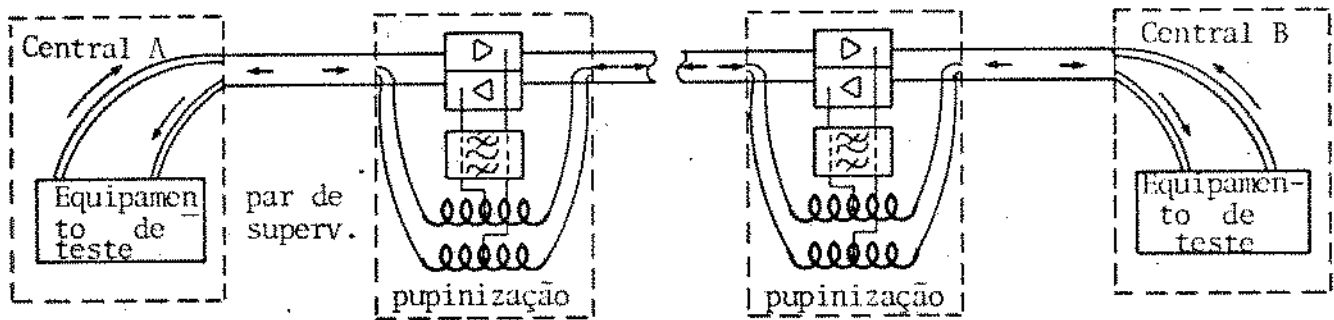


Fig. II.14

O operador, através do equipamento de teste instalado em uma das centrais, seleciona o par de fios que define o percurso a ser supervisionado e insere o padrão de tripletas desejado. A seguir é escolhido um dos dezoito tons de áudio fornecidos pe

lo gerador de tripletas. O tom selecionado irá determinar a caixa repetidora a ser supervisionada, e conseqüentemente o repetidor correspondente ao percurso selecionado. A informação do estado de funcionamento do repetidor em teste é captada pelo filtro de supervisão e retornada ao operador através do par de supervisão.

PROBLEMAS

Como foi analisado, podemos verificar que o sistema de supervisão por tripletas está limitado a um alcance máximo que abrange a supervisão de 18 caixas repetidoras correspondente às 18 frequências introduzidas pelo gerador de tripletas.

A linha de transmissão utilizando fio calibre 22 AWG, possui uma perda nas frequências de áudio de 0,5 dB/km., quando for pupinizada. Para um enlace de 35 km. (correspondente a 18 caixas repetidoras), teremos uma perda devida à linha de aproximadamente 17,5 dB.

Para um sistema típico, o cartão de supervisão introduz na linha um sinal com mais de 50 dB de atenuação em relação à potência de áudio fornecida pelo gerador de tripletas, fazendo com que no pior caso a potência de áudio no final da linha de supervisão atinge níveis da ordem de -70 dBm ou menor ainda. Esses níveis são muito baixos e isso exige que o medidor de potência de áudio tenha uma sensibilidade muito elevada.

O maior problema da supervisão através de tripletas reside na presença de repetidores marginais, ou seja, repetidores considerados bons, mas cuja taxa de erros está próxima do limite aceitável pelas especificações. Esses repetidores causam uma degradação considerável da potência de áudio e isso faz com que um repetidor que esteja sendo interrogado e que se encontre após um ou mais repetidores marginais, possa fornecer um resultado desfavorável afirmando que o mesmo apresenta-se defeituoso, quando na realidade este se encontre dentro das especificações exigidas. Faz-se necessária por isso uma comparação criteriosa entre as medidas retornadas pelos diversos repetidores da linha.

II.5 - AVALIAÇÃO DA POTÊNCIA DE ÁUDIO FORNECIDA PELO GERADOR DE TRIPLETAS AO PAR TELEFÔNICO

O gerador de tripletas fornece sobre uma carga de 1200Ω pulsos com amplitude de 3 volts e fator de ocupação de 50%. Sendo o padrão de tripletas igual a 1/M, a amplitude da componente de baixa frequência (onda quadrada) introduzida pelas tripletas será dada por:

$$Q = 3/2M \text{ volts}$$

A amplitude da fundamental (tom de áudio) que irá constituir a potência de áudio será:

$$V = 4Q/\pi = 6/M\pi$$

Sendo a potência de áudio dada por:

$$P = V^2/2R$$

onde $R = 1200\Omega$ (valor aproximado) é a impedância do par de fios para as frequências de áudio

teremos:

$$P = \frac{3^2}{2400} \left(\frac{1}{2M} \frac{4}{\pi} \right)^2$$

$$P(1/M)_{dBm} = 10 \log \left(\frac{1}{M^2} \cdot 1,52 \right) \quad (II.1)$$

As tabelas II.2.a e II.2.b apresentam a potência de áudio relativas a cada padrão de tripletas e o correspondente aumento na potência referenciado aos padrões 1/16 e 1/8 respectivamente.

Padrão	Pot (dBm)	Incremento
1/16	-22,36	0
1/15	-21,70	0,56
1/14	-21,10	1,16
1/13	-20,46	1,80
1/12	-19,77	2,50
1/11	-19,01	3,25
1/10	-18,18	4,08
1/09	-17,27	5,00

Tab. II.2.a

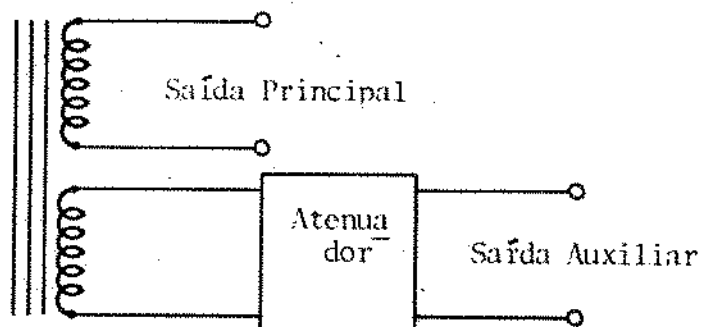
Padrão	Pot (dBm)	Incremento
1/8	-16,24	0
1/7	-15,08	1,16
1/6	-13,74	2,50
1/5	-12,16	4,08
1/4	-10,22	6,02
1/3	-7,72	8,52

Tab. II.2.b

II.6 - CÁLCULO E DISCUSSÃO DE NÍVEIS DE SINAL EM SISTEMAS DE SUPERVISÃO USANDO PADRÕES DE TRIPLETAS

A Fig. II.15 apresenta o esquema da saída de um repetidor regenerativo para 30 canais de voz usando o sistema de supervisão por padrões de tripletas.

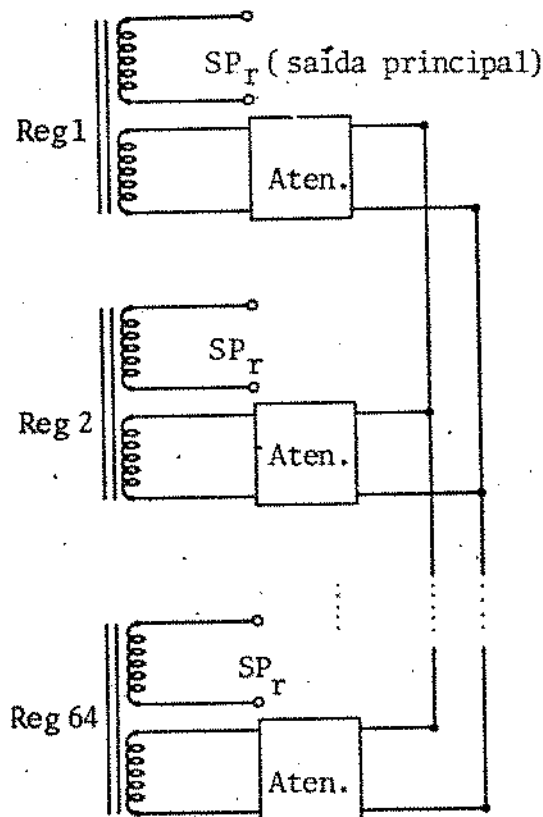
Fig. II.15



A isolação entre a saída principal e a saída auxiliar deve ser no mínimo 40 dB para que a interferência resultante esteja dentro dos limites exigidos.

Essa exigência se deve ao fato de que numa caixa repetidora os 64 regeneradores lá existentes deverão estar com as suas saídas auxiliares interligadas, como já foi apresentado anteriormente e conforme mostra a Fig. II.16, gerando assim uma interferência entre todas as linhas que partem de uma caixa num mesmo sentido de transmissão. Essa interferência se adiciona à telediafonia já introduzida pelo cabo, e deve ser desprezível diante desta, uma vez que os repetidores são projetados para combater as diafonias causadas pelo acoplamento entre pares ao longo do cabo. Esta condição é obtida por um acoplamento de 80 dB entre quaisquer duas saídas principais na Fig. II.16, e isto, por sua vez, é obtido projetando-se um acoplamento de 40 dB (nas altas frequências) entre cada saída principal e sua respectiva saída auxiliar.

Para o sistema de tripletas, a potência de áudio na saída auxiliar irá depender não só do atenuador e do padrão de tripletas utilizado, bem como do transformador de saída a ser adotado.



II.16

Um transformador de saída típico deve apresentar um corte nas baixas frequências em torno de 5 KHz e comporta-se aproximadamente como um sistema de primeira ordem, como mostra a Fig. II.17. A maneira de levantar essa característica será tratada posteriormente quando estudarmos detalhadamente o estágio de saída dos regeneradores.

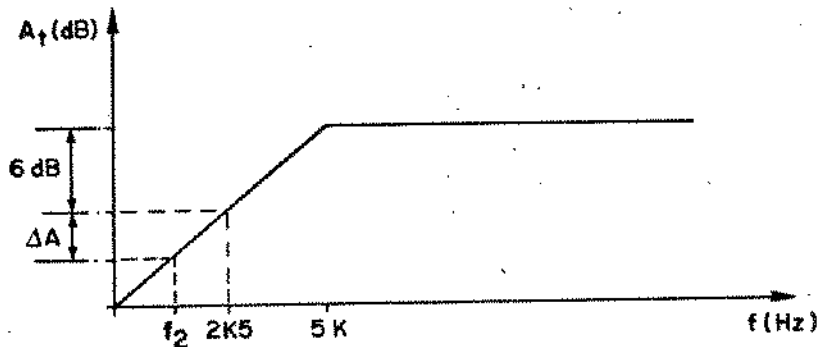


Fig. II.17

Para a Fig. II.17 o incremento ΔA na atenuação em relação à frequência de 2500 Hz será dada pela fórmula:

$$\Delta A(f_2) = 6 \log_2 \frac{2500}{f_2} \text{ dB}$$

Seja $1/M$ a densidade de tripletas considerada. A potência de áudio para um transformador ideal será igual à potência de áudio fornecida pelo gerador de tripletas e vale, como já foi demonstrado:

$$P(1/M)_{\text{dBm}} = 10 \log \left(\frac{1}{M^2} \cdot 1,52 \right)$$

Como o transformador aqui considerado responde bem às frequências de áudio, podemos inicialmente desprezar qualquer efeito de não linearidade que será tratado posteriormente.

Na saída auxiliar, a maior potência de áudio conseguida corresponderá à densidade de tripletas $1/5$ e à frequência de 3100 Hz, enquanto que a menor frequência irá corresponder à den

cidade de tripletas 1/16 e a frequência de áudio de 1185 Hz.

Para o melhor caso, teremos na saída auxiliar uma potência de áudio de:

$$P_{\max} = -40 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - \Delta A(3100) + P(1/5)$$

$$P_{\max} = -46 \text{ dB} + 1,44 \text{ dB} - 12,16 \text{ dBm} = -56,72 \text{ dBm}$$

$$P_{\max} = -56,72 \text{ dBm}$$

Para o pior caso, teremos na saída auxiliar uma potência de áudio de:

$$P_{\min} = -40 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - \Delta A(1185) + P(1/16)$$

$$P_{\min} = -46 \text{ dB} - 3,16 \text{ dB} - 22,26 \text{ dBm} = -71,42 \text{ dBm}$$

$$P_{\min} = -71,42 \text{ dBm}$$

A Fig. II.18 mostra o esquema típico de um sistema de supervisão por tripletas para o enlace mais longo.

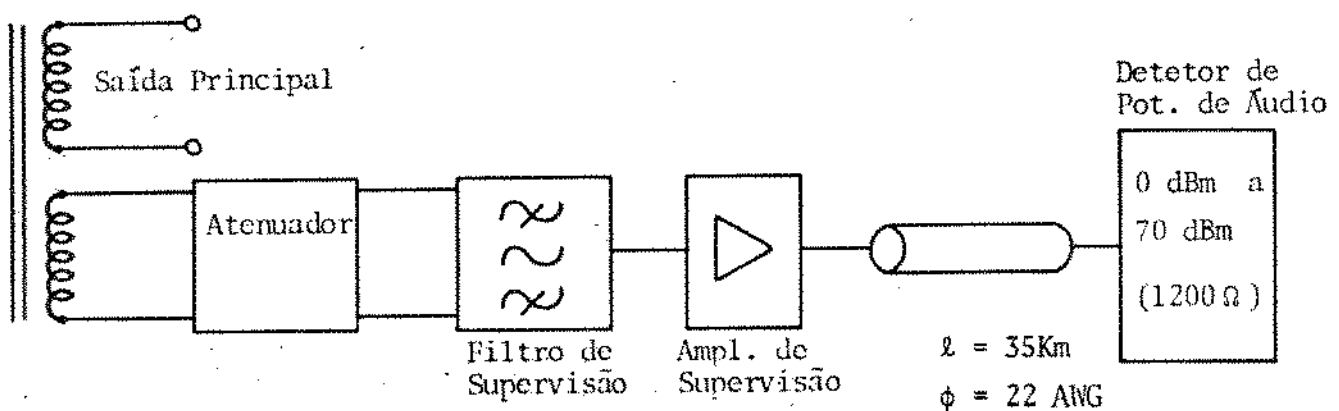


Fig. II.18

O detetor de potência em geral é capaz de medir sinais a partir de -70 dBm sobre uma carga de 1200 ohms.

A linha de supervisão para fios de calibre 22 AWG apresenta uma atenuação de 0,5 dB/km quando pupinizada. Para o enlace mais longo que corresponde a 35 km, a atenuação causada pelo par de supervisão será de -17,5 dB.

O filtro de supervisão apresenta uma perda de inserção menor que 6,5 dB.

Como na saída auxiliar, a menor potência de áudio corresponde ao padrão 1/16 e vale -71,42 dBm quando não houver erros de regeneração, deveremos ter para o ganho G do amplificador de supervisão:

$$-71,42 \text{ dBm} + A_f + G - 17,5 \text{ dB} = -70 \text{ dBm}$$

Supondo $A_f = -6,5 \text{ dB}$ (A_f = atenuação do filtro de supervisão), temos uma estimativa do ganho mínimo necessário para o amplificador de supervisão:

$$G = 25,42 \text{ dB}$$

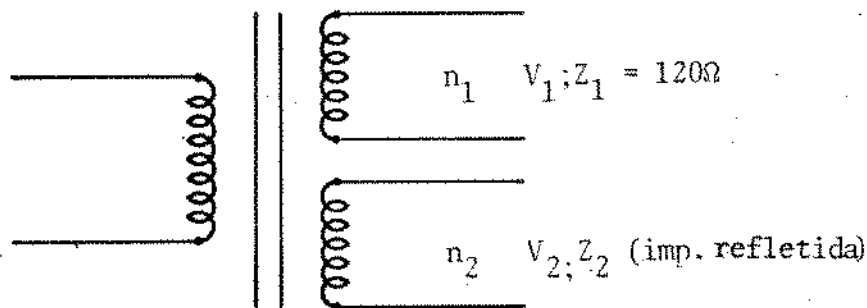


Fig. II.19

Da Fig. II.19 temos

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{n} \Rightarrow I_1 = n I_2$$

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_1 = \frac{1}{n^2} \frac{V_2}{I_2} = \frac{1}{n^2} Z_2$$

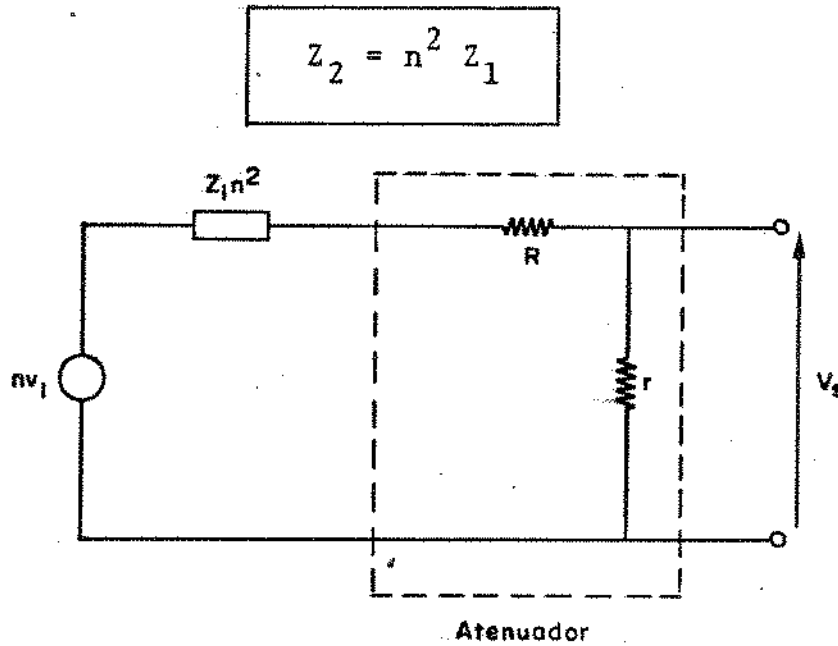


Fig. II.20

$$V_s = \frac{nV_1 r}{r + R + 120n^2} \cong nV_1 \frac{r}{R}$$

A potência média disponível na saída auxiliar será da da por:

$$P_{ms} = \frac{1}{2} \frac{V_s^2}{r} \cong \frac{1}{2r} \left(n V_1 \frac{r}{R} \right)^2$$

$$P_{ms} \cong n^2 \frac{V_1^2}{2} \frac{r}{R^2}$$

A potência na saída principal será dada por:

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{Z_1} = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{120}$$

A atenuação na saída secundária será então:

$$A_t = -10 \log \frac{P_{ms}}{P_s}$$

$$A_t = -10 \log n^2 \frac{r \times 120}{R^2}$$

(II.3)

Sendo $r = 75 \Omega$ a impedância de entrada do amplificador de supervisão, podemos então obter alguns valores de compromisso entre a relação de espiras n e o resistor R do atenuador resistivo, para que $A_t = -40\text{dB}$, conforme exigido, para um isolamento adequado entre os sistemas MCP supervisionados.

$$\text{para } n = 1/4 \quad R = 2371,71$$

$$\text{para } n = 1/2 \quad R = 4743,42$$

$$\text{para } n = 1 \quad R = 9486,83$$

II.7 - DEGRADAÇÃO DA POTÊNCIA DE ÁUDIO NUM PADRÃO DE TRIPLETAS EM FUNÇÃO DA TAXA DE ERROS

- Definições:

- A = Amplitude dos pulso
- $1/M$ = Padrão de tripletas utilizado
- f_a = frequência de áudio
- f_b = frequência dos pulsos
- $T_a = 1/f_a$
- $T_b = 1/f_b$ = intervalo de tempo correspondente a uma janela temporal
- $T_a/2$ = duração de um bloco
- $n = T_a/(2T_b)$ = número de símbolos que cabem em um bloco
- P_e = probabilidade de haver erro num símbolo
- nP_e = probabilidade de haver um erro num bloco
- $N = 1/(nP_e)$ = número médio de blocos por erro
- $T_n = NT_a/2$ = duração dos N blocos
- $T_m = T_b M$ = duração de M janelas temporais
- $T_n/T_m = NT_a/2T_b M$ = número de tripletas em N blocos
- B = contribuição DC de uma tripla em um bloco = AT_b/T_a
- n/M = número de tripletas por bloco = $T_a/(2T_b M)$

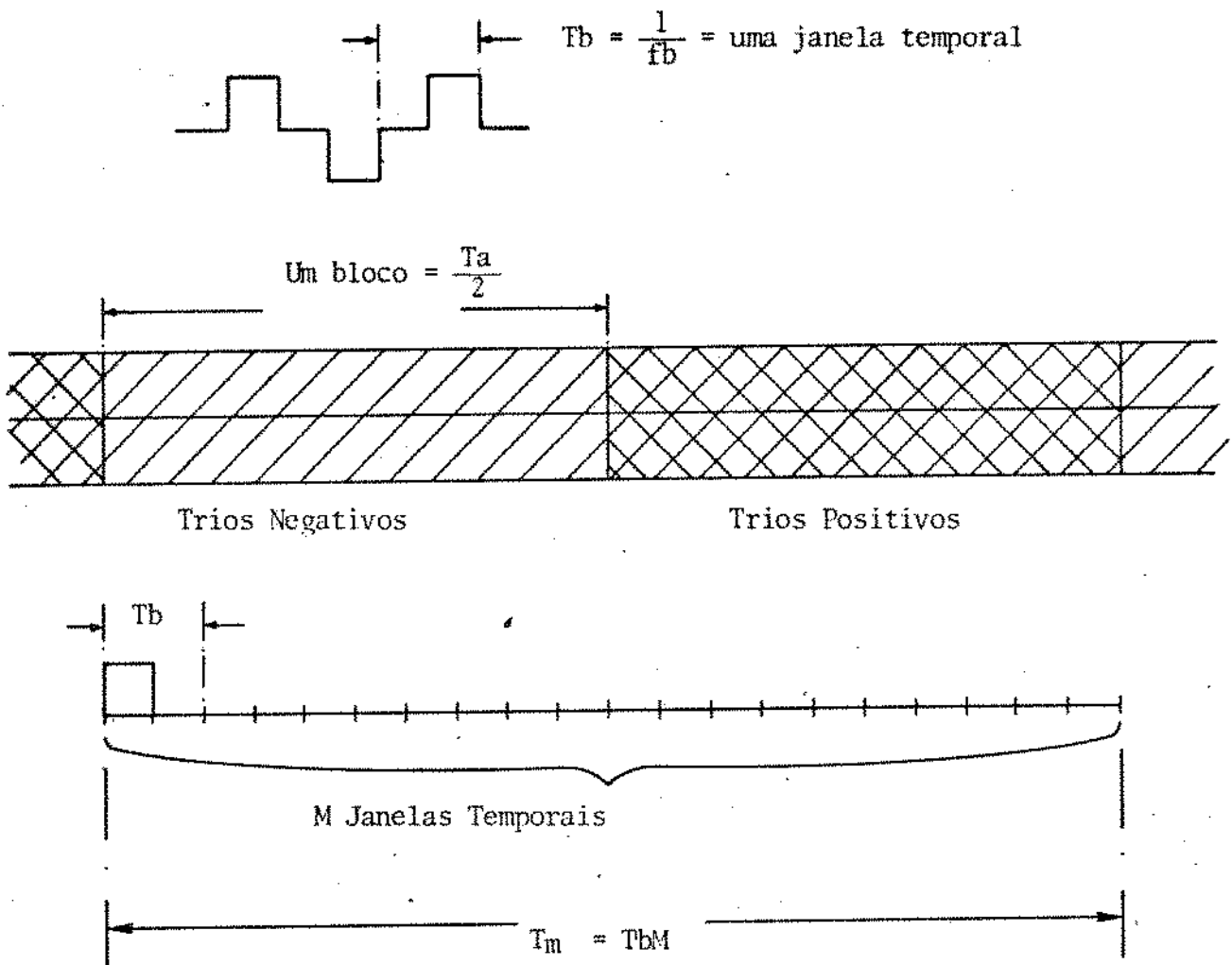


Fig. II.21

A amplitude da componente de baixa frequência introduzida pela inversão periódica dos trios será então:

$$V = B \cdot \frac{n}{M} = \frac{A}{(2M)}$$

Se não houver nenhum erro, a potência fornecida na frequência fundamental a um impedância Z será:

$$P_o = \left(\frac{4V}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{2Z} = \frac{8}{\pi^2 Z} \left(\frac{A}{2M} \right)^2$$

Como $n = T_a / (2T_b)$, teremos

$$P_o = \frac{8}{\pi^2 Z} \left[A \frac{T_b}{T_a} \frac{n}{M} \right]^2 = K \left[A \frac{T_b}{T_a} \frac{n}{M} \right]^2, \text{ onde } K = \frac{8}{\pi^2 Z}$$

Se houver um erro a cada N blocos ($N > 1$) teremos na média (N-1) blocos sem erro para cada bloco com um erro.

Então, a contribuição dos blocos sem erro para a potência total será:

$$P_1 = P_0 \left[\frac{N-1}{N} \right]$$

E a dos blocos com um erro será:

$$P_2 = K \left[A \frac{T_b}{T_a} \left(\frac{n}{M} - 1 \right) \right]^2 \cdot \frac{1}{N}$$

A potência de áudio fornecida será:

$$P_T = P_1 + P_2 = K \left[A \frac{T_b}{T_a} \frac{n}{M} \right]^2 \left[\frac{N-1}{N} \right] +$$

$$+ K \left[A \frac{T_b}{T_a} \left(\frac{n}{M} - 1 \right) \right]^2 \cdot \frac{1}{N}$$

$$P_T = K \left[A \frac{T_b}{T_a} \frac{n}{M} \right]^2 \left[\frac{N-1}{N} + \left(1 - \frac{M}{n} \right)^2 \frac{1}{N} \right]$$

$$P_T = P_0 \left[\left(1 - \frac{2MT_b}{T_a} \right)^2 \cdot \frac{1}{N} + \left(\frac{N-1}{N} \right) \right]; N > 1 \quad (II.4)$$

Se ocorrer mais de um erro em um bloco ($N \leq 1$), o número de triplas por bloco que contribuirão para o sinal de áudio será reduzido de $1/N$, e então:

$$P_r = K \left[A \frac{T_b}{T_a} \left(\frac{N \cdot n}{M} - 1 \right) \frac{1}{N} \right]^2 = P_0 \left[\left(N - \frac{M}{n} \right) \frac{1}{N} \right]^2$$

$$P_T = P_0 \left[(N - 2 M \frac{T_b}{T_a}) \frac{1}{N} \right]^2$$

$$P_T = P_0 \left[(1 - 2 M \frac{T_b}{T_a}) \frac{1}{N} \right]^2$$

$$P_T = P_0 \left[1 - 2 M \frac{T_b}{T_a} \cdot \frac{1}{N} \right]^2 \quad N < 1 \quad (II.5)$$

COMENTÁRIOS: Esta fórmula (obtida da Ref.1) é uma fórmula aproximada, que está baseada na hipótese de uma distribuição homogênea de erros que será objeto de discussão em capítulo posterior.

II.8 - DISCUSSÃO SOBRE A FAIXA DE PASSAGEM DOS FILTROS DE SUPERVISÃO

Na instalação de um sistema de supervisão por tripletas seria vantajoso se os filtros de supervisão pudessem ser distribuídos aleatoriamente entre as caixas repetidoras da linha. Isso minimiza os custos de produção e instalação dos filtros, reduzindo ao mínimo os estoques de fabricação.

Para estudar a viabilidade dessa alternativa, podemos supor o pior caso que poderia ocorrer na instalação dos filtros. Para isso iremos considerar:

1. Linha de maior comprimento permitido (18 caixas repetidoras);
2. Frequências adjacentes instaladas na primeira e na última caixa repetidora do sistema;
3. As duas frequências adjacentes mais próximas (de acordo com a Tabela II.1 essas frequências são: 1770 Hz e 1840 Hz) são usadas na situação acima descrita;
4. Última caixa repetidora sendo supervisionada;
5. Precisão do gerador de tripletas de 10 Hz.

Para analisar essa situação, consideremos a linha de transmissão da Fig. II.22 com 18 caixas repetidoras. Supondo que o filtro de supervisão f1 da primeira caixa repetidora encontrasse na frequência de 1770 Hz, adjacente à frequência de 1840 Hz

do filtro fl8 da última caixa repetidora que está sendo interro-
gada.

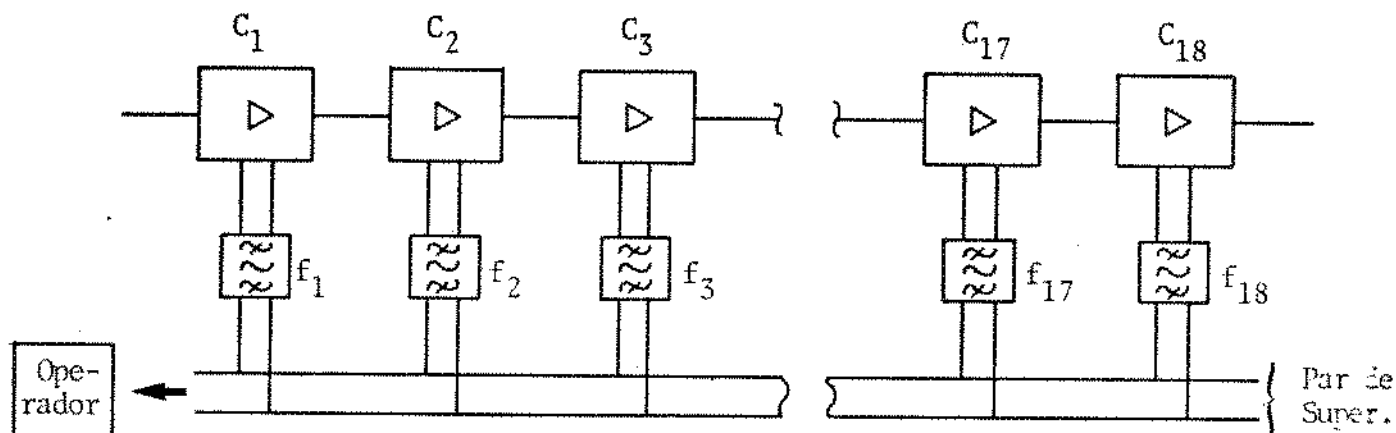


Fig. II.22

O padrão de teste deverá passar por todas as caixas re-
petidoras e pelo filtro fl8, para a seguir retornar pelo par de
supervisão até o operador.

Como já foi dito, a atenuação do cabo pupinizado é de
0,5 dB/km. Para um enlace de 35 km., teremos uma atenuação de
17,5 dB no retorno do sinal de supervisão. Sendo o filtro de su-
pervisão fl sintonizado numa frequência adjacente ao filtro fl8,
resultará que o tom de áudio fl8 irá passar pelo filtro fl da cai-
xa número 1. Esse tom de supervisão irá retornar ao operador so-
frendo uma atenuação menor que 1 dB (2 km. de cabo) provocada pe-
la linha.

A resposta do filtro fl deverá atenuar conside-
ravelmente as frequências adjacentes, caso contrário o sinal que
retorna pelo par de supervisão através do filtro fl irá mascarar
a resposta proveniente do filtro fl8.

Podemos então estabelecer uma isolação mínima de 40 dB
para um dado filtro nas frequências adjacentes. Isso significa ,
de acordo com as considerações acima, que o nível do sinal prove-
niente da caixa que está sendo supervisionada estará cerca de
22,5 dB acima do sinal proveniente da caixa número um.

Sendo a diferença entre f_1 e f_{18} de 70 Hz e levando em consideração que a precisão do gerador de tripletas é de 10 Hz, teremos, no pior caso, frequências adjacentes espaçadas de 60 Hz.

Considerando que na supervisão por tripletas são utilizados filtros passivos e em geral de Butterworth, foi estudada a viabilidade de construção dos filtros e obtida a tabela abaixo.

Filtro de Butterworth	Fator de qualidade necessário para isolação mínima de 40 dB entre frequências adjacentes	Viabilidade
Primeira ordem	1529,37	impraticável
Segunda ordem	152,92	impraticável
Terceira ordem	71,10	impraticável
Quarta ordem	48,93	marginal
Quinta ordem	38,99	praticável

Tab. II.3

Pela tabela, podemos notar que a construção dos filtros se torna viável a partir dos filtros de Butterworth de quarta ordem, significando que deveremos ter filtros demasiado volumosos.

Conclusão:

Os filtros de supervisão não podem ser instalados aleatoriamente ao longo da linha, devendo obedecer uma lógica de instalação. O caso mais favorável corresponde a instalar filtros adjacentes em caixas repetidoras adjacentes e, nesse caso, podemos estabelecer uma isolação mínima de 16 dB entre frequências adjacentes, resultando para o pior caso (que corresponde a frequências adjacentes mais próximas e precisão do gerador de tripletas de 10 Hz):

$f_i = 1770 \text{ Hz}$ $f_{i+1} = 1840 \text{ Hz}$	Fator de qualidade para isolação entre f_i e f_{i+1} igual a 16 dB	Viabilidade
Filtro de Butterworth de primeira ordem	6,09	praticável

Tab. II:4

Para essa situação, teremos então um filtro perfeitamente realizável.

II.9 - POTÊNCIA DO SINAL HDB-3 NA FAIXA DE FREQUÊNCIAS DE SUPERVISÃO

Como foi apresentado através da Fig. II.13, a interconexão entre as saídas dos repetidores regenerativos que se encontram numa dada caixa repetidora, provoca uma interferência entre sistemas MCP, agravando a interferência de telediafonia já incidente no cabo.

No caso do sinal HDB-3, pelo fato deste possuir um conteúdo nas baixas frequências que se estendem desde 0 Hz, é de se esperar que a interconexão entre os regeneradores produza, além de uma interferência na faixa do sinal, uma perturbação que se manifesta como ruído na faixa dos filtros de supervisão.

Para estudar esse efeito, iremos considerar uma caixa repetidora contendo 64 repetidores regenerativos que se encontram interconectados, conforme apresentado na Fig. II.23.

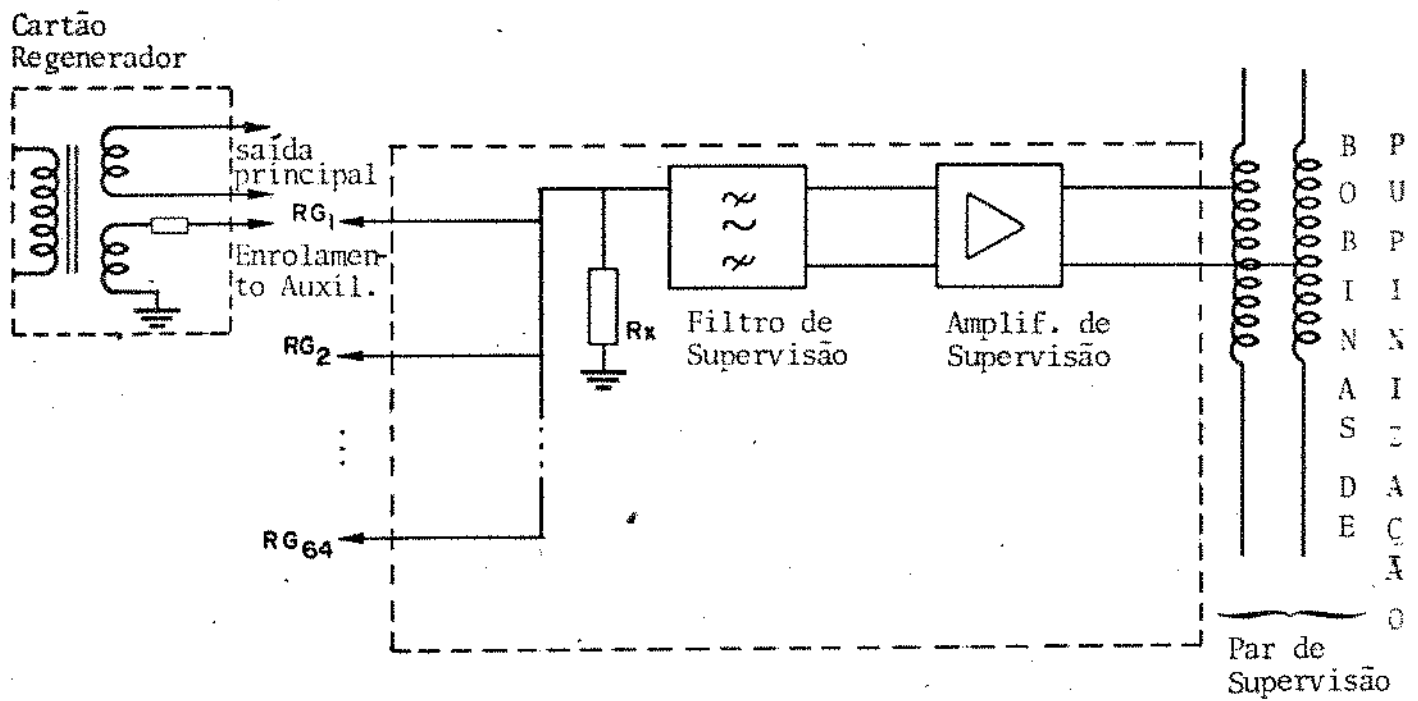


Fig. II.23

Suporemos que:

- um repetidor regenerativo da caixa repetidora este ja sendo supervisionado;
- os 63 repetidores restantes estejam regenerando sinais HDB-3 de conteúdo aleatório;
- faixa equivalente dos filtros de supervisão = $2B = 60 \text{ Hz}$;
- impedância do par de supervisão = $R = 1200\Omega$

O espectro de densidade de potência do sinal HDB-3 pode ser determinado pela fórmula (desenvolvida por José Geraldo Chiquito):

$$G_s(f) = \frac{|P(f)|^2}{T} \cdot \frac{\sum_{n=0}^{23} a_n \cos 2 n f T}{\sum_{m=0}^{20} b_m \cos 2 m f T}$$

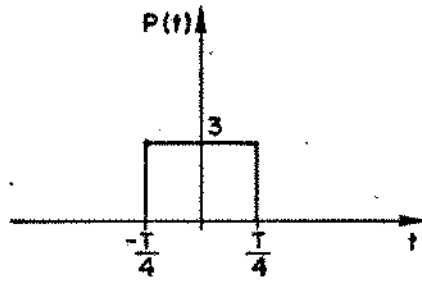
onde: $P(f)$ = espectro dos pulsos transmitidos

T = período de repetição dos pulsos

a_n, b_m = coeficientes fornecidos pela tabela abaixo

n	a_n	b_m
0	1,51374958	1,65224022
1	0,10975937	0,47090235
2	-0,29651547	-0,29431775
3	-0,29926005	-0,50936100
4	-0,25973931	-0,44414991
5	-0,14977470	-0,26824588
6	-0,01223215	-0,04331422
7	0,03700819	0,06176662
8	0,04150078	0,07837296
9	0,03463888	0,06159592
10	0,02056497	0,03574753
11	0,01027256	0,01636887
12	0,00443097	0,00610352
13	0,00173277	0,00192261
14	0,00054886	0,00042725
15	0,00014806	0,00006104
16	0,00003308	0,00000000
17	0,00000735	0,00000000
18	0,00000105	0,00000000
19	0,00000000	0,00000000
20	0,00000000	0,00000000
21	0,00000000	0,00000000
22	0,00000000	0,00000000
23	0,00000000	0,00000000

Para o pulso utilizado no sistema MCP de 30 canais de voz teremos:



Utilizando as propriedades da transformada de Fourier:

$$f(t) \rightarrow F(f)$$

$$f(at) \rightarrow F(f/a)/|a|$$

$$\text{ret}(t) \rightarrow \text{sinc}(f)$$

e sendo:

$$T = (2.048 \cdot 10^6)^{-1}$$

$$P(t) = \text{ret}(t/a)$$

$$a = 2/T = 4,096 \cdot 10^6$$

teremos:

$$P(f) = \frac{3}{a} \text{sinc}\left(\frac{f}{a}\right)$$

Para baixas frequências:

$$\text{sinc}\left(\frac{f}{a}\right) \cong 1 \Rightarrow P(f) \cong \frac{3}{a} \Rightarrow$$

$$\frac{|P(f)|^2}{T} = \frac{9T}{4} = 1,0986328 \cdot 10^{-6}$$

Nas frequências de supervisão que estão compreendidas entre 1185 Hz e 3100 Hz é válida a aproximação:

$$G_s(f) = \frac{|P(f)|^2}{T} \cdot \frac{\sum_{n=0}^{23} a_n}{\sum_{m=0}^{20} b_m}$$

resultando

$$G_s(f) = 1 \cdot 10^{-6} \text{ V}^2/\text{Hz} = N_0$$

A potência média do sinal HDB-3 na saída principal (Fig. II.23) e na faixa do filtro de supervisão para um regenerador será:

$$P = \frac{2B G_s(f)}{R} = \frac{60 \cdot 10^{-6}}{1200} \text{ Watts}$$

$$P = 5 \cdot 10^{-8} \text{ watts}$$

Para 63 regeneradores teremos, supondo independência entre os sinais sendo regenerados:

$$P_m = 63 \cdot P = 3,15 \cdot 10^{-6} \text{ watts}$$

resultando

$$P_m = -25,02 \text{ dBm}$$

Para a menor potência fornecida pelo gerador de triplicatas que corresponde ao padrão 1/16 conforme apresentado na Tabela II.2, teremos:

$$P_{1/16} \approx -22,26 \text{ dBm}$$

A relação sinal/ruído para o pior caso será:

$$S/N = -22,26 + 25,02 = 2,76 \text{ dB}$$

Isso fornece uma margem contra ruído menor que 3 dB limitando o número de regeneradores que podem ser interligados conforme apresenta o esquema da Fig. II.23. Se em vez de termos 64 regeneradores interconectados, tivermos 122 regeneradores, a relação sinal/ruído será de -0,08 dB, resultando que a potência resultante da soma de 121 regeneradores processando um sinal HDB-3 irá mascarar totalmente o tom de supervisão.

CAPÍTULO III

O COMPORTAMENTO DO REPÉTIDOR NA
REGENERAÇÃO DOS PADRÕES DE TRIPLETAS

III.1 - INTRODUÇÃO

A presença do sinal de testes de tripletas, como sabemos, causa perturbação no funcionamento dos regeneradores, alterando seu comportamento para fornecer uma idéia indireta do desempenho individual e coletivo dos regeneradores e da própria linha, que constituem a cadeia de repetidores.

Através de dados experimentais e cálculos teóricos, o comportamento dos regeneradores com equalização fixa e equalização automática são aqui avaliados e comparados.

Para um regenerador com equalização fixa existe um conjunto de curvas padrão de potência de áudio em função da taxa de erros e da interferência entre símbolos que representam o desempenho individual de qualquer regenerador que compõe a cadeia repetidora, desde que não apresente defeitos. Esse conjunto de curvas é então tomado como base para estimar o desempenho e detectar falhas na cadeia de repetidores que está sendo supervisionada.

No caso de regeneradores com equalização automática é necessário ter o conhecimento de todos os fatores envolvidos e as diferenças básicas entre os dois tipos de regeneradores perfeitamente caracterizadas para que a viabilidade de utilização dos mesmos ou de outros critérios seja avaliada.

III.2 - EFEITOS NÃO-LINEARES DO ESTÁGIO DE SAÍDA SOBRE AS CURVAS DE POTÊNCIA DE ÁUDIO

O comportamento teórico previsto no Capítulo II e apresentado na Tabela II.2 para as curvas de potência de áudio para probabilidade de erro zero, tem apresentado incompatibilidade com os resultados obtidos na prática.

Até hoje, pelo que se tem conhecimento, esse efeito não foi bem compreendido e os autores que tratam do assunto procuram justificá-lo como uma não-linearidade do circuito, sem analisar os seus efeitos sobre os níveis de potência de áudio ao longo da linha {Murthy, 1977}. Embora esse efeito esteja relacionado diretamente com o transformador de saída dos regeneradores, é um efei

to provocado pelas características lineares de faixa de passagem do transformador de saída em combinação com a não-linearidade introduzida pelos transistores de saída atuando como chaves. O Apêndice A contém uma descrição detalhada desse efeito com a dedução da equação III.1, que prevê o comportamento da não-linearidade nas curvas de potência de áudio.

$$P_{dB}\left(\frac{1}{M}\right) = 10 \log \frac{8}{\pi^2 R_L} \alpha^2 V^2 \left[\frac{1}{2M-3(1-\alpha)} \right]^2 \quad (III.1)$$

onde: $1/M$ = padrão de tripletas

R_L = impedância da linha nas frequências de áudio =
1200Ω

α = ganho de corrente do transformador na frequência de áudio considerada

V = amplitude dos pulsos regenerados.

Desmembrando a equação (III.1), temos:

$$P_{dB}\left(\frac{1}{M}\right) = 10 \log \alpha^2 + 10 \log \frac{8 V^2}{\pi^2 R_L} \left[\frac{1}{2M-3(1-\alpha)} \right]^2 \quad (III.2)$$

O primeiro termo desta equação representa a perda na potência de áudio absoluta para o padrão de tripletas considerado e o segundo termo caracteriza o efeito de não-linearidade nas curvas de potência de áudio.

Para um transformador ideal teremos:

$$\alpha = 1 =$$

$$\begin{aligned} P_{dB}(1/M) &= 10 \log \frac{8 V^2}{\pi^2 R_L} \left[\frac{1}{2M} \right]^2 = \\ &= 10 \log \frac{2 V^2}{\pi^2 R_L} \left[\frac{1}{M^2} \right]^2 \end{aligned}$$

$$R_L = 1200\Omega ; V = 3V$$

$$P_{dBm}(1/M) = 10 \log \left(\frac{1}{M^2} \cdot 1,52 \right) \quad (III.3)$$

A eq. (III.3) coincide com a eq. (II.1), deduzida no Capítulo II, para as curvas de potência de áudio na saída do gerador de tripletas e portanto não apresenta o efeito de "não-linearidade". Isso logicamente era esperado, já que por hipótese o transformador foi considerado como ideal.

Para grandes perdas (α muito pequeno), a "não-linearidade" nas curvas de potência de áudio está implícita na eq. (III.4) que foi obtida da eq. (III.2), fazendo $\alpha \cong 0$.

$$10 \log \frac{8 V^2}{\pi^2 R_L} \left[\frac{1}{2M-3} \right]^2 \quad (III.4)$$

Esse acréscimo adicional na potência de áudio relativa, determinado pela expressão (III.4), vem acompanhado de um indesejável decréscimo na potência de áudio absoluta que é fornecido pelo primeiro termo da eq. (III.2), ou seja,

$$10 \log \alpha^2$$

Um transformador de saída com frequência de corte de 60 KHz fornece na prática perdas da ordem de 24 dB, que corresponde a α em torno de 0,06.

A despreocupação em obter transformadores de saída que respondem bem às baixas frequências, produz na maioria dos regeneradores comerciais uma perda de potência de áudio absoluta superior a 10 dB, podendo atingir até 30 dB ou mais.

Isso produz sérios problemas, tanto na extração do conteúdo de áudio como no comportamento dos regeneradores da cadeia repetidora, em presença do sinal de tripletas. Uma perda adicional na potência de áudio além do previsto no Capítulo II resultará em um nível de áudio muito baixo, cuja detecção no final do par de supervisão estará seriamente comprometida pelo ruído e pela própria sensibilidade do equipamento de supervisão. Por outro lado, a distorção dos pulsos associada ao baixo conteúdo de áudio dos trios regenerados provocará uma degradação na potência de áudio dos regeneradores da cadeia repetidora muito aquém do estimado, resultando em uma supervisão deficiente.

Para um transformador cuidadosamente projetado com as

características de faixa de passagem da Fig. II.7 do Capítulo II, a não-linearidade nas curvas de potência de áudio diminui e, o que é mais importante, a potência de áudio absoluta se mantém num nível bastante elevado.

Nesses casos, α situa-se em torno de 0,7 a 0,9, fornecendo na pior condição:

$$P_{dB}(1/M) = 10 \log 0,7^2 + 10 \log \frac{8 V^2}{\pi^2 R_L} \left[\frac{1}{2M-3 \times 0,3} \right]^2$$

$$P_{dB}(1/M) \approx -3dB + 10 \log \frac{8 V^2}{\pi^2 R_L} \left[\frac{1}{2M-3 \times 0,3} \right]^2$$

(III.5)

A eq. (III.5) demonstra que no pior caso, que corresponde ao tom de áudio de mais baixa frequência ($f_a = 1185$ Hz), a de gradação na potência de áudio absoluta se mantém em torno de 3dB.

Resultados Experimentais

A Fig. III.1 ilustra a montagem adotada para os testes realizados.

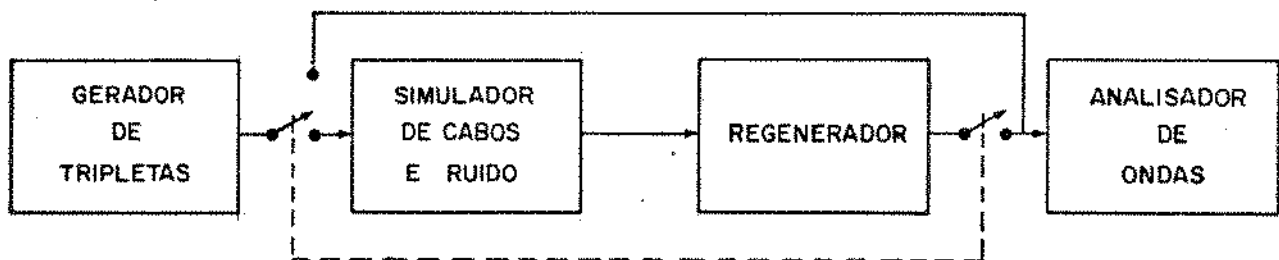


Fig. III.1 - Esquema de testes para o estudo da potência de áudio na saída do regenerador

As Tabelas III.1 e III.2 e a Fig. III.2 fornecem, com

parativamente, os resultados teóricos e práticos obtidos com o esquema da Fig. III.1, sem introdução de ruído na linha.

$f_a = 3100 \text{ Hz} \quad \alpha = 1$			$f_a = 3100 \text{ Hz} \quad \alpha = 0,062 \text{ (medido)}$		
PADRÃO	Potência na saída do gerador de tripletas		PADRÃO	Potência na saída do regenerador	
	Teórico (dB)	Prático (dB)		Teórico (dB)	Prático (dB)
1/16	0	0	1/16	0	0
1/15	0,56	0,6	1/15	0,62	0,6
1/14	1,16	1,2	1/14	1,28	1,25
1/13	1,80	1,9	1/13	2,00	1,95
1/12	2,50	2,5	1/12	2,78	2,7
1/11	3,25	3,3	1/11	3,64	3,59
1/10	4,08	4,1	1/10	4,60	4,51
1/09	5,00	5,0	1/09	5,67	5,6
1/08	6,02	6,0	1/08	6,90	6,9
1/07	7,12	7,1	1/07	8,33	8,45
1/06	8,52	8,4	1/06	10,04	10,2
1/05	10,10	9,8	1/05	12,17	12,4
1/04	12,04	11,8	1/04	-	-
1/03	14,54	14,2	1/03	-	-

Tabela III.1

PERDA ABSOLUTA	TEÓRICA (dB)	PRÁTICA (dB)
Na saída do gerador de tripletas	0 dB	0 dB
Na saída do regenerador	$-10 \log \alpha^2 = 24,15 \text{ dB}$	24 dB

Tabela III.2

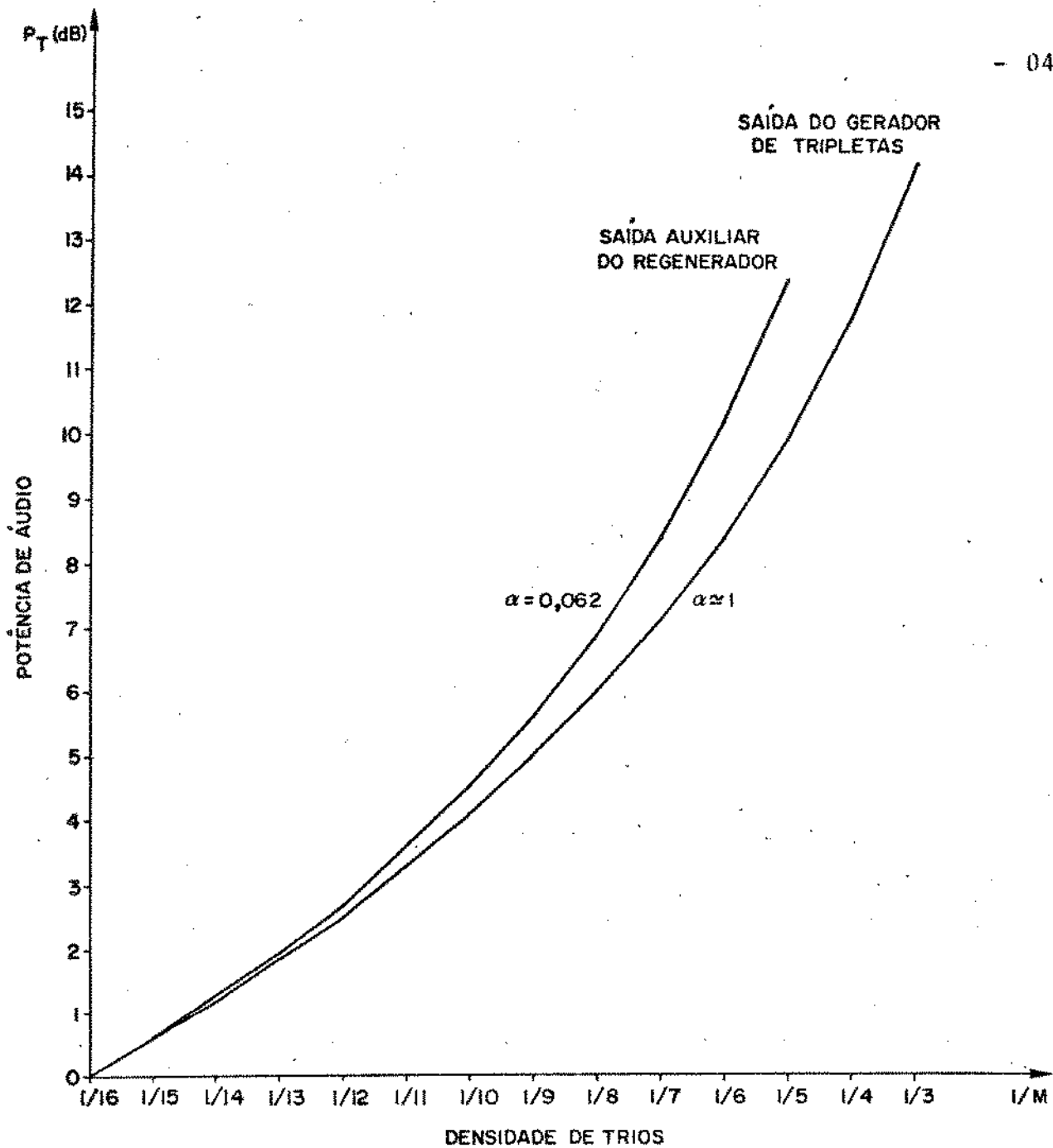


Fig. III.2 - Comparação entre a potência de áudio relativa fornecida pelo gerador de tripletas e após o regenerador com probabilidade de erro nula e tom de áudio de 3100 Hz

Substituindo o transformador de saída do regenerador por um transformador com características adequadas, foram obtidas as Tabelas III.3 e III.4 e o gráfico da Fig. III.3.

A Fig. III.4 apresenta as fotos dos trios regenerados para os casos analisados.

PADRÃO	Potência na saída do regenerador	
	Teórico (dB)	Prático (dB)
1/16	0	0
1/15	0,57	0,57
1/14	1,18	1,18
1/13	1,83	1,84
1/12	2,54	2,55
1/11	3,30	3,32
1/10	4,15	4,18
1/9	5,08	5,12
1/8	6,13	6,18
1/7	7,32	7,39
1/6	8,70	8,81
1/5	10,35	10,51
1/4	-	
1/3	-	

Tabela III.3

PERDA ABSOLUTA	TEÓRICA (dB)	PRÁTICA (dB)
	$-10 \log \alpha^2 = 1,24 \text{ dB}$	1,2 dB

Tabela III.4

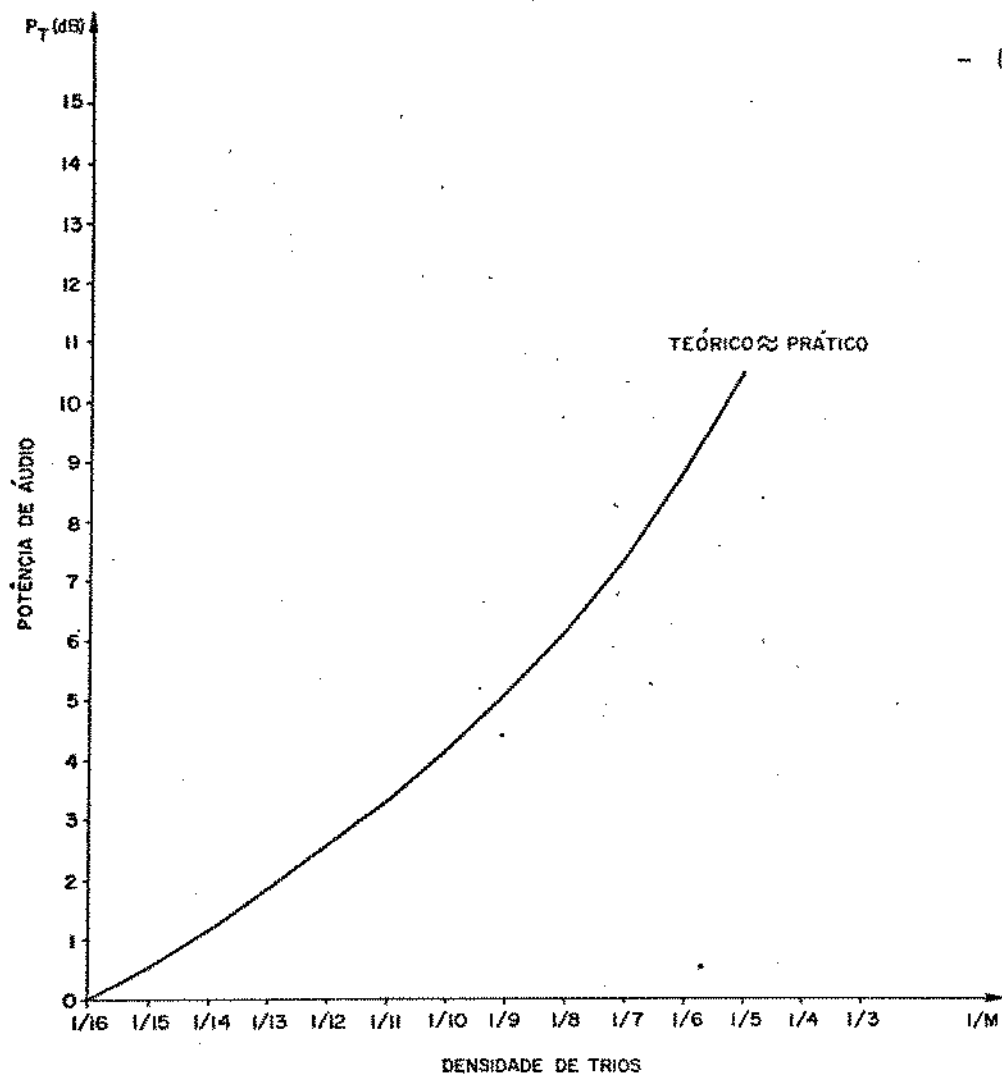


Fig. III.3 - Potência de áudio relativa fornecida por um transformador de saída com $\alpha = 0,867$.

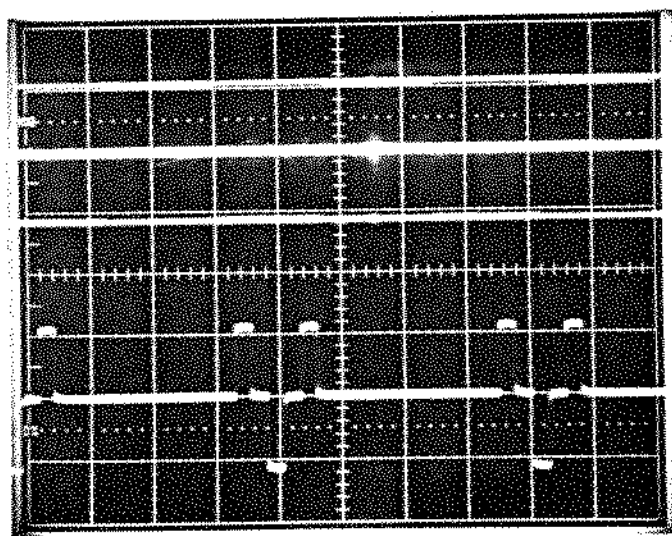


Fig. III.4a - Trios na saída do gerador de tripletas.

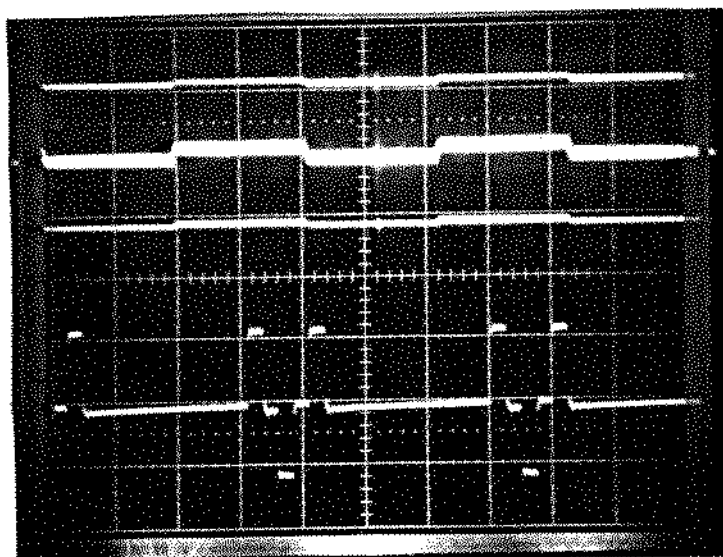


Fig.III.4b - Trios após a regeneração para um transformador de saída respondendo mal às frequências de áudio.

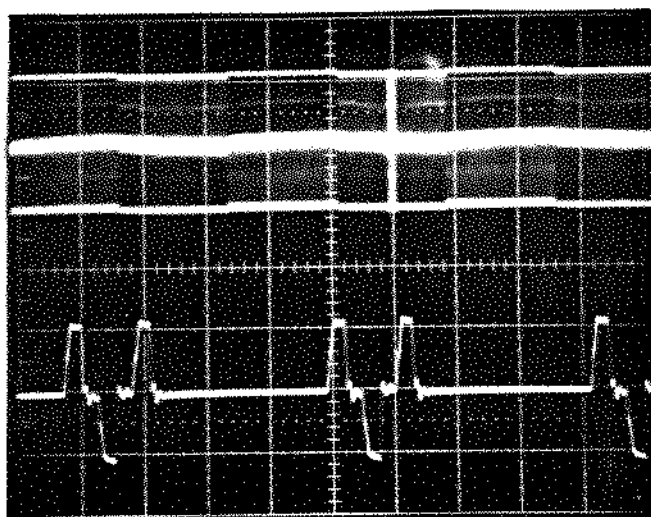


Fig.III.4c - Trios na saída do regenerador para um transformador de saída respondendo bem às frequências de áudio

Fig.III.4 - Fotos Comparativas.

III.3 - COMPORTAMENTO DO EQUALIZADOR NA PRESENÇA DE CONTEÚDOS DE BAIXA FREQUÊNCIA

Com uma análise do processamento do sinal dentro do regenerator, podemos, através do primeiro estágio constituído pelo equalizador, avaliar o nível DC produzido por um pulso de excitação retangular, conforme ilustra a Fig. III.5.



Fig. III.5

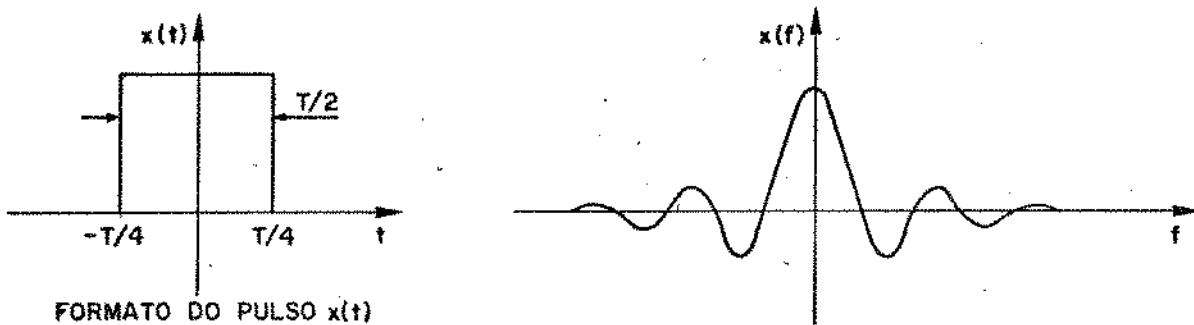


Fig. III.6

Pelas propriedades da transformada de Fourier, temos:

$$\text{ret}(t) \rightarrow \text{sinc}(f) = \frac{\text{sen } \pi f}{\pi f}$$

$$x(t) \rightarrow X(f) \quad \Rightarrow$$

$$x(at) \rightarrow (1/|a|) \cdot X(f/a)$$

$\text{ret}(t/T) \rightarrow \frac{T}{2} \text{sinc}\left(\frac{T \cdot f}{2}\right)$	(III.6)
---	---------

O nível DC produzido por um pulso será então igual à contribuição da área de valor $\frac{T}{2}$.

Supondo que após a equalização os pulsos sejam do tipo cosseno levantado com fator de deslizamento $\alpha = 1$, obtemos na saída do equalizador:

$$s(t) = \text{sinc} \frac{t}{T} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2t}{T}\right)^2} \right]$$

$$s(t) \rightarrow S(f)$$

$$S(f) = \begin{cases} T & \text{para } f = 0 \\ T \left[1/2 - (1/2) \cdot \text{sen} \left(\pi/2 \frac{f - \frac{1}{2T}}{\frac{1}{2T}} \right) \right] & \text{para } 0 < |f| < 1/T \\ 0 & \text{para } |f| > \frac{1}{T} \end{cases}$$

Analisando as equações obtidas para o pulso equalizado, podemos verificar que o pulso retangular com fator de ocupação de 50%, após a equalização, tem sua área multiplicada por um fator de dois.

A perfeita equalização de um pulso requer portanto, que o equalizador tenha uma resposta em frequência a partir de 0 Hz. Essa exigência é problemática sob vários aspectos que não cabe analisar neste trabalho. Sabemos contudo que a escolha de códigos apropriados de linha que não possuem conteúdo DC, como os códigos AMI e HDB-3, possibilitam a construção de sistemas de regeneração acoplados ao longo da linha através de transformadores de isolação que incorporam os regeneradores.

Esse resultado é muito importante, pois uma sequência infinita de trios de mesma polaridade vem acompanhada de um conteúdo dc que é bloqueado na entrada do regenerador, resultando na saída do equalizador um deslocamento relativo na posição do olho, que responde ao dobro da razão entre a amplitude do conteúdo DC das sequências de trios e o seu valor de pico, supondo os pulsos retangulares com fator de ocupação de 50%.

Por outro lado, o sinal de tripletas não possui um nível DC, mas sim um conteúdo de baixa frequência produzido pela inversão periódica dos trios. Esse conteúdo de baixa frequência é da mesma forma bloqueado pela faixa de passagem do equalizador e seu efeito se traduz pelo mesmo deslocamento na posição relativa do olho.

III.4 - INFLUÊNCIA DO DETETOR DE PICO NO COMPORTAMENTO DO REPETIDOR NA PRESENÇA DE TRIPLETAS

A Fig.III.7 apresenta o diagrama do equalizador automático de um repetidor regenerativo com equalização automática.

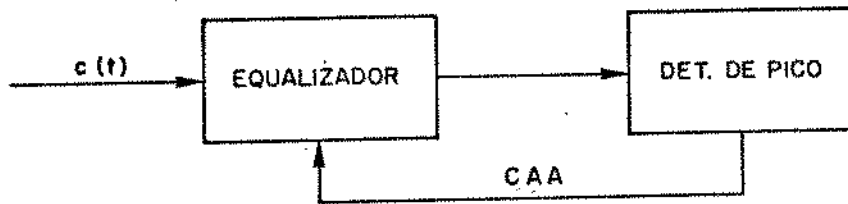


Fig. III.7 - Equalizador automático

O detetor de pico tem por função comparar a amplitude dos pulsos equalizados e enviar um sinal de comando (CAA) que atuará diretamente sobre o ganho do equalizador, fixando a amplitude dos pulsos após a equalização. O detetor de pico envia o sinal de comando, comparando a amplitude dos pulsos equalizados com um limiar de pico que poderá estar fixado em um nível positivo ou negativo, conforme o projeto do equalizador. A resposta do detetor de pico em geral é muito lenta (menor que 30 Hz), o que fará com que ele não acompanhe as variações de pico correspondentes às alternativas de polaridades dos trios. (Fig.III.8).



Fig. III.8 - Atuação do equalizador automático em presença de um padrão de tripletas

Supondo que o equalizador esteja atuando de forma a diminuir o ganho dos trios negativos, quando houver inversão dos mesmos, o detetor de pico não será capaz de corrigir o ganho do equalizador e este continuará a diminuir a amplitude dos pulsos nos semiciclos positivos do tom de áudio, provocando um aumento

adicional na taxa de erro do repetidor. Esse comportamento prevê a dependência da degradação da potência de áudio em função do projeto do detetor de pico que poderá responder de forma linear ou não e com maior ou menor rapidez, dependendo de sua constante de tempo e de outros fatores inerentes a cada tipo de regenerador.

Medições Experimentais

Para avaliar a atuação do CAA foram levantadas separadamente as curvas de potência de áudio para a equalização fixa (sem o sinal de CAA) e para a equalização automática (com o sinal de CAA).

Para a equalização fixa é sabido que o equalizador possui uma curva de equalização invariante que foi projetada para um dado comprimento fixo do cabo telefônico. Isso equivale a eliminar o sinal de CAA enviado ao equalizador para o comprimento máximo de cabo permitido.

A Fig. III.9 apresenta o esquema de testes utilizando um regenerador protótipo.

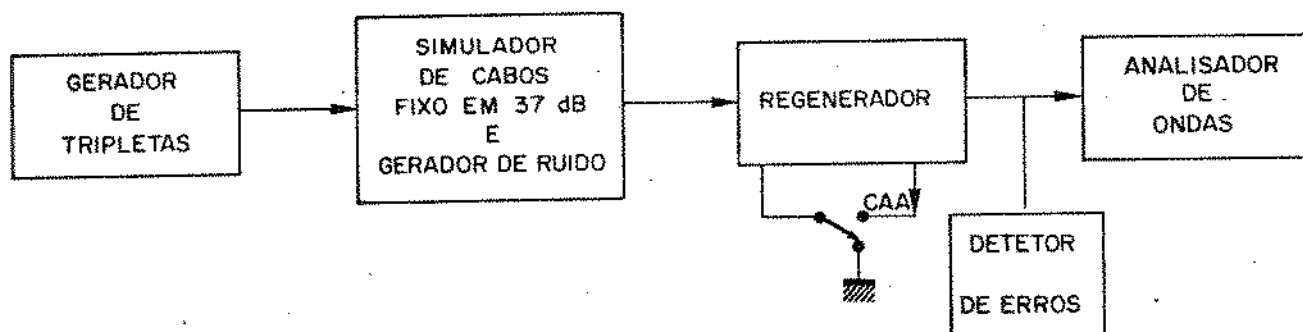


Fig. III.9 - Esquema de testes utilizado para o levantamento das curvas de potência de áudio para um regenerador com equalização fixa

A Tabela III.5 e a Fig. III.10 apresentam os resultados práticos obtidos para várias probabilidades de erro com padrão pseudo-aleatório. Nesse caso, podemos notar que a degradação da potência de áudio é pouco acentuada com o aumento da probabilidade de erro e embora dependa do projeto do equalizador, não deverá variar consideravelmente em outros tipos de regeneradores.

PADRÃO	$P_e = 0$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-6}$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-5}$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-4}$ Pot (dB)	$P_3 = 10^{-3}$ Pot (dB)
1/16	0	0	0	0	0
1/15	0,60	0,60	0,60	0,60	0,60
1/14	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25
1/13	1,95	1,95	1,95	1,95	1,95
1/12	2,70	2,70	2,70	2,70	2,70
1/11	3,59	3,59	3,59	3,59	3,59
1/10	4,51	4,51	4,51	4,51	4,51
1/9	5,60	5,60	5,60	5,60	5,50
1/8	6,90	6,90	6,90	6,70	6,60
1/7	8,45	8,30	8,20	8,00	7,90
1/6	10,20	9,90	9,70	9,50	9,40
1/5	12,40	11,80	11,70	11,50	11,30
1/4	-	-	-	-	-
1/3	-	-	-	-	-

Tabela III.5 - Resultados práticos obtidos para equalização fixas

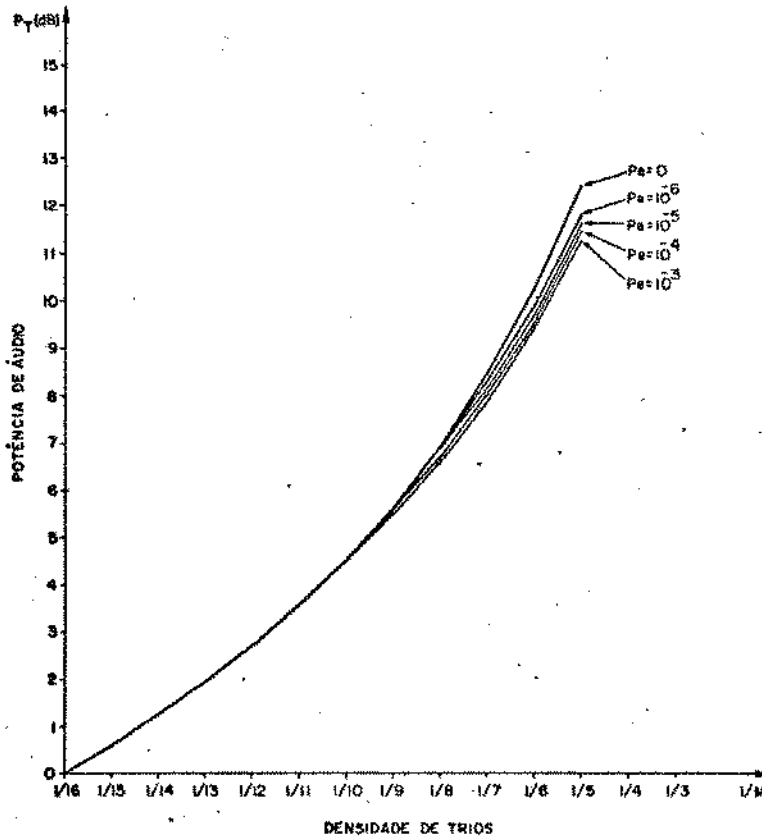


Fig. III.10

Convém salientar que para padrão cheio ($1/M=1/3$) , a ocorrência de dois pulsos adjacentes irá acarretar uma deformação do olho e portanto a equalização não mais atuará corretamente, o que impossibilita confiar na utilização do padrão 1/3. Na avaliação do desempenho do repetidor, o padrão 1/4 também não é aconselhável, pois poderá provocar perturbações na regeneração mesmo sem ruído, devido ao nível de baixa frequência elevado contido nos trios.

A obtenção das curvas de potência de áudio para a equalização automática considerando o mesmo comprimento de cabo foi conseguida apenas conectando o sinal de CAA do esquema de testes anteriores, conforme apresenta o esquema da Fig. III.11.

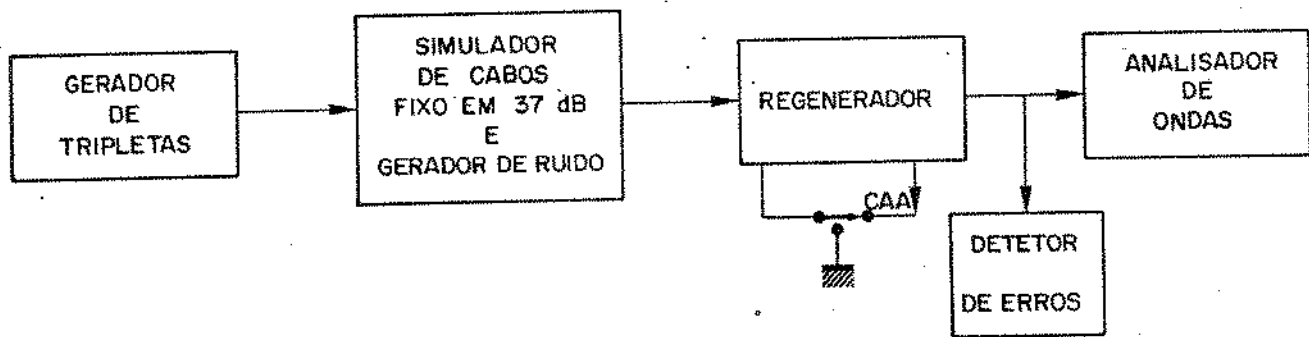


Fig. III.11 - Esquema de testes para o levantamento das curvas de potência de áudio com a equalização variável

A Tabela III.6 e a Fig. III.12 fornecem os resultados obtidos.

PADRÃO	$P_e = 0$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-6}$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-5}$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-4}$ Pot (dB)	$P_e = 10^{-3}$ Pot (dB)
1/16	0	0	0	0	0
1/15	0,60	0,60	0,60	0,60	0,60
1/14	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25
1/13	1,95	1,95	1,95	1,95	1,95
1/12	2,70	2,70	2,70	2,70	2,70
1/11	3,59	3,59	3,59	3,59	3,59
1/10	4,51	4,51	4,51	4,51	4,40
1/9	5,60	5,60	5,60	5,60	5,40
1/8	6,90	6,90	6,90	6,70	6,40
1/7	8,45	8,30	8,20	7,80	7,30
1/6	10,20	9,70	9,40	8,60	7,60
1/5	12,40	9,70	8,70	7,20	5,40
1/4	-	-	-	-	-
1/3	-	-	-	-	-

Tabela III.6

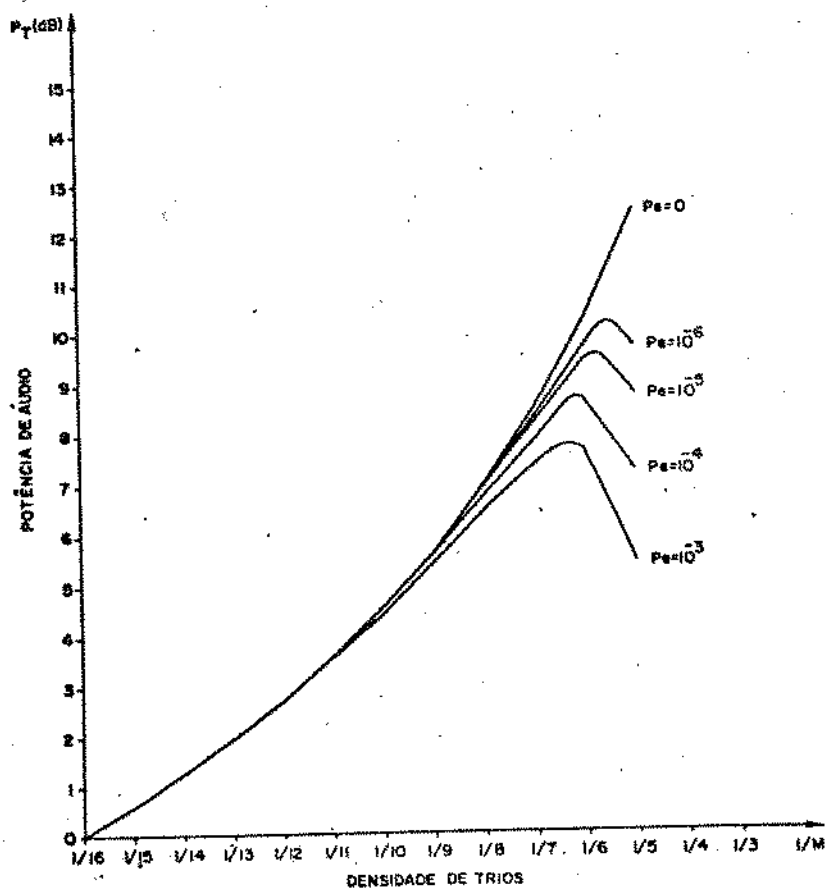


Fig. III.12

Como será visto mais adiante, as curvas de potência de áudio da Fig. III.12 dependem da interferência entre símbolos, do projeto do equalizador e da atuação do detetor de pico.

III.5 - ESTIMATIVA DA MARGEM DE ERROS DE REPETIDORES

O estudo previsto neste tópico é apresentado em forma teórica, onde alguns fenômenos práticos predominantes em determinadas condições que dependem do projeto dos regeneradores não são levados em consideração.

Seja P_e a probabilidade de erro que um regenerador apresenta quando em operação normal e seja P'_e a probabilidade de erro que esse mesmo regenerador apresenta quando um padrão de tripletas é inserido na linha para testar as condições de operação desse regenerador.

Uma relação precisa entre P_e e P'_e em alguns casos é muito difícil, pois depende de causas a serem estudadas e inerentes ao projeto do regenerador. Porém, uma estimativa bastante razoável que revela uma dependência previsível entre as várias causas envolvidas poderá ser conseguida.

P_e depende sobretudo da abertura do olho e da interferência de diafonia presente na entrada do regenerador. Essa dependência de P_e com a abertura do olho faz com que o comportamento das curvas de potência de áudio para uma dada probabilidade de erro pré-fixada varie com o comprimento do cabo nos regeneradores com equalização automática, pois a interferência entre símbolos reflete as condições de desempenho do regenerador, aumentando e diminuindo conforme o comportamento do equalizador para um dado comprimento de cabo. A interferência de diafonia, por outro lado, é externa ao regenerador e depende do número de sistemas operando em cada direção e das características do cabo utilizado, não afetando o comportamento das curvas de potência de áudio em função do comprimento do cabo.

Sejam P_+ , P_0 e P_- respectivamente as probabilidades de ocorrência dos pulsos positivos, nulos e pulsos negativos. Admitindo que a interferência de diafonia seja gaussiana, de média zero e distribuição

$$g(0,x) = g(x) = \frac{e^{-1/2(x/\sigma)^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma}$$

Seja A o valor de pico dos pulsos equalizados e Y o limiar de decisão do repetidor, como apresentado na Fig. III.13.

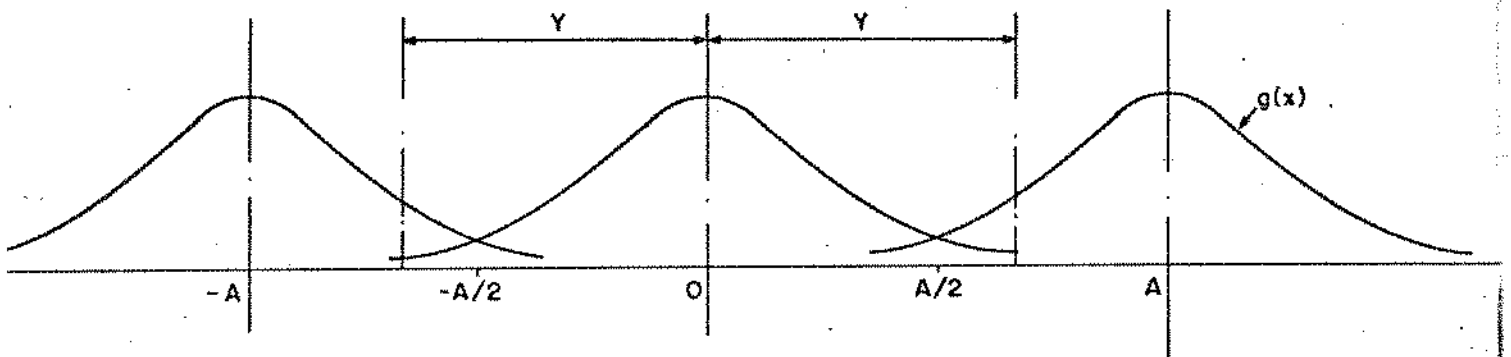


Fig. III.13

A probabilidade de erro nessas condições será:

$$P_e = (P_+ + P_-) \int_{A-Y}^{\infty} g(x) dx + 2P_0 \int_Y^{\infty} g(x) dx$$

No caso de sinais bipolares com $P_0=1/2$, $P_- = P_+ = 1/4$, pode ser demonstrado que o limiar ótimo será:

$$Y = [0,5 + \sigma^2 \ln 2] A$$

Como o valor rms da interferência total é usualmente pequeno, o limiar de decisão ótimo será:

$$\boxed{Y = A/2 = d_1} \quad \text{(III.7)}$$

O limiar de decisão nos repetidores é usualmente extraído de uma derivação da tensão de alimentação e fixado em 50% do valor de pico nos pulsos que devem estar presentes na saída do e

qualizador.

Para essas condições teremos:

$$P_e = 1,5 \int_{0,5A}^{\infty} g(x) dx$$

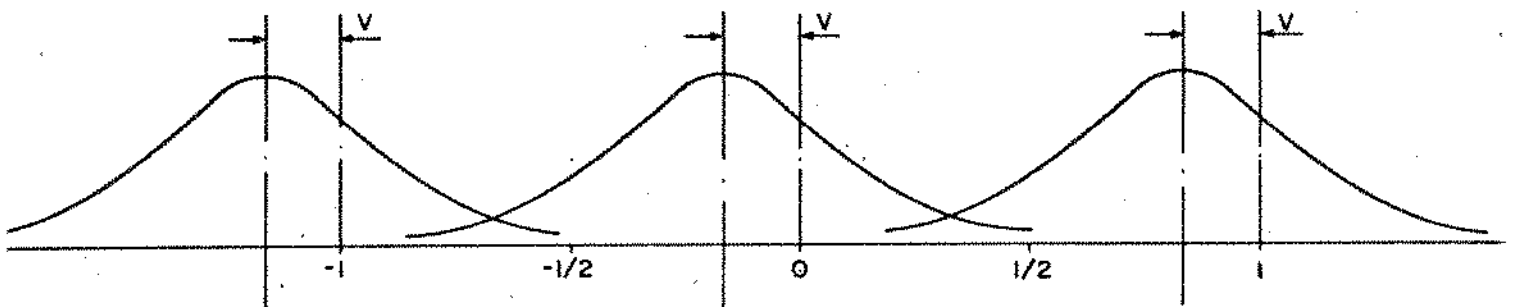
Normalizando a amplitude dos pulsos equalizados, teremos:

$$P_e = 1,5 \int_{0,5}^{\infty} g(x) dx \quad (III.8)$$

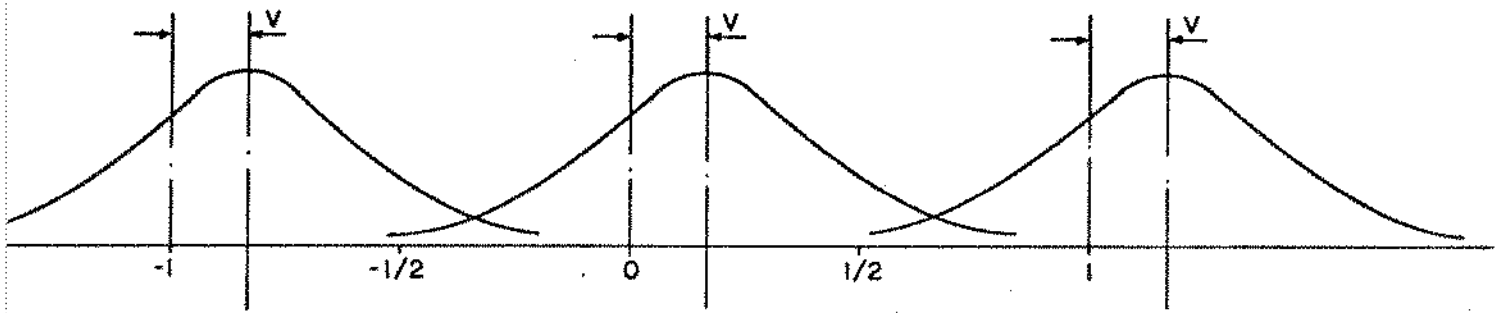
III.5.1 - Estimativa das curvas de potência de áudio para regeneradores com equalização fixa

O sinal de teste a ser empregado corresponde a um padrão de tripletas com taxa de bits f_b Hertz e com uma violação bipolar que insere um conteúdo de áudio de frequência f_a Hertz. Como é sabido, esse sinal de teste pode ser considerado como a soma de um sinal bipolar sem qualquer violação e uma onda quadrada de frequência f_a Hz.

A característica de acoplamento ac dos repetidores faz com que, na metade do período de áudio que corresponde aos trios positivos, o olho na saída do equalizador seja deslocado negativamente de uma quantidade V proporcional ao pico da onda quadrada de baixa frequência e vice-versa, durante a metade do período de áudio, corresponde aos pulsos negativos, conforme apresenta a Fig. III.14.



a) Semiciclo positivo da frequência de áudio



b) Semiciclo negativo da frequência de áudio

Fig. III.14

Seja $K = 1 - 2V$. Nessas condições teremos:

$$P'_e = (P_0 + P_+) \int_{0,5K}^{\infty} g(x) dx + (P_- + P_0) \int_{1-0,5K}^{\infty} g(x) dx$$

Podemos verificar que, para probabilidade de erro inferior a 10^{-2} , o segundo termo dessa equação é desprezível.

$$P'_e \approx \frac{3}{4} \int_{0,5K}^{\infty} g(x) dx$$

(III.9)

Comparando as eqs. (III.8) e (III.9), obtidas para P_e e P'_e , podemos constatar uma diminuição na relação sinal/ruído em presença do padrão de tripletas, pois:

Sem o padrão de tripletas, a margem contra ruído para a interferência entre símbolos nula vale:

$$Y = \frac{A}{2} = \frac{1}{2} = d_1$$

Com o padrão de tripletas, a margem contra ruído passa a ser:

$$Y' = 0,5K = Kd_1 = d_2$$

Em ambos os casos, porém, a intensidade do ruído permanece a mesma, com variância σ^2 .

Com isso, podemos dizer que haverá uma redução na relação sinal/ruído de:

$$20 \log \frac{d_2/\sigma}{d_1/\sigma} = 20 \log K$$

Com a presença de interferência entre símbolos o valor de d_2 irá diminuir mais ainda, provocando uma queda maior na relação sinal/ruído.

Através das fórmulas obtidas para P_e e P'_e , e conhecendo a interferência entre símbolos provocada pelo equalizador em estudo, bem como o valor de V , podemos prever as curvas de potência de áudio para as várias probabilidades de erro.

Assumindo que a interferência entre símbolos seja desprezível e admitindo que o acoplamento do equalizador com a linha elimine totalmente qualquer conteúdo de baixa frequência presente na entrada do equalizador, teremos um valor bem definido para V .

Lembrando que a amplitude do conteúdo de baixa frequência introduzido pela inversão dos trios com amplitude A é dado por $V_0 = A/2M$ antes da equalização, e $V = 2A/2M = A/M$ após a equalização, onde $1/M$ é o padrão de tripletas, teremos então:

$$V = \frac{A}{M} = \frac{1}{M}$$

para pulsos equalizados de amplitude $A = 1$ volt.

$$K = 1 - 2V = 1 - \frac{2}{M} = \frac{M-2}{M}$$

$$\begin{aligned} P_e &= 1,5 \int_d^\infty g(x) dx = 1,5 \int_d^\infty \frac{e^{-1/2(x/\sigma)^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma} dx = \\ &= 1,5 \int_{d/\sigma}^\infty e^{-\lambda^2} d\lambda \end{aligned}$$

$$P_e = 1,5Q(d/\sigma)$$

(III.10)

$$\begin{aligned} P_e' &= \frac{3}{4} \int_{Kd}^{\infty} g(x) dx = \frac{3}{4} \int_{Kd}^{\infty} \frac{e^{-1/2(x/\sigma)^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma} dx = \\ &= \frac{3}{4} \int_K^{\sigma} e^{-\lambda^2} d\lambda \end{aligned}$$

$$P_e' = \frac{3}{4} Q(K d/\sigma)$$

$$\text{onde } K = \frac{M-2}{M}$$

(III.11)

Dado P_e , através da fórmula (III.10) encontramos d/σ e sendo $d_1/\sigma = K d/\sigma$, calculamos a nova probabilidade de erro P_e' através da fórmula (III.11). De posse de P_e' e através das fórmulas (II.4) e (II.5), deduzidas no Capítulo II, calculamos a potência de áudio obtida para cada probabilidade de erro P_e fixada.

A função $Q(x)$ poderia ser obtida de uma tabela, mas podemos utilizar a fórmula abaixo, que fornece $Q(X)$ com um erro máximo de 0,27% para $Q(X) < 0,5$. Ref.[3].

$$Q(X) = \frac{1}{\left[\left(\sqrt{X^2 + 5,510} - X \right) \cdot 0,339 + X \right] \cdot \sqrt{e^{X^2} \cdot 2 \cdot \pi}}$$

Para as várias probabilidades de erro, obtemos:

$$P_e = 10^{-6} \Rightarrow d/\sigma = 4,83508007 \approx 4,84$$

$$P_e = 10^{-5} \Rightarrow d/\sigma = 4,35500849 \approx 4,36$$

$$P_e = 10^{-4} \Rightarrow d/\sigma = 3,82978854 \approx 3,82$$

$$P_e = 10^{-3} \Rightarrow d/\sigma = 3,20945483 \approx 3,21$$

Calculando P'_e e aplicando as fórmulas desenvolvidas por [Ref] para a potência de áudio:

$$P_{T_e} = P_0 + 10 \log \left[\left(1 - 2M \frac{T_b}{T_a} \right)^2 \cdot \frac{1}{N} + \left(\frac{N-1}{N} \right) \right]$$

se $N \geq 1$.

$$P_T = P_0 + 10 \log \left[\left(N - 2M \frac{T_b}{T_a} \right) \frac{1}{N} \right]^2$$

se $N < 1$.

Sendo

$$N = \frac{2f_a}{f_b P'_e} = \frac{2T_b}{T_a P'_e}$$

P_0 = potência de áudio para $P_e=0$, calculada e apresentada na Tabela II.2.a e b.

teremos como resultado de cálculos as Tabelas a seguir.

$P_e = 10^{-6}$ e $f_a = 3100$ Hz					
M	P_0	$K \frac{d}{\sigma} = \left(\frac{M-2}{M} \right) 4,84$	P'_e	$N = \frac{2f_a}{f_b P'_e}$	P_T
16	0	4,24	$8,3996 \times 10^{-6}$	360,42	0
15	0,56	4,19	$1,0483 \times 10^{-5}$	288,79	0,56
14	1,16	4,15	$1,2495 \times 10^{-5}$	242,29	1,16
13	1,80	4,10	$1,5527 \times 10^{-5}$	194,98	1,80
12	2,50	4,03	$2,0962 \times 10^{-5}$	144,98	2,50
11	3,25	3,96	$2,8169 \times 10^{-5}$	107,47	3,25
10	4,08	3,87	$4,0907 \times 10^{-5}$	74,01	4,08
9	5,00	3,76	$6,3867 \times 10^{-5}$	47,40	5,00
8	6,02	3,63	$1,0054 \times 10^{-4}$	28,42	6,01
7	7,18	3,46	$2,0307 \times 10^{-4}$	14,91	7,17
6	8,52	3,23	$4,6542 \times 10^{-4}$	6,50	8,50
5	10,10	2,90	$1,4032 \times 10^{-3}$	2,16	10,04
4	12,04	2,42	$5,8361 \times 10^{-3}$	0,519	11,84
3	14,54	1,61	$4,0345 \times 10^{-2}$	0,075	13,42

Tabela III.7

$P_e = 10^{-5} \text{ e } f_a = 3100 \text{ Hz}$					
M	P_0	$K \frac{d}{\sigma} = \left(\frac{M-2}{M} \right) \cdot 4,84$	P'_e	$N = \frac{2f_a}{f_b P'_e}$	P_T
16	0	3,82	$5,0160 \times 10^{-5}$	60,35	0
15	0,56	3,78	$5,8948 \times 10^{-5}$	51,36	0,56
14	1,16	3,74	$6,9170 \times 10^{-5}$	43,77	1,16
13	1,80	3,69	$8,4295 \times 10^{-5}$	35,91	1,80
12	2,50	3,63	$1,0654 \times 10^{-4}$	28,42	2,50
11	3,25	3,57	$1,3419 \times 10^{-4}$	22,56	3,24
10	4,08	3,49	$1,8148 \times 10^{-4}$	16,67	4,07
9	5,00	3,39	$2,6276 \times 10^{-4}$	11,52	4,99
8	6,02	3,27	$4,0434 \times 10^{-4}$	7,49	6,00
7	7,18	3,11	$7,0343 \times 10^{-4}$	4,30	7,14
6	8,52	2,91	$1,3590 \times 10^{-3}$	2,23	8,46
5	10,10	2,62	$3,3064 \times 10^{-3}$	0,915592453	9,96
4	12,04	2,18	$1,1000 \times 10^{-2}$	0,275207540	11,66
3	14,54	1,45	$5,5219 \times 10^{-2}$	0,054824068	12,97

Tabela III.8

$P_e = 10^{-4} \text{ e } f_a = 3100 \text{ Hz}$					
M	P_0	$K \frac{d}{\sigma} = \left(\frac{M-2}{M} \right) \cdot 3,82$	P'_e	$N = \frac{2f_a}{f_b P'_e}$	P_T
16	0	3,34	$3,1497 \times 10^{-4}$	9,61	0
15	0,56	3,31	$3,5076 \times 10^{-4}$	8,63	0,56
14	1,16	3,27	$4,0434 \times 10^{-4}$	7,49	1,15
13	1,80	3,23	$4,6542 \times 10^{-4}$	6,50	1,79
12	2,50	3,18	$5,5373 \times 10^{-4}$	5,47	2,49
11	3,25	3,13	$6,5725 \times 10^{-4}$	4,61	3,23
10	4,08	3,06	$8,3222 \times 10^{-4}$	3,64	4,05
9	5,00	2,97	$1,1198 \times 10^{-3}$	2,70	4,96
8	6,02	2,87	$1,5435 \times 10^{-3}$	1,96	5,96
7	7,18	2,73	$2,3816 \times 10^{-3}$	1,27	7,08
6	8,52	2,55	$4,0507 \times 10^{-3}$	0,747362095	8,35
5	10,10	2,29	$8,2801 \times 10^{-3}$	0,365616437	9,78
4	12,04	1,91	$2,1099 \times 10^{-2}$	0,143482162	11,32
3	14,54	1,27	$7,6583 \times 10^{-2}$	0,039530127	12,32

Tabela III.9

$P_e = 10^{-3}$ e $f_a = 3100$ Hz					
M	P_0	$K \frac{d}{\sigma} = \left(\frac{M-2}{M} \right) \cdot 3.21$	P'_e	$N = \frac{2f_a}{f_b P'_e}$	P_T
16	0	2,81	$1,8629 \times 10^{-3}$	1,63	0
15	0,56	2,78	$2,0440 \times 10^{-3}$	1,48	0,55
14	1,16	2,75	$2,2409 \times 10^{-3}$	1,35	1,14
13	1,80	2,72	$2,4548 \times 10^{-3}$	1,23	1,78
12	2,50	2,68	$2,7684 \times 10^{-3}$	1,09	2,47
11	3,25	2,63	$3,2107 \times 10^{-3}$	0,942881823	3,20
10	4,08	2,57	$3,8242 \times 10^{-3}$	0,791633218	4,00
9	5,00	2,50	$4,6700 \times 10^{-3}$	0,648251241	4,89
8	6,02	2,41	$5,9985 \times 10^{-3}$	0,504684866	5,85
7	7,18	2,29	$8,2801 \times 10^{-3}$	0,365616437	6,92
6	8,52	2,14	$1,2164 \times 10^{-2}$	0,248869466	8,12
5	10,10	1,93	$2,0150 \times 10^{-2}$	0,150240049	9,44
4	12,04	1,61	$4,0345 \times 10^{-2}$	0,075036240	10,77
3	14,54	1,07	$1,0671 \times 10^{-1}$	0,028369489	11,75

Tabela III.10

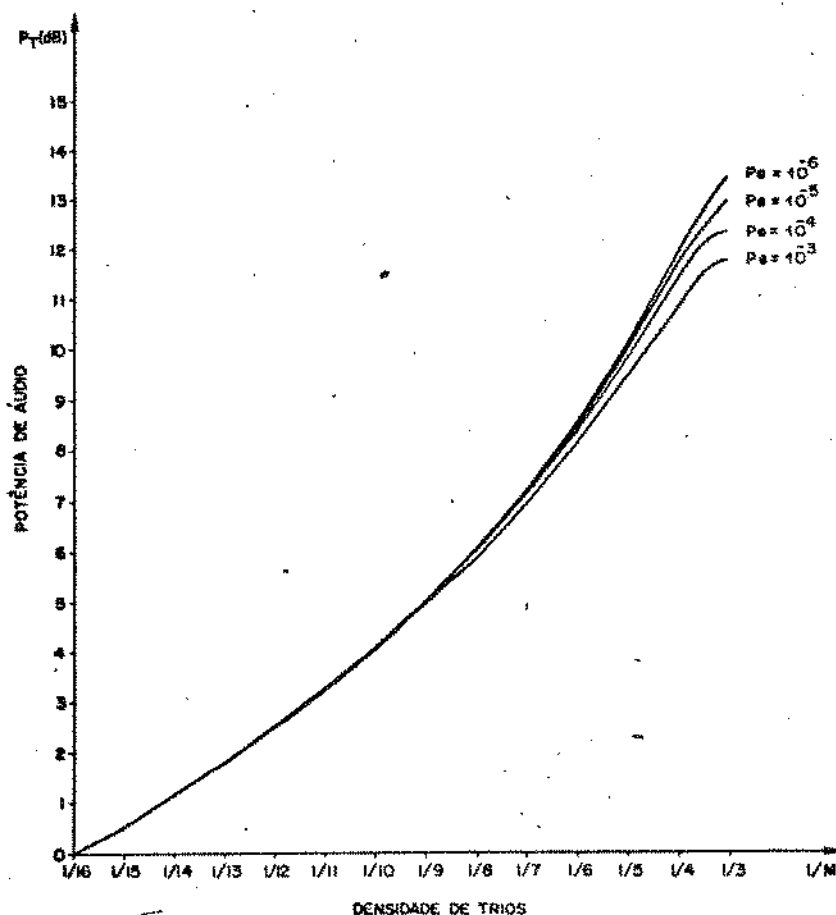


Fig.III:15 - Degradação teórica da potência de áudio em função da taxa de erros e do padrão de tripletas, em repetidores regenerativos com equalização fixa e interferência entre símbolos nula

III.5.2 - Estimativa das curvas de potência de áudio para regeneradores com equalização automática

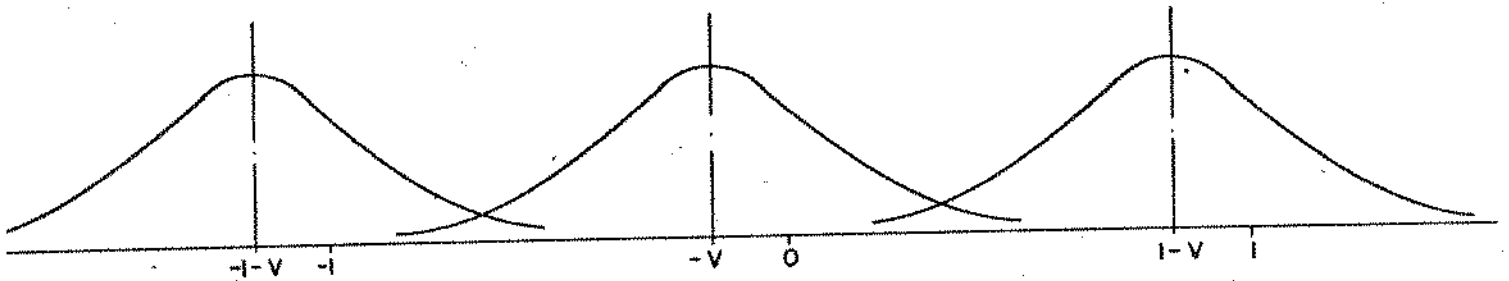
Mantendo as mesmas condições pré-estabelecidas anteriormente com interferência entre símbolos desprezível, equalizador com resposta em frequência cortando qualquer conteúdo de áudio e acrescentando a atuação do detetor de pico amarrando a amplitude dos picos negativos em 1 volt, obtemos:

Para o sinal na linha com ruído de diafonia presente continua válida a equação:

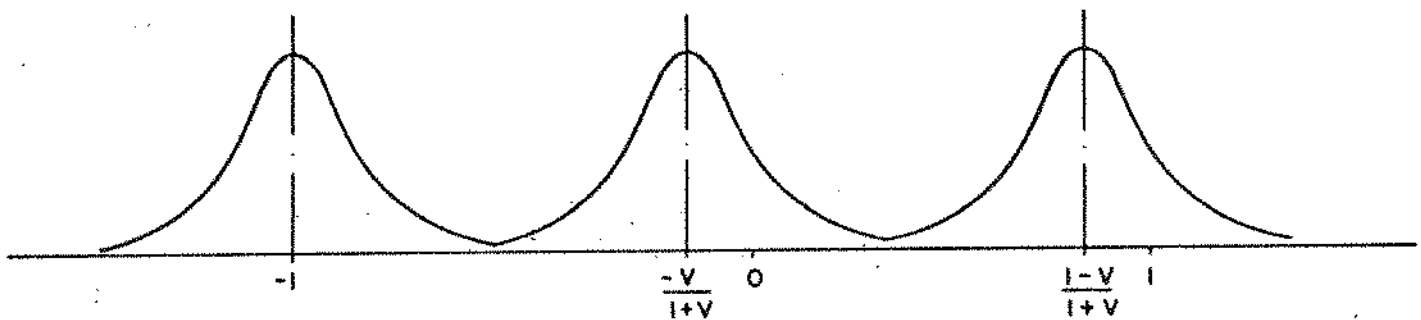
$$P_e = 1,5 \int_{0,5}^{\infty} g(x) dx = 1,5 \int_{d_1}^{\infty} g(x) dx = 1,5Q \left[\frac{d_1}{\sigma} \right]$$

Com a introdução do padrão de teste, o nível de baixa frequência atuará de forma a deslocar negativamente o pico dos pulsos no semiciclo de áudio correspondente aos trios positivos e vice-versa, no semiciclo de áudio correspondente aos trios negativos.

Sem a atuação do detetor de pico, teríamos nos semiciclos positivos da frequência de áudio:

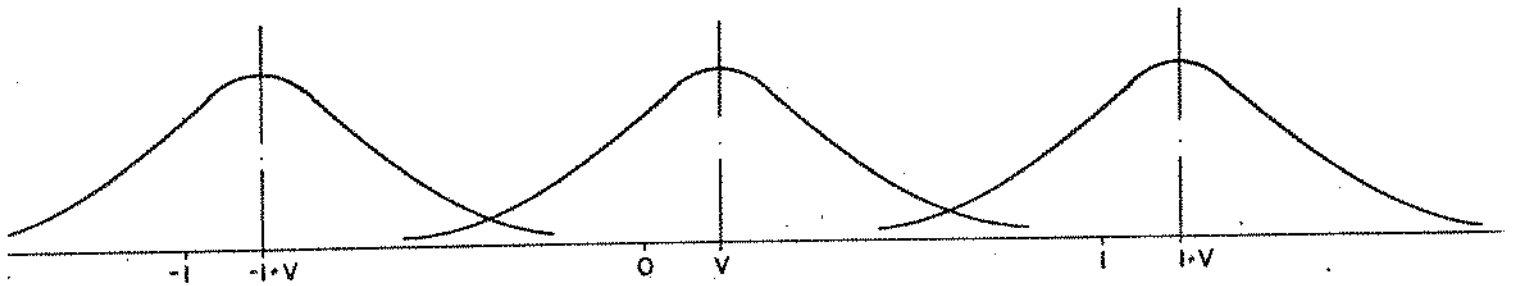


Com a atuação do detetor de pico, teremos nos semiciclos positivos da frequência de áudio:

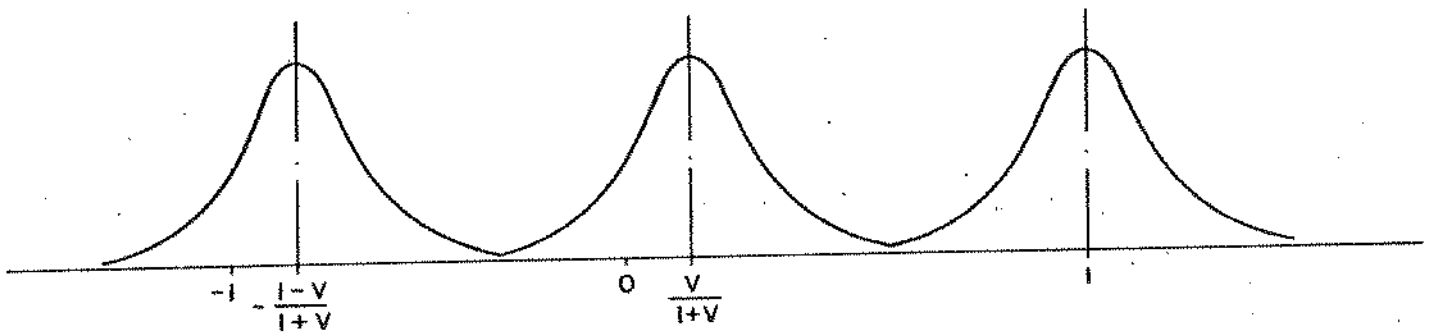


Como a resposta do detetor de pico é muito lenta, nos semiciclos negativos da frequência de áudio, o detetor de pico continua atuando de forma a reduzir a amplitude dos pulsos resultados:

Sem a atuação do detetor de pico:

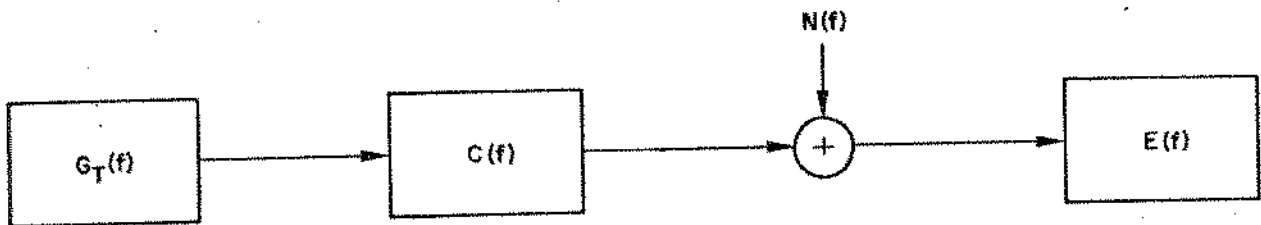


Com a atuação do detetor de pico:



Para essa nova situação, a atuação do detetor de pico provoca uma mudança na resposta do equalizador que irá interpretar o efeito da presença do padrão de tripletas como uma diminuição no comprimento do cabo.

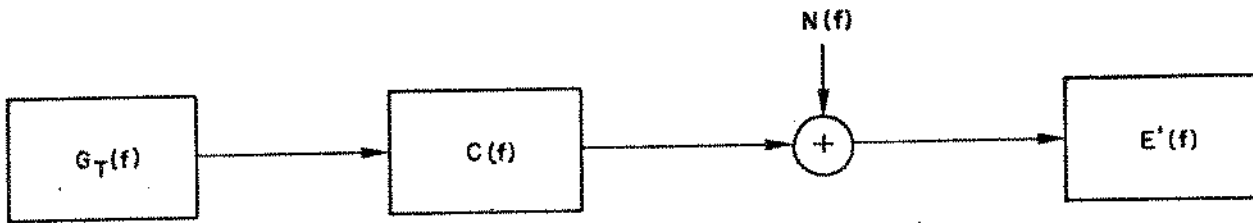
Esquematizando o sistema transmissor-receptor com o sinal pseudo-aleatório, teremos:



A potência do ruído na saída do equalizador sem o padrão de teste será:

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) \cdot |E(f)|^2 df$$

Com a presença do sinal de tripletas, o equalizador irá se amoldar para uma nova condição esquematizada na figura abaixo.



onde $E'(f)$ será a nova resposta do equalizador, fornecendo:

$$E'(f) = E(f) \cdot C'(f)$$

com $C'(f)$ correspondendo a um pedaço de cabo, cuja atenuação em 1 MHz é igual à redução na amplitude dos pulsos equalizados.

A potência de ruído presente na saída do equalizador passa a ser:

$$\begin{aligned} \sigma'^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} N(f) |E'(f)|^2 df = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} N(f) |E'(f)|^2 |C(f)|^2 df \end{aligned}$$

resultando para a probabilidade de erro:

$$\begin{aligned} P_{e'} &= P_+ \int_{\frac{1-V}{1+V} - \frac{1}{2}}^{\infty} g'(x) dx + P_0 \int_{\frac{1}{2} - \frac{V}{1+V}}^{\infty} g'(x) dx + \\ &+ P_0 \int_{\frac{1}{2} + \frac{V}{1+V}}^{\infty} g'(x) dx + P_- \int_{\frac{1}{2}}^{\infty} g'(x) dx \end{aligned}$$

Para pequenas probabilidades de erro, podemos dizer que:

$$P_{e'} \approx P_+ \int_{\frac{1-V}{1+V} - \frac{1}{2}}^{\infty} g'(x) dx = \frac{1}{4} \int_{\frac{1}{2} - \frac{1-3V}{1+V}}^{\infty} g'(x) dx =$$

$$P_{e'} = \frac{1}{4} \int_{\frac{M-3}{M+1} d_1}^{\infty} g'(x) dx = \frac{1}{4} \int_{K' d_1}^{\infty} g'(x) dx =$$

$$= 0,25 \int_{K' d_1}^{\infty} \frac{e^{-1/2(x/\sigma')^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma'} dx$$

$$P_{e'} = 0,25 \int_{K' \frac{d_1}{\sigma'}}^{\infty} e^{-\lambda^2} d\lambda = 0,25 Q \left(K' \frac{d_1}{\sigma'} \right)$$

$$P_{e'} = 0,25 Q \left(K' \frac{d_1}{\sigma'} \right) = 0,25 Q \left(\frac{d_2}{\sigma'} \right) \therefore K' = \frac{M-3}{M+1}$$

(III.12)

Obtemos então para equalizadores automáticos:

$$P_e = 1,5 Q \left(\frac{d_1}{\sigma} \right)$$

$$P_{e'} = 0,25 Q \left(K' \frac{d_1}{\sigma'} \right) \therefore K' = \frac{M-3}{M+1}$$

Sendo:

$$\frac{d_2}{\sigma'} = K' \frac{d}{\sigma'} = K' \frac{\sigma}{\sigma'} \left(\frac{d}{\sigma} \right)$$

será preciso determinar o valor da relação σ/σ' para que P_e' seja obtido, ou seja:

$$\frac{\sigma}{\sigma'} = \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} N(f) |E(f)|^2 df}}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} N(f) |E'(f)|^2 |C(f)|^2 df}}$$

Supondo que a redução na amplitude dos picos devido à presença do sinal de tripletas não seja demasiado grande, o que realmente ocorre na prática, podemos considerar $C'(f)$ como uma atenuação constante com a frequência:

$$C'(f) = C = \frac{1}{1+V} = \frac{M}{M+1}$$

$$\frac{\sigma}{\sigma'} = \frac{1}{C} = \frac{M+1}{M}$$

resultando:

$$P_{e'} = 0,25 Q \left(\frac{M-3}{M} \frac{d_1}{\sigma} \right)$$

Podemos então calcular a degradação na potência de áudio com equalização automática para as várias probabilidades de erro utilizando as fórmulas:

$$P_e = 1,5 Q \left(\frac{d_1}{\sigma} \right)$$

$$P_{e'} = 0,25 Q \left(\frac{M-3}{M} \frac{d_1}{\sigma} \right)$$

Esta expressão considera apenas o aumento da taxa de erros devido ao deslocamento do limiar de decisão em relação à sua posição ótima. Vale notar, porém, que a fixação do estado do controle do equalizador automático em um valor diferente do que seria o adequado para o comprimento de cabo utilizado irá introduzir distorções no pulso que agravarão a interferência entre símbolos, contribuindo para aumentar ainda mais a probabilidade de erro.

A seguir, apresentamos as Tabelas III.11, III.12, III.13 e III.14 e a Fig. III.16.

$P_e = 10^{-6}$ e $f_a = 3100$ Hz					
M	P_0	$\frac{d_2}{\sigma'} = \left(\frac{M-3}{M}\right) \cdot 4,84$	$P'_e = 0,25Q\left(\frac{d_2}{\sigma'}\right)$	N	P_T
16	0	3,93	$1,0642 \times 10^{-5}$	284,47	0
15	0,56	3,87	$1,3633 \times 10^{-5}$	222,02	0,56
14	1,16	3,80	$1,8129 \times 10^{-5}$	166,99	1,16
13	1,80	3,72	$2,4962 \times 10^{-5}$	121,28	1,80
12	2,50	3,63	$3,5513 \times 10^{-5}$	85,25	2,50
11	3,25	3,52	$5,4076 \times 10^{-5}$	55,98	3,25
10	4,08	3,39	$8,7586 \times 10^{-5}$	34,56	4,07
9	5,00	3,23	$1,5514 \times 10^{-4}$	19,51	4,99
8	6,02	3,03	$3,0651 \times 10^{-4}$	9,88	6,00
7	7,18	2,77	$7,0262 \times 10^{-4}$	4,31	7,14
6	8,52	2,42	$1,9453 \times 10^{-3}$	1,56	8,42
5	10,10	1,94	$6,5630 \times 10^{-3}$	0,461273472	9,81
4	12,04	1,21	$2,8297 \times 10^{-2}$	0,106984713	10,93
3	14,54	-	-	-	-

Tabela III.11

$P_e = 10^{-5}$ e $f_a = 3100$ Hz					
M	P_0	$\frac{d_2}{\sigma'} = \left(\frac{M-3}{M}\right) \cdot 4,36$	$P'_e = 0,25Q\left(\frac{d_2}{\sigma'}\right)$	N	P_T
16	0	3,54	$5,039 \times 10^{-5}$	60,38	0
15	0,56	3,49	$6,0527 \times 10^{-5}$	50,02	0,56
14	1,16	3,43	$7,5637 \times 10^{-5}$	40,02	1,16
13	1,80	3,35	$1,0127 \times 10^{-4}$	29,89	1,80
12	2,50	3,27	$1,3478 \times 10^{-4}$	22,46	2,50
11	3,25	3,17	$1,9109 \times 10^{-4}$	15,85	3,24
10	4,08	3,05	$2,8681 \times 10^{-4}$	10,56	4,06
9	5,00	2,91	$4,5301 \times 10^{-4}$	6,68	4,97
8	6,02	2,73	$7,9385 \times 10^{-4}$	3,81	5,97
7	7,18	2,49	$1,6012 \times 10^{-3}$	1,89	7,09
6	8,52	2,18	$3,6667 \times 10^{-3}$	0,825622621	8,33
5	10,10	1,74	$1,0253 \times 10^{-2}$	0,295254385	9,65
4	12,04	1,09	$3,4461 \times 10^{-2}$	0,087849447	10,76
3	14,54	-	-	-	-

Tabela III.12

$P_e = 10^{-4}$ e $f_a = 3100$ Hz					
M	P_0	$\frac{d_2}{\sigma^2} = \left(\frac{M-3}{M}\right) \cdot 3,82$	$P'_e = 0,25Q\left(\frac{d_2}{\sigma^2}\right)$	N	P_T
16	0	3,10	$2,4254 \times 10^{-4}$	12,48	0
15	0,56	3,06	$2,7741 \times 10^{-4}$	10,91	0,56
14	1,16	3,00	$3,3838 \times 10^{-4}$	8,95	1,15
13	1,80	2,94	$4,1137 \times 10^{-4}$	7,36	1,79
12	2,50	2,87	$5,1448 \times 10^{-4}$	5,88	2,48
11	3,25	2,78	$6,8134 \times 10^{-4}$	4,44	3,22
10	4,08	2,67	$9,5075 \times 10^{-4}$	3,18	4,03
9	5,00	2,55	$1,3502 \times 10^{-3}$	2,24	4,93
8	6,02	2,39	$2,1118 \times 10^{-3}$	1,43	5,91
7	7,18	2,18	$3,6667 \times 10^{-3}$	0,825622621	6,99
6	8,52	1,91	$7,0330 \times 10^{-3}$	0,430446485	8,18
5	10,10	1,53	$1,5776 \times 10^{-2}$	0,191889505	9,42
4	12,04	0,93	$4,4008 \times 10^{-2}$	0,068791299	10,39
3	14,54	-	-	-	-

Tabela III.13

$P_e = 10^{-3}$ e $f_a = 3100$ Hz					
M	P_0	$\frac{d_2}{\sigma^2} = \left(\frac{M-3}{M}\right) \cdot 3,31$	$P'_e = 0,25Q\left(\frac{d_2}{\sigma^2}\right)$	N	P_T
16	0	2,61	$1,1349 \times 10^{-3}$	2,67	0
15	0,56	2,57	$1,2747 \times 10^{-3}$	2,37	0,55
14	1,16	2,52	$1,4710 \times 10^{-3}$	2,06	1,14
13	1,80	2,47	$1,6935 \times 10^{-3}$	1,79	1,77
12	2,50	2,41	$1,9995 \times 10^{-3}$	1,51	2,45
11	3,25	2,33	$2,4824 \times 10^{-3}$	1,219501941	3,17
10	4,08	2,25	$3,0642 \times 10^{-3}$	0,987959353	3,97
9	5,00	2,14	$4,0548 \times 10^{-3}$	0,746608399	4,83
8	6,02	2,01	$5,5676 \times 10^{-3}$	0,543746721	5,78
7	7,18	1,83	$8,4248 \times 10^{-3}$	0,359335584	6,81
6	8,52	1,61	$1,3448 \times 10^{-2}$	0,225108719	7,95
5	10,10	1,28	$2,5086 \times 10^{-2}$	0,120678697	9,09
4	12,04	0,80	$5,2883 \times 10^{-2}$	0,057246061	10,13
3	14,54	-	-	-	-

Tabela III.14

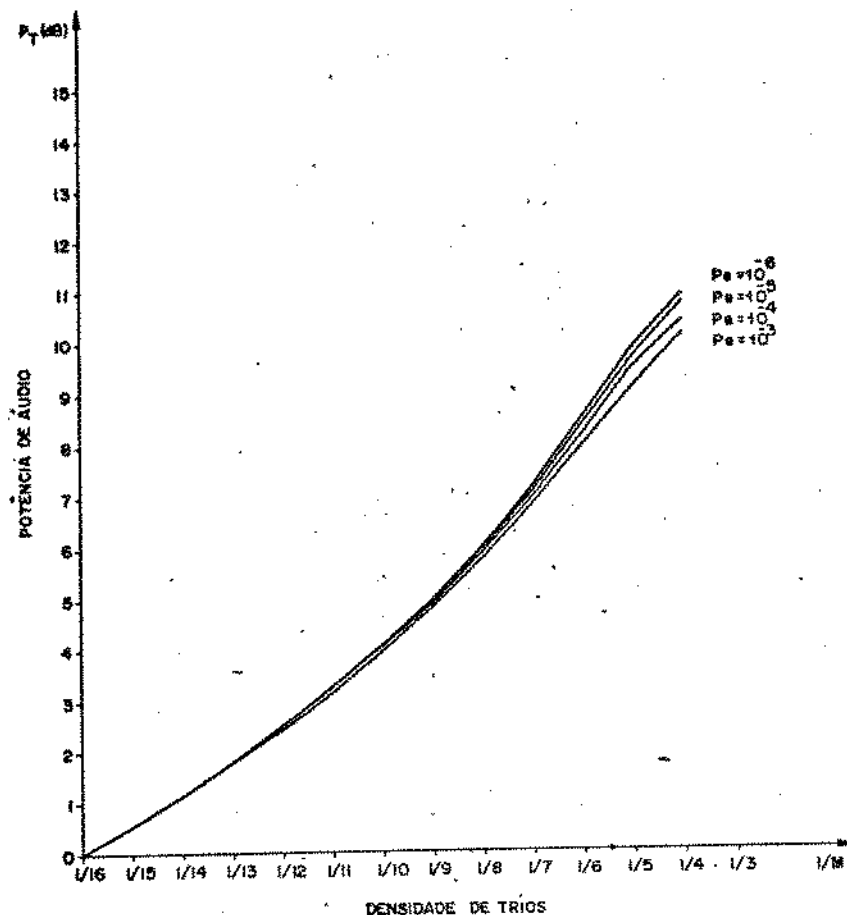


Fig. III.16 - Degradação teórica da potência de áudio em função da taxa de erros e do padrão de tripletas, em repetidores regenerativos com equalização automática e interferência entre símbolos nula

Comparando as curvas obtidas nas Figs.15 e 16 podemos verificar que a atuação do detetor de pico em regeneradores com equalização automática não provocaria, considerando apenas o efeito de deslocamento do limiar, mudanças acentuadas nas curvas de potência de áudio, ainda mais se lembrarmos que não é aconselhável a utilização dos padrões 1/4 e 1/3, onde as diferenças entre as curvas são mais acentuadas.

III.5.3 - Estimativa da margem de erro em uma cadeia repetidora

Os resultados teóricos obtidos até o presente momento demonstram que tanto os regeneradores com equalização fixa como automática, a degradação da potência de áudio em função da taxa de erros na linha é pouco acentuada em regeneradores que não apresentam defeitos.

Raciocinando em termos práticos, na diferenciação das curvas, se obtidas experimentalmente, seria muito difícil dizer qual a taxa de erros real apresentada pelo regenerador, porém devemos lembrar que o estudo desenvolvido a seguir é teórico e que a preocupação no momento é apresentar o desenvolvimento do método a ser utilizado para estimar o desempenho do sistema.

Analisando as curvas da Fig. III.16 podemos verificar que os padrões de baixa densidade não podem fornecer informações da taxa de erros na linha, apenas os padrões de maior densidade é que poderão apresentar alguma conclusão. Isso sugere que ao invés de tomar o padrão 1/16 como referência, será usado um padrão de maior densidade (por exemplo, o padrão 1/11), economizando o tempo requerido para supervisão do sistema.

Supondo um conjunto de curvas hipotéticas apresentado na Fig. III.17 para substituir as curvas da Fig. III.15 ou Fig. III.16 e tomando-as como base teórica, poderá então ser desenvolvido o método para estimar na prática o desempenho do sistema.

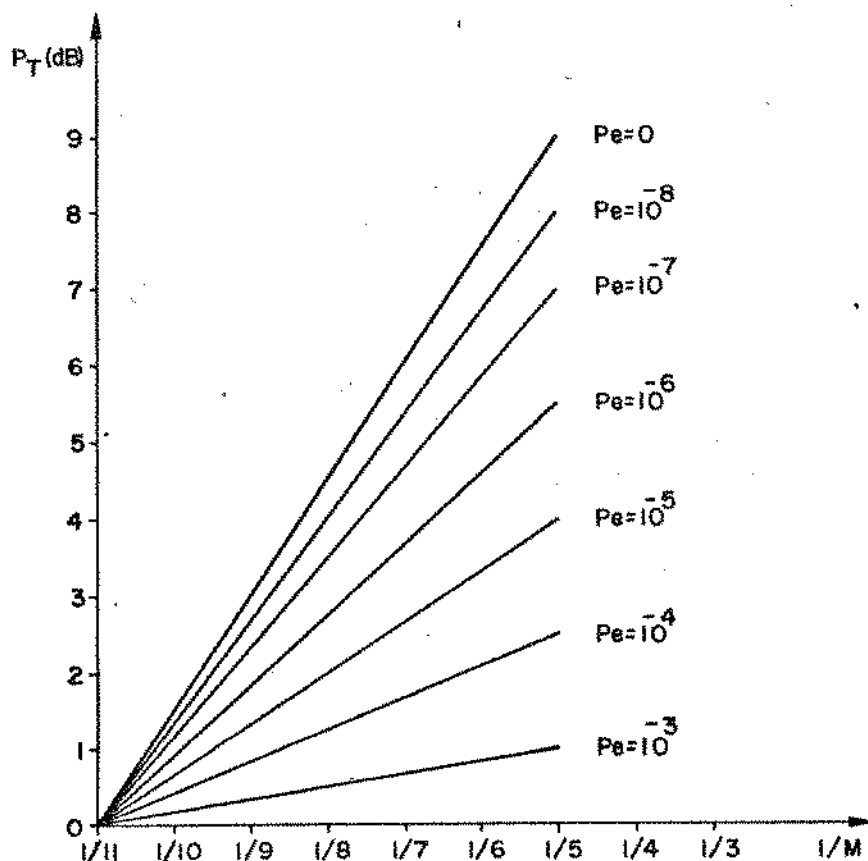


Fig. III.17 - Curvas hipotéticas de degradação da potência de áudio em função da taxa de erros na linha e do padrão de tripletas

Seja uma cadeia repetidora contendo L regeneradores e esteja sendo supervisionado o j -ésimo regenerador dessa cadeia de repetidores, que fornece ao par de supervisão a curva de potência de áudio apresentada na Fig. III.18.

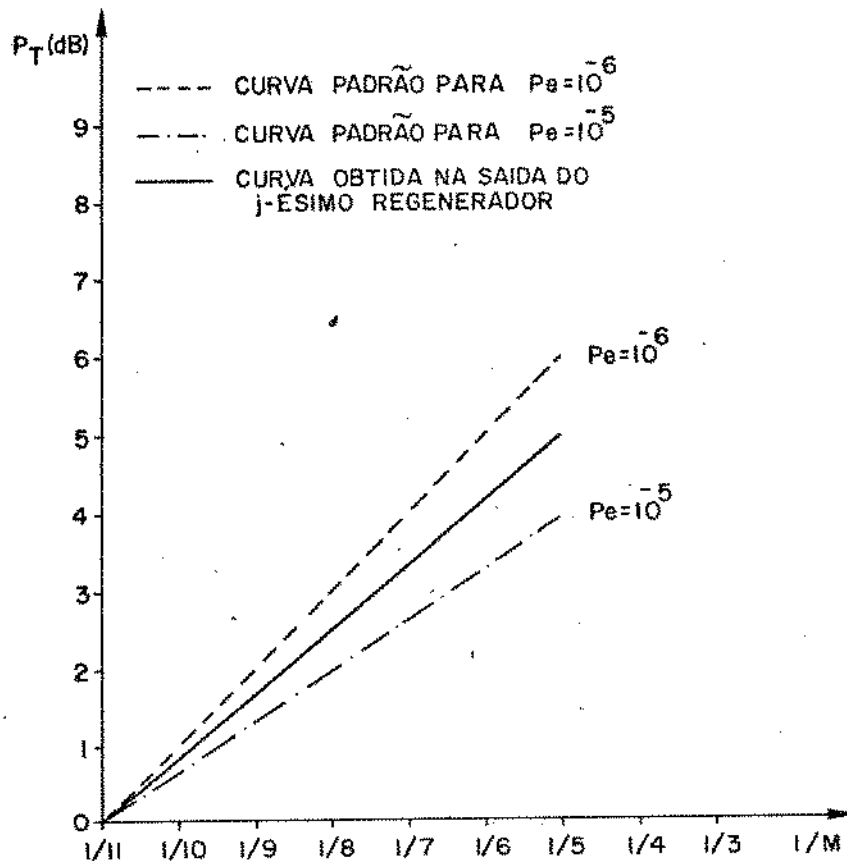


Fig. III.18 - Curva de potência de áudio obtida na saída do j -ésimo regenerador da cadeia repetidora contendo L regeneradores

Através de uma comparação direta da curva obtida na Fig. III.18 com as curvas padrão da Fig. III.17, podemos afirmar com segurança que a taxa de erros na linha até o j -ésimo regenerador é melhor que 10^{-5} e pior que 10^{-6} .

III.5.4 - Estimativa do desempenho individual dos regeneradores de uma cadeia repetidora

O conhecimento individual do desempenho dos regenerado

res vem de encontro à necessidade de se conhecer o ruído de diafonia presente em cada lance da linha e determinar qual o enlace mais ruidoso e responsável pelo desempenho final da sequência contendo L regeneradores.

Para conhecer o desempenho do j -ésimo regenerador da sequência, deve se ter em mãos as curvas de potência de áudio na saída do $(j-1)$ -ésimo regenerador e do j -ésimo regenerador.

Suponha-se que foram obtidas as curvas de potência de áudio da Fig. III.19 para os referidos regeneradores.

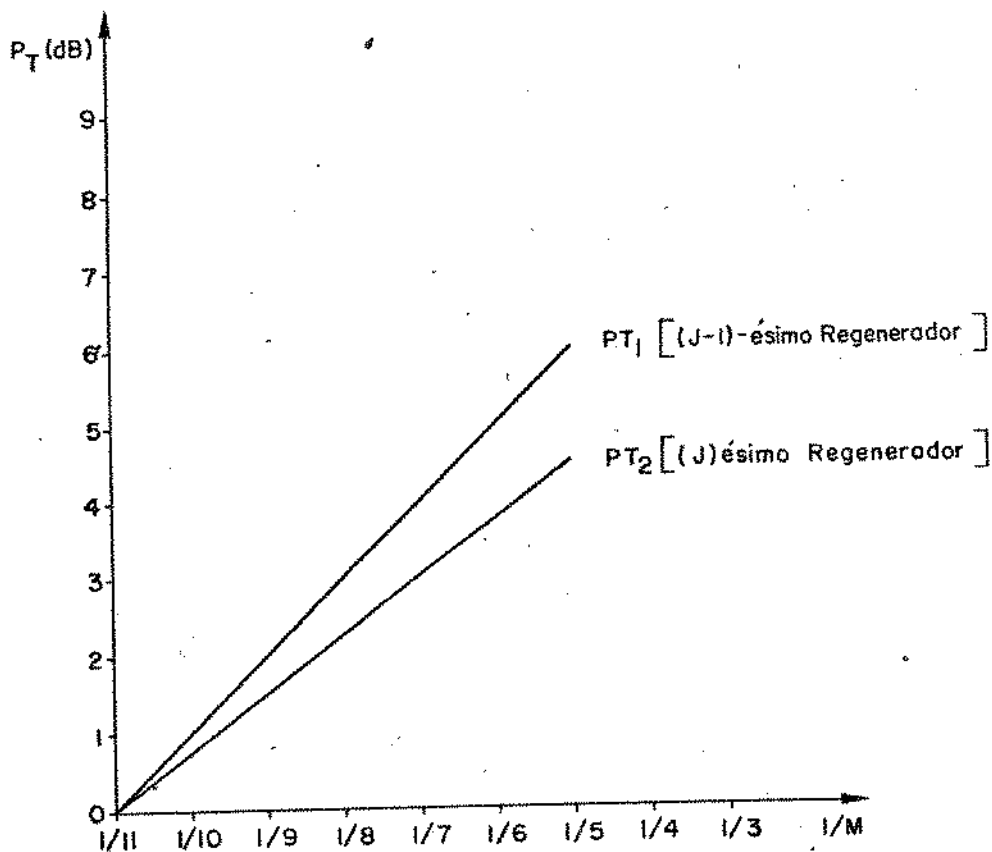


Fig. III.19 - Potência de áudio obtida através do par de supervisão na saída do $(j-1)$ -ésimo e do j -ésimo regeneradores

O desempenho individual do j -ésimo regenerador será obtido através de uma extrapolação das curvas da Fig. III.19 com as curvas padrão da Fig. III.17.

Na Fig. III.20 pode ser apreciada a obtenção da curva de potência de áudio do j -ésimo enlace compreendido entre as saí

das do (j-1)-ésimo e do j-ésimo regeneradores.

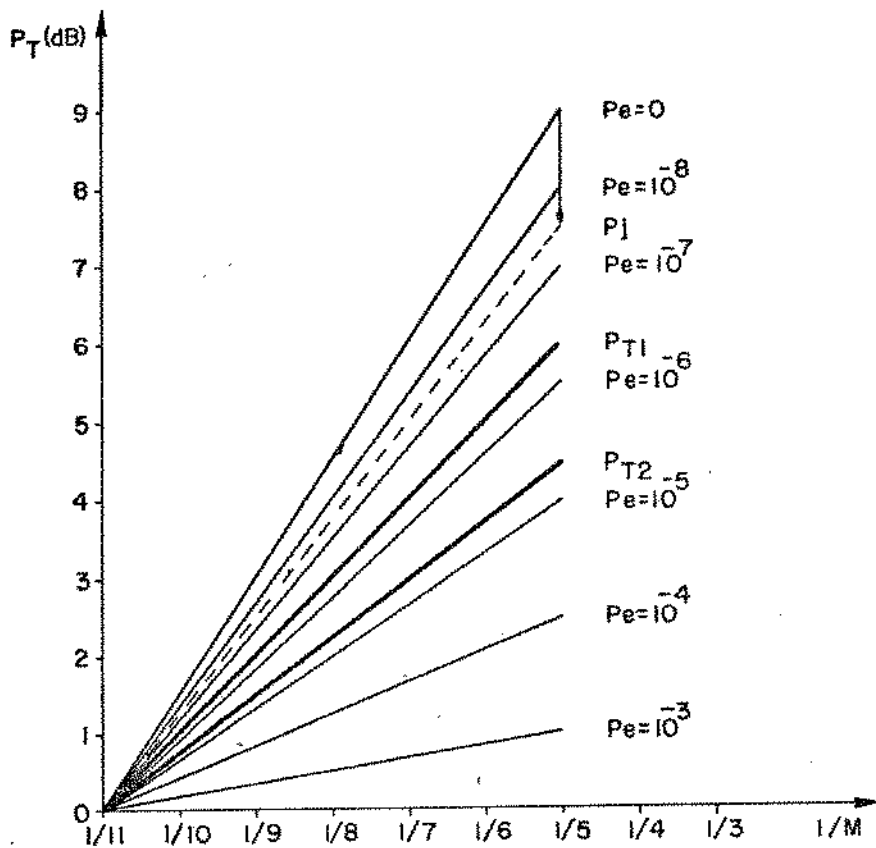


Fig. III.20

A curva que fornece o desempenho do j-ésimo enlace será obtida pela fórmula justificada no Apêndice B.

$$P_j\left(\frac{1}{M}\right) = P_0\left(\frac{1}{M}\right) - \{P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)\}$$

Comparando a curva $P_j\left(\frac{1}{M}\right)$ assim obtida com as curvas padrão da Fig. III.17 podemos afirmar que a taxa de erro no j-ésimo enlace é melhor que 10^{-7} e pior que 10^{-8} , enquanto que através da curva $P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)$ podemos afirmar que a taxa de erros na linha até o j-ésimo regenerador é melhor que 10^{-5} e pior que 10^{-6} .

Esse método é geral e a única dificuldade reside na obtenção e confiabilidade das curvas padrão da Fig. III.17, como será analisado posteriormente.

III.5.5 - Estimativa das curvas de potência de áudio na presença de interferência entre símbolos

A interferência entre símbolos está presente em todos os regeneradores, podendo ser maior ou menor, dependendo da qualidade do equalizador.

A Fig. III.21 apresenta os esboços dos diagramas de olho para um equalizador sem interferência entre símbolos e para outro com interferência entre símbolos.

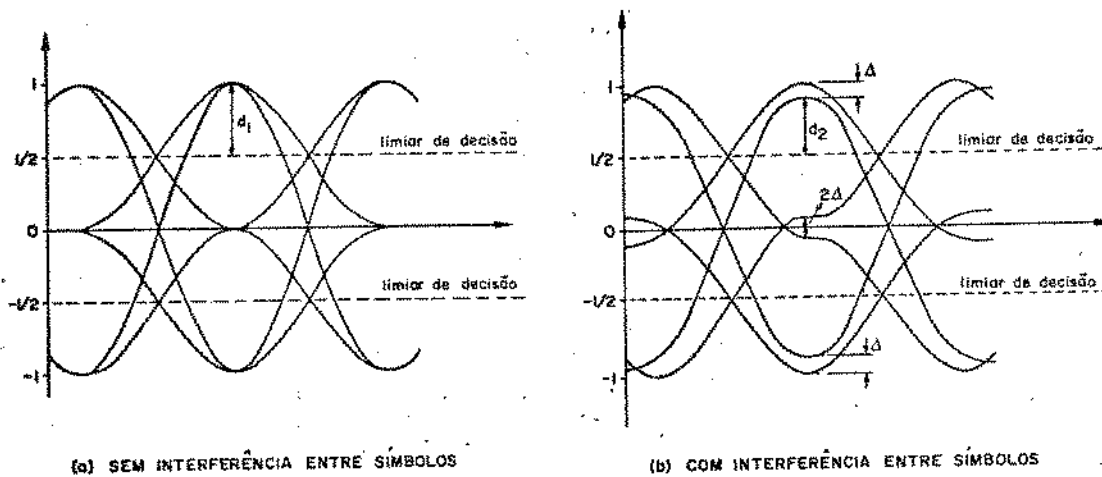


Fig. III.21 - Diagrama de olho

Teremos para os dois casos:

$$P_e = 1,5 Q \left(\frac{d_1}{\sigma_1} \right) \qquad P_e = 1,5 Q \left(\frac{d_2}{\sigma_2} \right)$$

Para a mesma probabilidade de erro deveremos impor:

$$\frac{d_1}{\sigma_1} = \frac{d_2}{\sigma_2} \Rightarrow \sigma_2 = \frac{d_2}{d_1} \sigma_1 \qquad (III.13)$$

Na presença do sinal de tripletas teremos, conforme já calculado, para um regenerador com equalização automática (por exemplo) e sem interferência entre símbolos:

$$P'_e = 0,25 Q \left(\frac{M-3}{M} \cdot \frac{d_1}{\sigma_1} \right) = 0,25 Q \left[(1-3V) \cdot \frac{d_1}{\sigma_1} \right]$$

$$V = \frac{1}{M}$$

$$P'_e = 0,25 Q \left[(1-3V) \cdot \frac{d_1}{\sigma_1} \right] \quad \therefore \quad V = \frac{1}{M} \quad (\text{III.14})$$

Considerando a interferência entre símbolos, teremos:

$$P''_e = P_+ \int_{\frac{1-V'}{1+V'} - \frac{1}{2}}^{\infty} g'(x) dx = \frac{1}{4} \int_{1/2}^{\infty} \frac{1-3V'}{1+V'} g'(x) dx =$$

$$P''_e = 0,25 \int_{\frac{1-3V'}{1+V'} d_1}^{\infty} g'(x) dx = 0,25 \int_{\frac{1-3V'}{1+V'} d_1}^{\infty} \frac{e^{-1/2(x/\sigma'_2)^2}}{\sqrt{2\pi} \sigma'_2} dx$$

$$P''_2 = 0,25 \int_{\frac{1-3V'}{1+V'} \frac{d_1}{\sigma'_2}}^{\infty} e^{-\lambda^2} d\lambda = 0,25 Q \left[\left(\frac{1-3V'}{1+V'} \right) \frac{d_1}{\sigma'_2} \right]$$

Porém:

$$\frac{\sigma_2}{\sigma'_2} = \frac{1}{\sigma'} = 1+V'$$

onde $V' = V + \Delta = \frac{1}{M} + \Delta$

resultando

$$P''_2 = 0,25 Q \left[(1-3V') \frac{d_1}{\sigma_2} \right]$$

$$P_2'' = 0,25 Q \left[(1-3V') \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \frac{d_1}{\sigma_1} \right] \quad (III.15)$$

A Fig. III.22 mostra comparativamente as curvas de potência de áudio teóricas obtidas para probabilidade de erro de 10^{-3} para 3 equalizadores respectivamente sem interferência entre símbolos, com interferência entre símbolos de 5% ($\Delta=1/20$) e com interferência entre símbolos de 10% ($\Delta=1/10$).

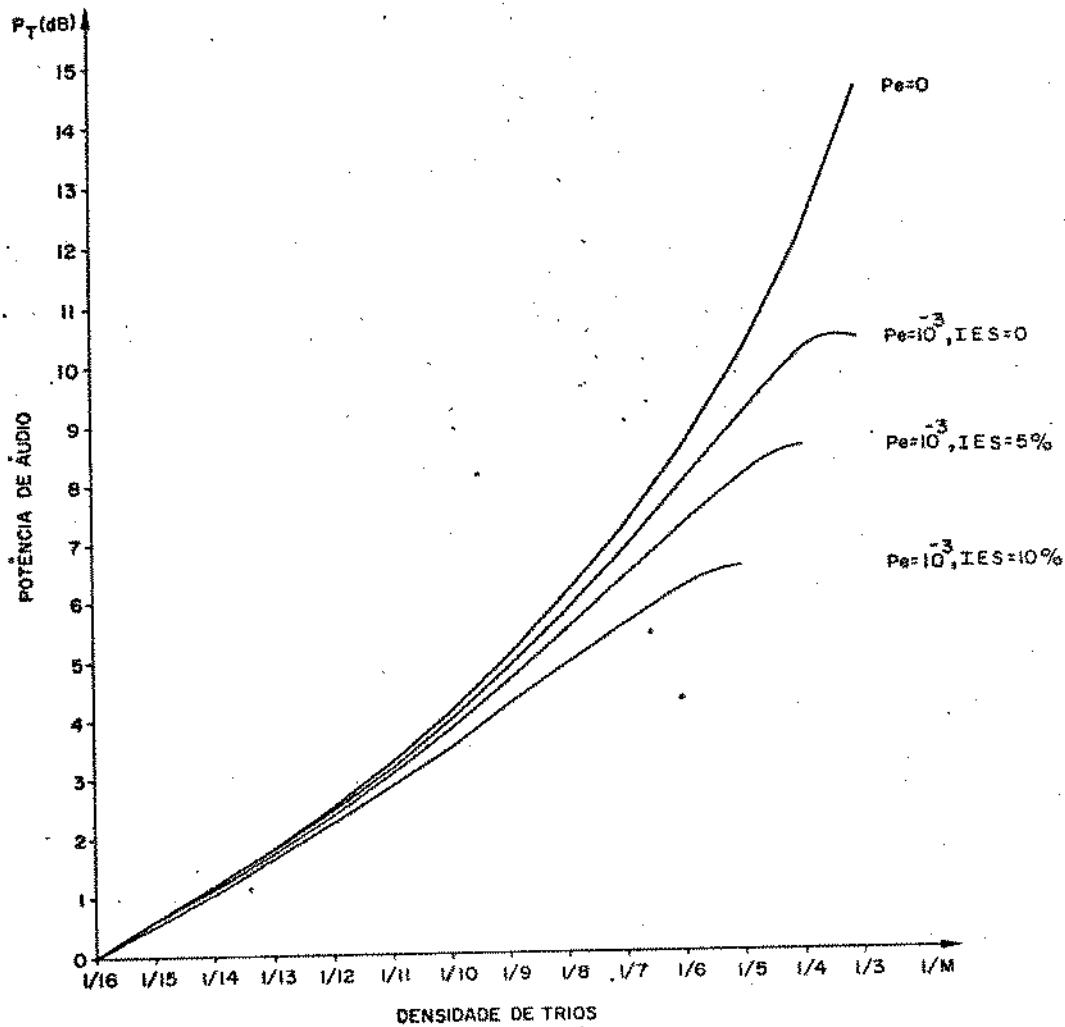


Fig. III.22 - Curvas teóricas de degradação da potência de áudio para probabilidade de erro de 10^{-3} de regeneradores com equalização automática e diferentes interferências entre símbolos (IES).

No caso de repetidores regenerativos com equalização fixa, a interferência entre símbolos é determinada pelo projeto

do equalizador e pelas condições da linha. Um aumento nas perdas do cabo, por exemplo, devido a um acréscimo de umidade, pode produzir uma deformação na resposta global do sistema que aumentará a interferência entre símbolos normal imposta pelo projeto do equalizador.

Em regeneradores com equalização variável a própria característica do equalizador faz com que a interferência entre símbolos imposta pelo projeto seja ligeiramente diferente para os diversos comprimentos de cabo permitidos independentemente de perturbações externas ou defeitos.

Para uma cadeia de regeneradores composta apenas de equalizadores fixos, a interferência entre símbolos imposta pelo projeto do equalizador se mantém constante, e nesse caso um conjunto de curvas de degradação da potência de áudio em função da taxa de erros e da densidade dos trios poderá ser tomado como base para estimar o desempenho da cadeia repetidora. Porém em regeneradores com equalização automática instalados irregularmente ao longo da linha, a interferência entre símbolos imposta pelo projeto do equalizador não se mantém constante ao longo da cadeia repetidora e portanto não existe um conjunto de curvas que possa ser tomado rigorosamente como padrão para estimar a taxa de erros na cadeia repetidora.

Além disso, nos equalizadores automáticos o padrão de tripletas coloca o controle do equalizador em estado "falso", isto é, compensando um comprimento de cabo superior ao real. Esta supercompensação do cabo é uma fonte adicional de interferência entre símbolos, e é tão mais acentuada quanto maior a densidade de trios. Por isso, as curvas de potência de áudio vs. densidade de trios terão um aspecto diferente das mostradas na Fig. III.22, uma vez que à medida que aumenta a densidade de trios, a interferência entre símbolos também aumenta.

Felizmente as características físicas dos equalizadores automáticos fazem com que não haja uma variação muito grande da interferência entre símbolos com o comprimento do cabo; por exemplo, um equalizador automático de boa qualidade apresenta uma interferência entre símbolos em torno de 5%, podendo variar um pouco com o comprimento do cabo, mas sempre se mantendo em torno de 5%; já um equalizador automático de inferior qualidade poderá apresentar uma interferência entre símbolos em torno de 10%, variando também com o comprimento do cabo mas sempre se mantendo em torno de 10%. Mesmo que um equalizador automático esteja otimizado para uma dada faixa de comprimentos de cabo, ainda assim não haverá grande variação da interferên-

cia entre símbolos com o comprimento do cabo; além disso, se levarmos em consideração que os regeneradores de uma cadeia são instalados a intervalos convenientes, mantendo uma certa regularidade no espaçamento entre repetidores, podemos com maior confiabilidade adotar um conjunto de curvas padrão que será tomada como base para estimar o desempenho do sistema.

III.6 - ATUAÇÃO DO DETETOR DE PICO E INFLUÊNCIA DA FAIXA DE PASSAGEM DO EQUALIZADOR NAS CURVAS DE POTÊNCIA DE ÁUDIO

As estimativas teóricas desenvolvidas para as curvas de potência de áudio em função da taxa de erros e da interferência entre símbolos foram baseadas na suposição que o equalizador corta totalmente qualquer conteúdo de baixa frequência. Contudo, a faixa de passagem dos equalizadores práticos pode variar muito nessas frequências, dependendo somente das condições de projeto; em regeneradores com equalização fixa, a resposta do equalizador nas frequências mais baixas está relacionada apenas com a qualidade do diagrama de olho. No caso de regeneradores com equalização automática, a resposta do equalizador nas frequências de supervisão tem influência direta no comportamento do detetor de pico.

Para compreender essa interação, vamos analisar os diagramas das Figs. III.23 e III.24.

Os diagramas da Fig. III.23 correspondem a um equalizador cortando totalmente os conteúdos de baixa frequência e com o detetor de pico amarrando a amplitude dos pulsos negativos. Para este caso, as transições são rápidas (Fig. III.23.b) e o detetor de pico toma como referência apenas os picos negativos dos trios positivos (Fig. III.23.c e III.23.d) e extrai deles um nível médio que constitui o sinal de CAA (Fig. III.23.c) usado no controle do equalizador adaptativo.

Os diagramas da Fig. III.24 correspondem a um equalizador que deixa passar os componentes de mais alta frequência da onda quadrada de baixa frequência introduzida pela inversão periódica dos trios. Para este caso, as transições são lentas (Fig. III.24.b) e o detetor de pico toma como referência os picos negativos dos trios positivos e alguns picos negativos dos trios negativos durante as transições dos trios positivos para

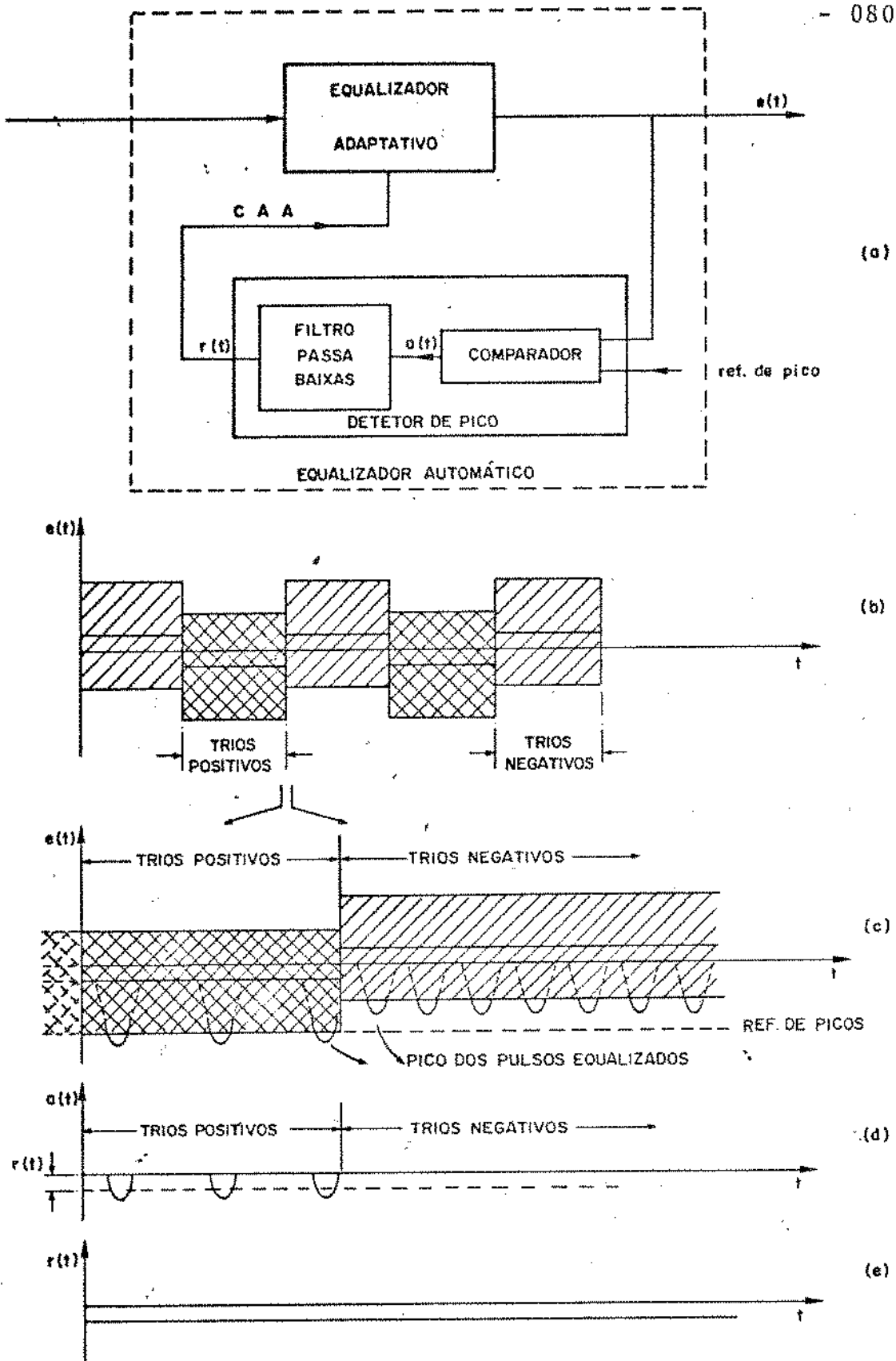


Fig. III.23 - (a) Diagrama do equalizador automático
 (b) Padrão na saída do equalizador
 (c) Picos negativos dos pulsos equalizados nas transições
 (d) Sinal na saída do comparador
 (e) Sinal de controle automático de amplitude (C.A.A.)

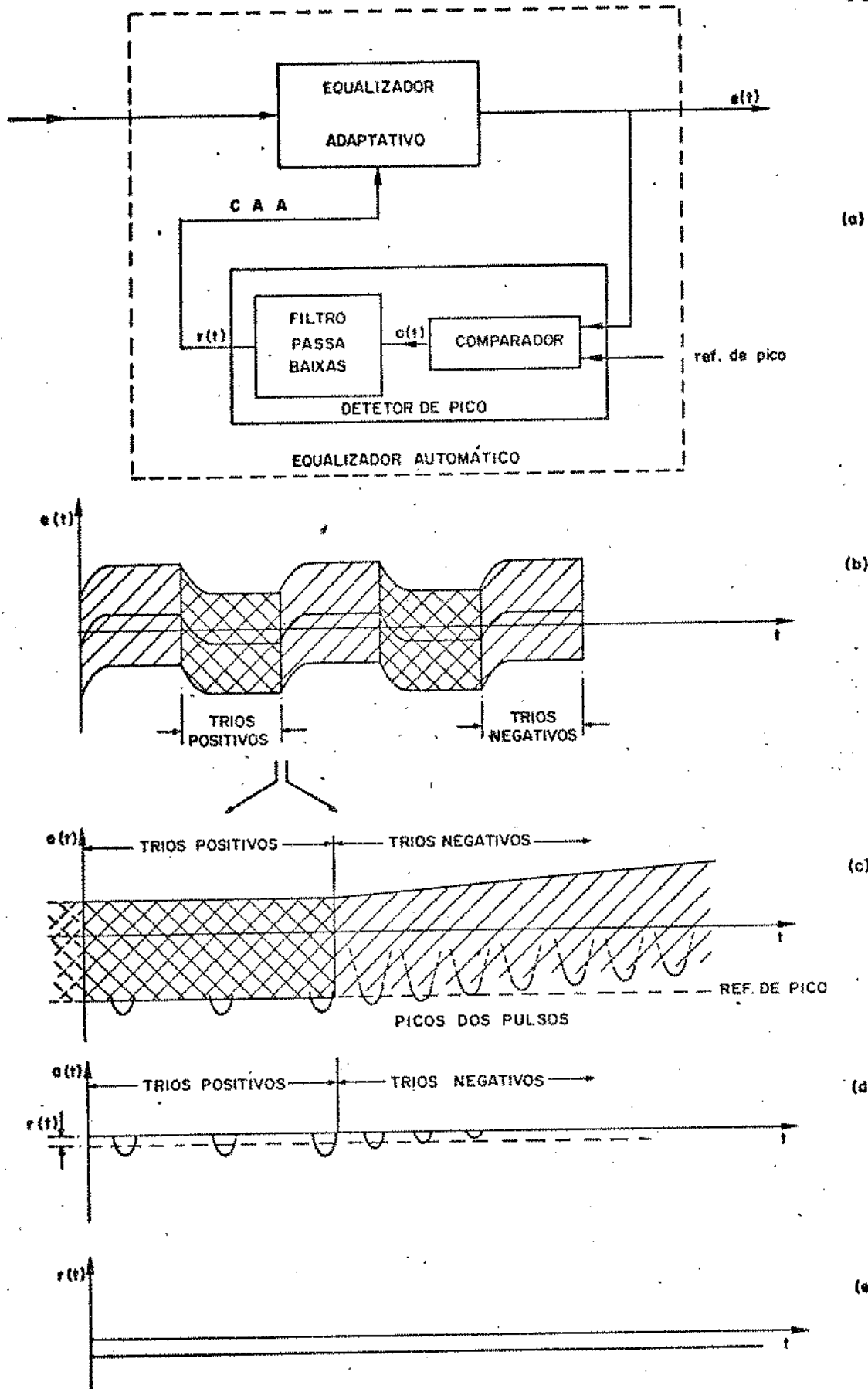


Fig. III.24 - (a) Diagrama do equalizador automático
(b) Padrão na saída do equalizador
(c) Picos Negativos dos pulsos equalizados nas transições
(d) Sinal na saída do comparador
(e) Sinal de controle automático de amplitude (C.A.A.)

os trios negativos (Fig.III.24.c e III.24.d). Já nas transições dos trios negativos para os trios positivos, alguns picos negativos dos trios positivos não são tomados como referência pelo detetor de pico. Porém, como nas transições dos trios positivos para os trios negativos existe uma densidade de pulsos maior que nas transições dos trios negativos para os trios positivos, o sinal de CAA resultante na saída do detetor de pico (Fig.III.24.c) é maior que no caso analisado anteriormente (Fig.III.23.a). Essa maior atuação do sinal de CAA faz com que a amplitude dos pulsos equalizados seja reduzida mais do que o previsto teoricamente, causando uma maior degradação nas curvas de potência de áudio em função da taxa de erros e principalmente para as mais altas densidades. (Essa redução faz com que alguns regeneradores cuja faixa de passagem do equalizador se estende até as baixas frequências, introduzam erros de regeneração para os padrões de trios de maior densidade, mesmo na ausência de ruído.)

Resultados Experimentais

Podemos apreciar na Fig. III.25 as curvas de potência de áudio para probabilidade de erro de 10^{-3} produzidos por alguns regeneradores com comportamento diferente do equalizador nas baixas frequências; as fotos da Fig. III.26 apresentam os padrões de tripletas na saída do equalizador para os referidos casos.

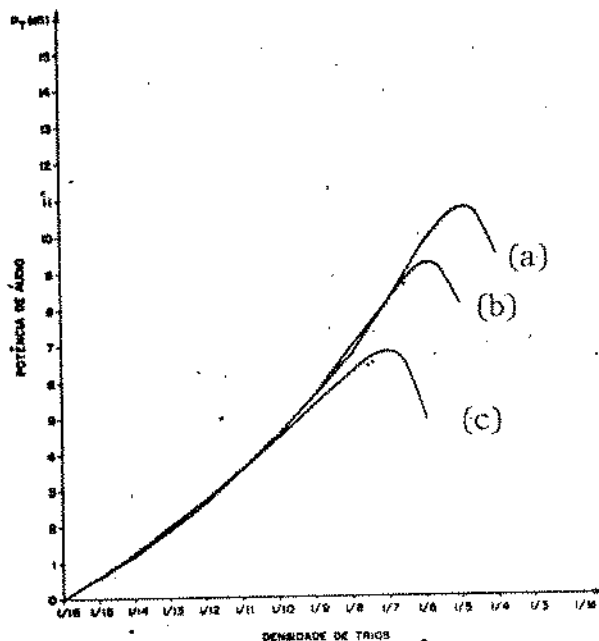
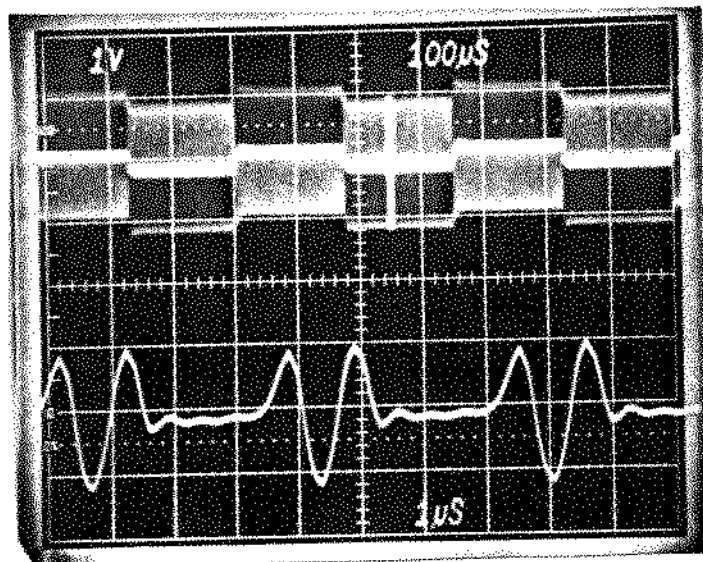
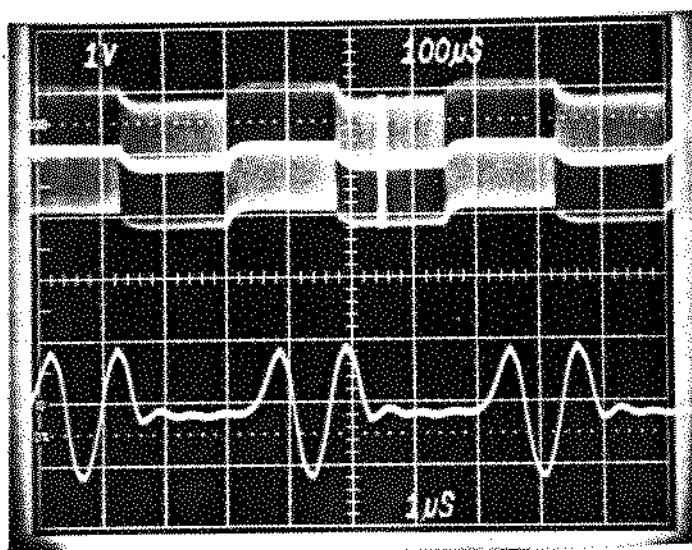


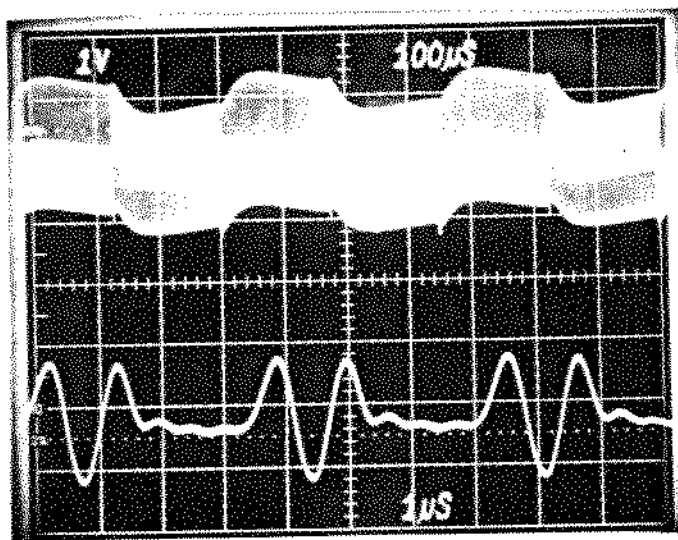
Fig. III.25



(a) Equalizador com atenuação de 42,5 dB em 3100 Hz.



(b) Equalizador com atenuação de 22,5 dB em 3100 Hz



(c) Equalizador com atenuação de 12,0 dB em 3100 Hz

Fig. III.26 - Fotos dos Trios Equalizados.

III.7 - CURVAS DE POTÊNCIA DE ÁUDIO EM FUNÇÃO DO COMPRIMENTO DO CABO

A influência caracterizada pelo equalizador e pelo de tetor de pico no comportamento das curvas de potência de áudio, levam a acreditar numa diferença dessas curvas com o comprimento do cabo. Com efeito, o cabo apresenta atenuação e variação de IES em função do comprimento e portanto podemos imaginar a atenuação que ele introduz nas frequências de supervisão, como fazendo parte da resposta do equalizador, resultando num sinal de CAA, que possui comportamento dependente do comprimento do cabo e conseqüentemente causando diferenças na atenuação das curvas de potência de áudio. Sendo pequena a atenuação do cabo nas baixas frequências, cerca de 1 dB/km sem pupinização, a diferença entre essas curvas não será muito acentuada (Fig.III.27). A IES mesmo pequena, também causa variação no comportamento do sinal de CAA.

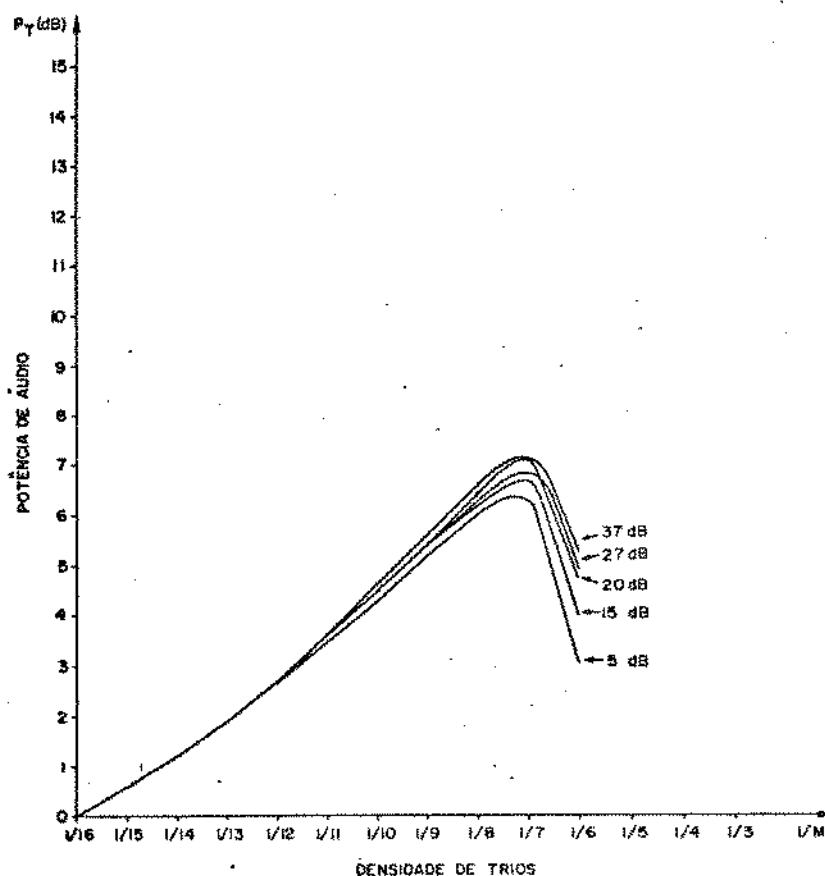


Fig. III.27 - Curvas práticas de potência de áudio em função do comprimento do cabo para $P_e = 10^{-3}$

Como se vê pela Fig.III.27, surge um problema de ambigüidade, pois não haverá uma curva que possa ser rigorosamente tomada como padrão para todos os comprimentos de cabo.

III.8 - COMPORTAMENTO DAS CURVAS DE POTÊNCIA DE ÁUDIO EM REGENERADORES DEFEITUOSOS.

Quaquer defeito que o regenerador possa apresentar, mesmo não sendo danoso, irá se manifestar com uma maior degradação nas curvas de potência de áudio obtida para uma dada probabilidade de erro. Qualquer, pequeno defeito no equalizador automático ou na extração de relógio é suficiente para aumentar de 5% a 10% a interferência entre símbolos; um desvio de relógio pode ser interpretado como um aumento na interferência entre símbolos; um defeito no detetor de pico causa uma diminuição ou um aumento no tamanho do olho com conseqüente diminuição da margem contra ruído; qualquer defeito nos circuitos de decisão causa erros adicionais de regeneração, enfim, qualquer defeito apresentado no regenerador fatalmente contribuirá para um aumento significativo, na degradação das curvas de potência de áudio.

A Fig. III.28 apresenta os resultado obtidos, simulando um defeito no detetor de pico com uma diminuição de 5% na amplitude dos pulsos equalizados e comparativamente apresenta as curvas de potência de áudio para o mesmo regenerador e o mesmo comprimento de cabo, sem contudo apresentar defeitos.

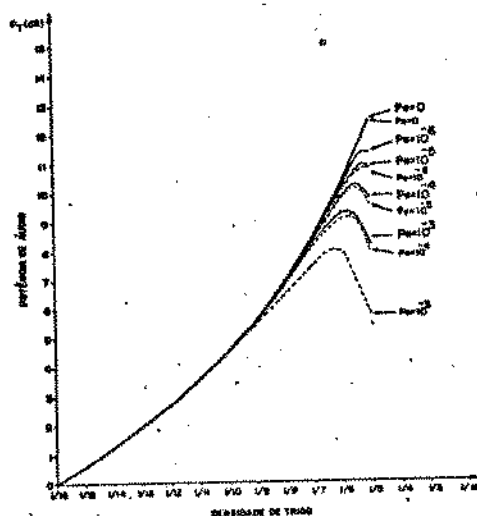


Fig.III.28 - Desempenho das curvas de potência de áudio para um regenerador com detetor de pico defeituoso

A Fig. III.29 apresenta o mesmo conjunto de curvas para um regenerador com desvio de relógio de 5%.

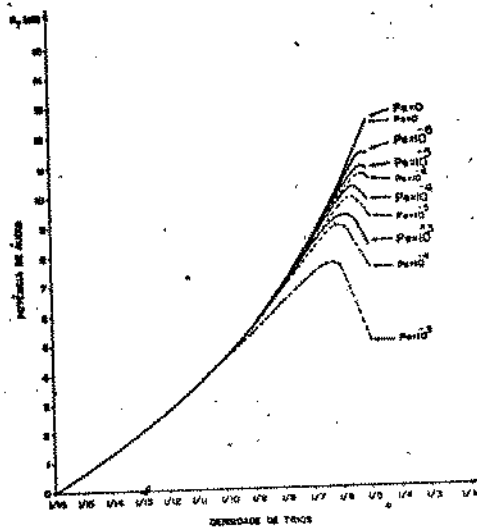


Fig. III.29 - Desempenho das curvas de potência de áudio para um regenerador com relógio fora de sintonia

III.9 - VIABILIDADE DA UTILIZAÇÃO DO PADRÃO DE TRIPLETAS EM REGENERADORES COM EQUALIZAÇÃO AUTOMÁTICA

Como foi analisado neste capítulo, o comportamento das curvas de potência de áudio depende de uma série de fatores e três conclusões básicas podem ser extraídas dos estudos:

1. O comportamento das curvas de degradação da potência depende do projeto do equalizador automático.
2. Não existe um conjunto de curvas que possa ser rigorosamente adotado como padrão para estimar o desempenho do sistema.
3. Qualquer defeito no regenerador causa um aumento significativo na degradação das curvas de potência de áudio.

Como não existe um conjunto de curvas padrão, não é possível saber com precisão qual a taxa de erros na linha; para regeneradores marginais haverá ambigüidade no diagnóstico de regeneradores defeituosos; para o caso especial dos regeneradores estarem regularmente espaçados, o diagnóstico de regeneradores marginais fica mais confiável; no caso de regeneradores com de

feitos acentuados, não há ambigüidade na detecção do regenerador defeituoso.

CAPÍTULO IV

DISCUSSÃO

IV.1 - INTRODUÇÃO

Como foi analisado através dos estudos realizados no Capítulo anterior, no comportamento do padrão de tripletas existem condições dependentes do sistema de linha que, intimamente relacionadas, determinam a qualidade do sistema de supervisão por tripletas (SST). Por outro lado, a simplicidade conceitual que envolve o SST garantiu até hoje a aplicação prática sem contudo haver uma preocupação maior em formalizar uma teoria capaz de relacionar os fatores envolvidos e garantir melhor compreensão do SST.

Quando os primeiros regeneradores com equalização fixa eram utilizados, a automatização exigida pelos sistemas assegurava uma vantajosa aplicação do SST. Entretanto, com o aumento da complexidade dos sistemas de comunicações estão sendo solicitados circuitos cada vez mais automatizados, provocando a criação de novos sistemas de supervisão que tendem a substituir o SST. O surgimento de regeneradores com equalização automática também trouxe problemas adicionais ao SST, além do baixo grau de automatização, sendo em grande parte causados pelo fato da maioria dos regeneradores com equalização automática não estarem convenientemente preparados para operar com o sinal de tripletas; apresentando atenuação do conteúdo de baixa frequência dos trios regenerados, além do recomendado, não aceitando os padrões de mais alta densidade de trios, etc, gerando inconvenientes que concorrem para aumentar as dúvidas até mesmo no diagnóstico de regeneradores com defeitos alarmantes (ou seja, que fazem soar alarmes nos terminais de linha).

Como veremos, existem detalhes que devidamente levados em consideração poderão facilitar e melhorar a confiabilidade do SST, tornando-os mais eficientes, com resultados previsíveis e menor ambiguidade na detecção de falhas.

IV.2 - INFLUÊNCIA DO CONTEÚDO DE ÁUDIO REGENERADO

O baixo conteúdo de áudio do sinal regenerado exige que os amplificadores de supervisão tenham ganhos elevados para poder compensar as perdas adicionais no estágio da saída do regenerador, causando níveis de ruído elevado no par de supervisão,

problemas de instabilidade, etc, além do fato da desejada perturbação provocada pelo conteúdo de áudio ter menor atuação a partir da entrada do equalizador do segundo regenerador da cadeia; lembrando que o primeiro regenerador recebe o sinal diretamente do gerador de tripletas.

Quando o estágio de saída não está convenientemente dimensionado, o conteúdo de áudio dos padrões de tripletas introduzido na linha pelos pulsos regenerados terá apenas as componenes de mais alta frequência, resultando na entrada dos regeneradores (excetuando o primeiro regenerador da cadeia), o conteúdo de áudio apresentado na foto da Fig. IV.1.

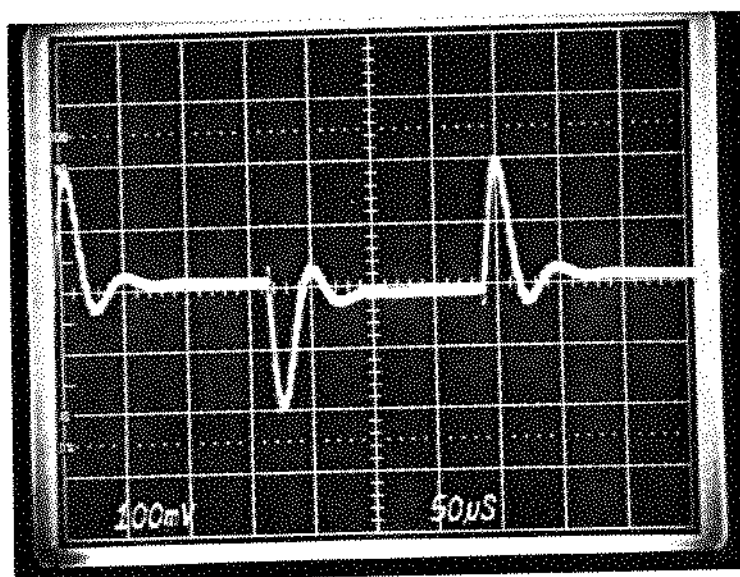


Fig. IV.1 - Conteúdo de áudio obtido na entrada do 2º, 3º,....., regeneradores de uma cadeia repetidora apresentam do perdas no conteúdo de áudio para o padrão 1/8.

O deslocamento da posição do olho nessa cadeia repetidora ocorrerá apenas nas transições dos trios e embora sempre seja observada degradação relativa da potência de áudio em todos os regeneradores da cadeia, a partir do segundo regenerador em diante a supervisão será precária e até mesmo poderá não existir, pois os regeneradores estarão sendo corretamente supervisionado

apenas nas transições dos trios e não durante todo o período de áudio, como deveria ocorrer. Por conseguinte, os regeneradores da cadeia passarão a ser transparentes ao sinal de tripletas na maior parte do período de áudio, com exceção do primeiro regenerador, que recebe o sinal diretamente do gerador de tripletas.

Quando o estágio de saída está com as características adequadas de faixa de passagem, o conteúdo de áudio que atinge a entrada dos regeneradores da cadeia deve apresentar a forma de onda da foto da Fig. IV.2.

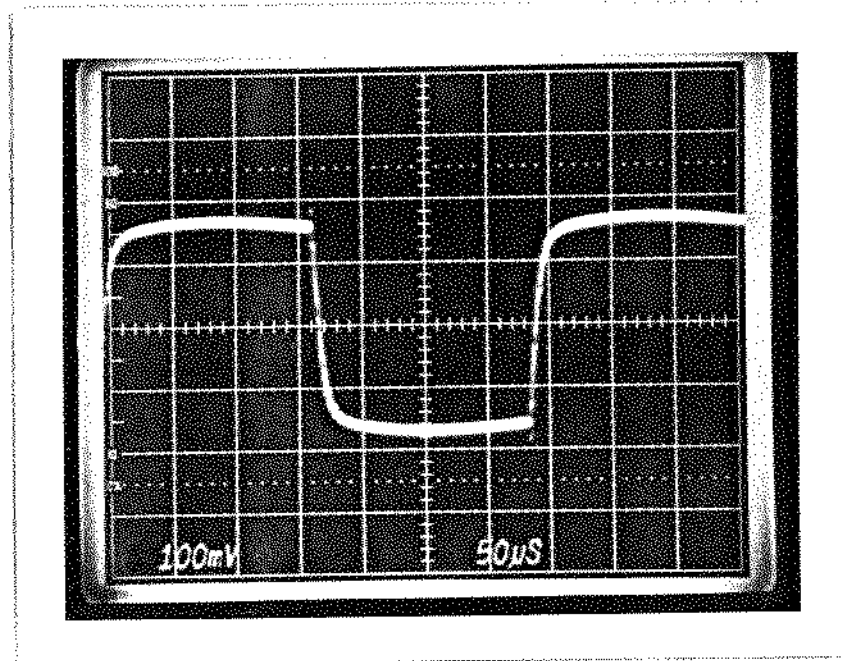


Fig. IV.2 - Foto do conteúdo de áudio obtido na entrada dos regeneradores da cadeia repetidora quando o estágio de saída está convenientemente dimensionado para o padrão 1/8 e sem ruído.

Essas duas situações distintas podem ser observadas nas fotos da Fig. IV.3, que foram tiradas na saída dos equalizadores, respectivamente do primeiro equalizador e do segundo equalizador de uma cadeia repetidora com baixo conteúdo de áudio regenerado.

Uma análise primária da Fig. IV.3.b pode causar engano no estudo do comportamento do padrão de tripletas, pois o deslocamento da linha de base (nível de zeros), que se manifesta

na saída dos equalizadores, pode ser erroneamente interpretado como o deslocamento provocado pelo conteúdo de áudio na posição do olho.

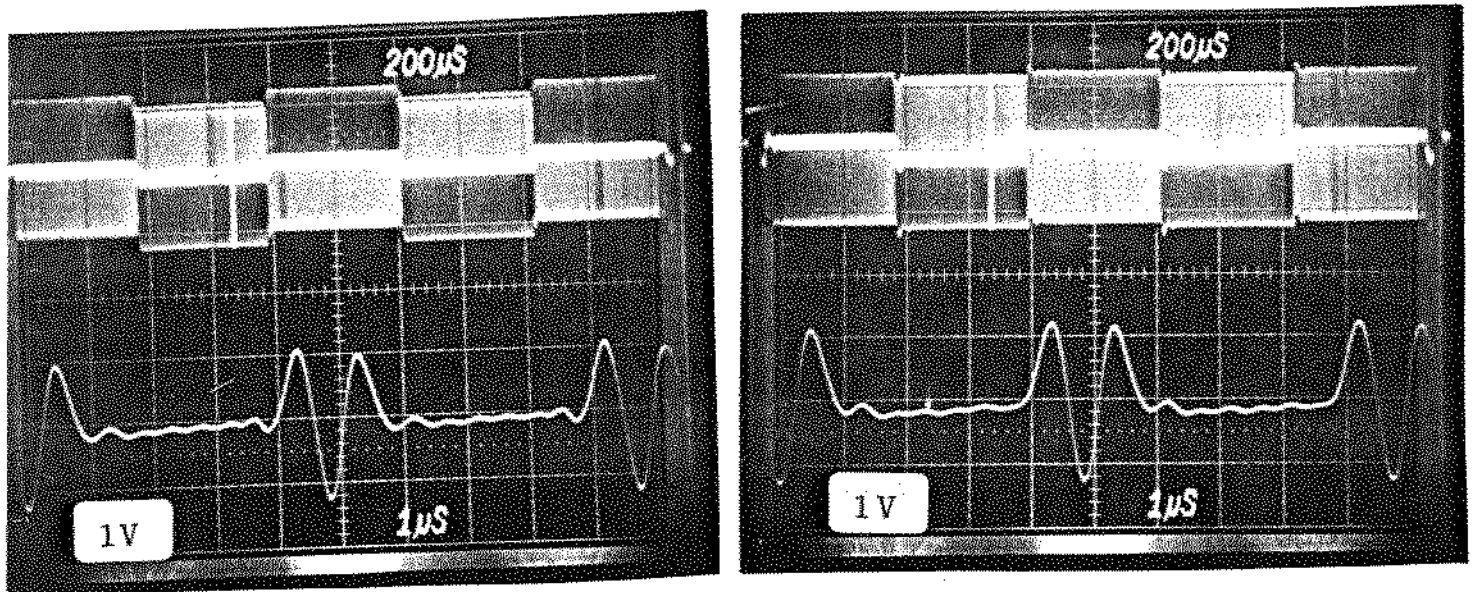


Fig. IV.3 - Cadeia repetidora com problema de regeneração do conteúdo de áudio.

- a) foto do padrão 1/10 na saída do equalizador do primeiro regenerador conectado ao gerador de tripletas por um cabo de 1200Ω .
- b) foto do padrão de tripletas 1/10 na saída do equalizador do segundo regenerador conectado à saída do primeiro regenerador por um cabo de 1200 metros.

Contudo, como pode ser observado comparando as fotos IV.3.a e IV.3.b, esse deslocamento da linha de base é provocado pela ausência de conteúdo de áudio na saída dos regeneradores fazendo com que a partir do segundo regenerador da cadeia com problemas de regeneração, o sinal de tripletas chegue impropriamente atenuado na entrada dos regeneradores, não havendo o previsível deslocamento da posição dos picos dos pulsos e ocorrendo degradação maior da taxa de erros apenas nas transições dos trios, onde há um certo conteúdo de áudio. Embora o deslocamento da linha de base provocado pela ausência de conteúdo de áudio nos pulsos regenerados contribua para degradar a potência de áudio, aumen

tando a probabilidade de ocorrer erros de inserção de pulsos negativos durante os trios positivos e pulsos positivos durante os trios negativos, essa degradação será bem menor que a observada quando o correto nível de áudio atinge a entrada do regenerador em teste.

Verificamos portanto que aumentar o ganho dos filtros de supervisão tem sido uma alternativa paliativa que tem contribuído para degradar a qualidade do SST. Em geral, como já é sabido, o transformador de saída é o responsável pela frequência de corte inferior do estágio de saída dos regeneradores e, portanto, o causador da má regeneração do conteúdo de áudio, e seu conveniente dimensionamento possibilitará a correta regeneração dos trios garantindo atuação do conteúdo de áudio em toda a cadeia repetidora.

IV.3 - INFLUÊNCIA DA FAIXA DE PASSAGEM DO EQUALIZADOR NA QUALIDADE DO SST

A resposta em frequência do equalizador tem influência no comportamento das curvas de potência de áudio, sendo ela a grande responsável pelo bom ou mau desempenho do regenerador frente ao padrão de tripletas. Em função dela, o regenerador pode ou não aceitar os padrões de mais alta densidade de trios, pois, como já foi visto, ela atua diretamente no sinal de CAA.

No caso do código de linha HDB-3, o espectro do sinal chega até as frequências mais baixas e isso requer que os equalizadores com melhor desempenho respondam bem a essas frequências ocasionando problemas nos padrões de mais alta densidade, devido à forte atuação do detetor de pico (Fig. IV.4).

A resposta em frequência do equalizador é também a principal responsável pelas diferenças entre as curvas de potência de áudio em função do comprimento do cabo, impedindo a obtenção de curvas padrão e causando ambigüidade na detecção de falhas.

Para garantir atuação uniforme do detetor de pico, eliminando a dependência das curvas de potência de áudio em função do comprimento do cabo e assegurar a utilização dos padrões de

mais alta densidade de trios, devemos impor que o equalizador corte totalmente os conteúdos de baixa frequência do sinal de tripletas.

Em geral, quem tem predomínio na faixa de passagem dos equalizadores é o transformador de entrada. Contudo, não adianta mexer no transformador de entrada, pois ele possui características de atenuação com a frequência mais ou menos linear, e para dar uma atenuação conveniente nas frequências de áudio é preciso e aumentar demasiadamente sua frequência de corte inferior, afetando o desempenho do equalizador. Uma possível solução sem comprometer ou refazer o projeto do equalizador consiste em incorporar uma armadilha ao equalizador, que pode ser antes ou depois do transformador de entrada, capaz de bloquear a passagem da onda quadrada contida na inversão dos trios.

As fotos IV.4.a e IV.4.b apresentam o padrão de tripletas 1/5 na saída do equalizador respectivamente, sem a colocação da armadilha e com a inclusão da armadilha na entrada do equalizador para probabilidade de erro zero. Sem o filtro, o regenerador não atua corretamente, pois o detetor de pico reduz demasiadamente a amplitude dos pulsos, causando erros de regeneração para probabilidade de erro zero. Com a adoção do filtro, o regenerador passa a aceitar os padrões mais cheios, garantindo sua utilização.

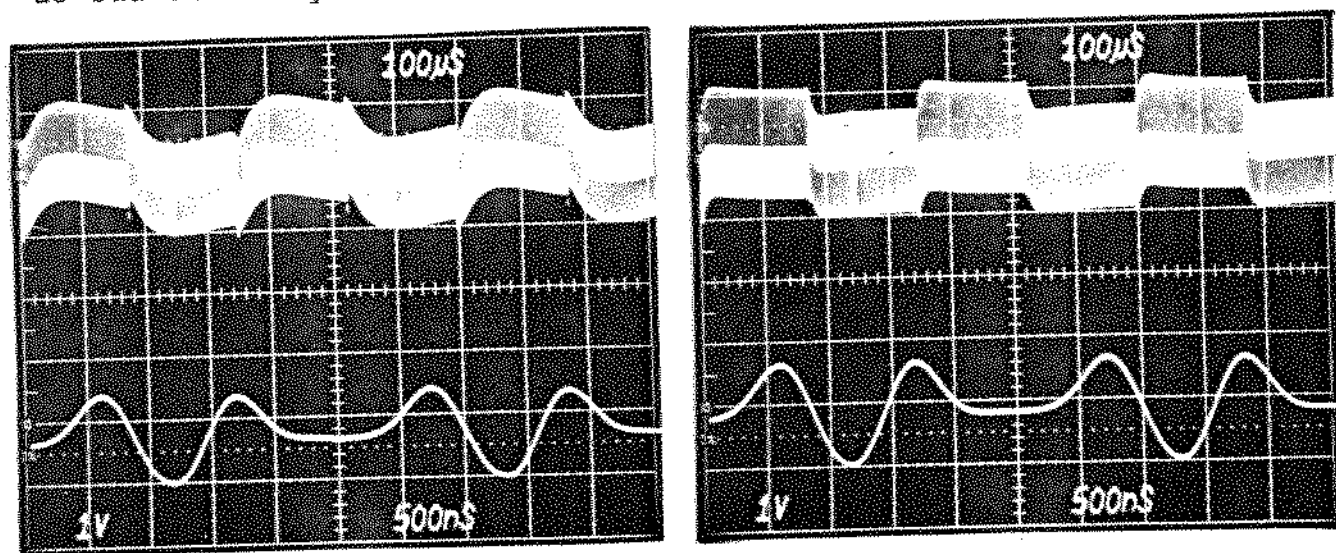


Fig. IV.4 - Fotos dos trios na saída do equalizador
a) sem a armadilha de baixa frequência
b) com a armadilha de baixa frequência

A Fig. IV.5 mostra os resultados práticos obtidos para as curvas de potência de áudio em função do comprimento do cabo com e sem a inclusão da armadilha na entrada do equalizador para diversos comprimentos de cabo. Podemos notar que a inclusão da armadilha fornece curvas padrão independentes do comprimento do cabo, que possibilitam aumentar a confiabilidade do SST.

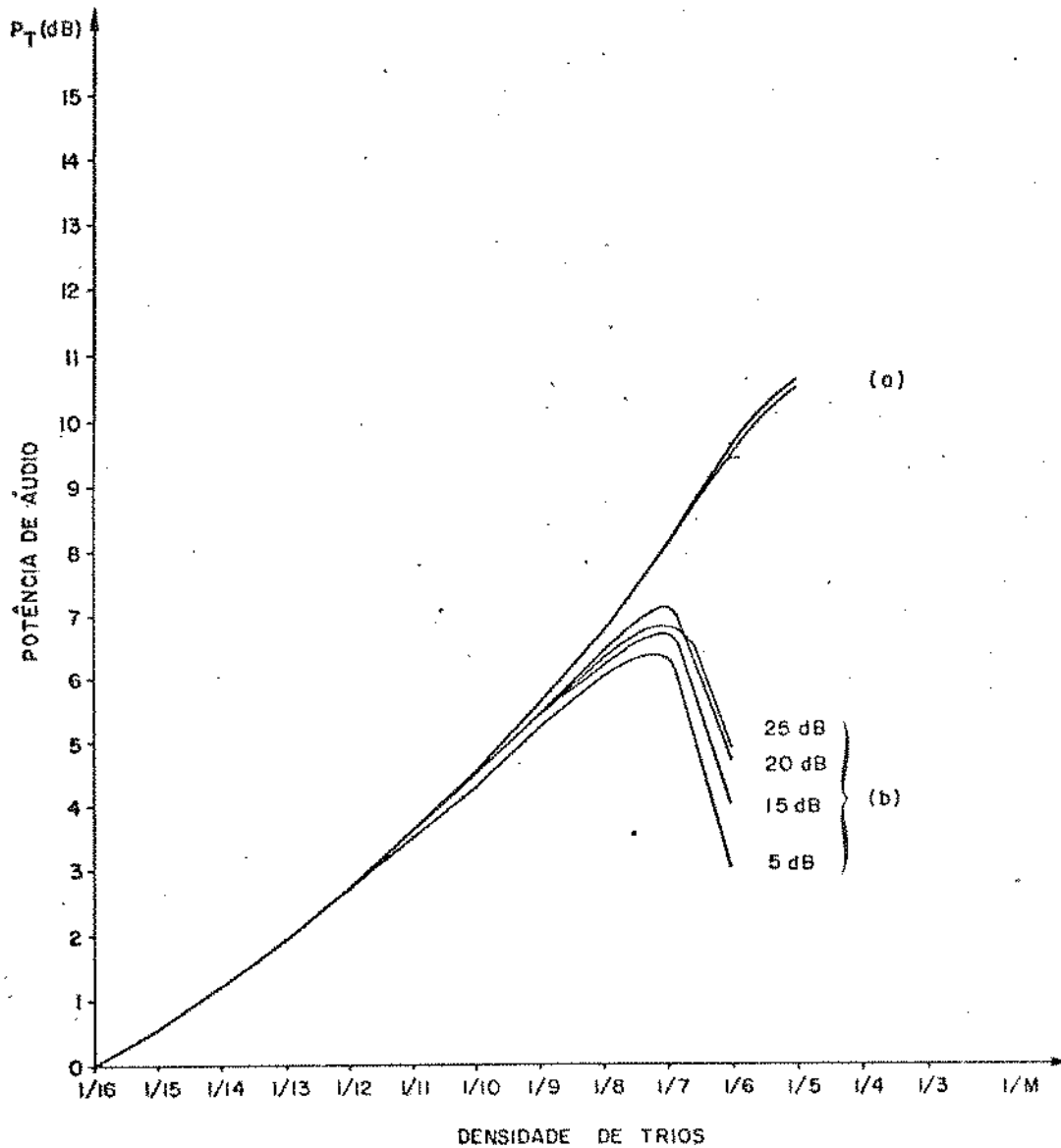
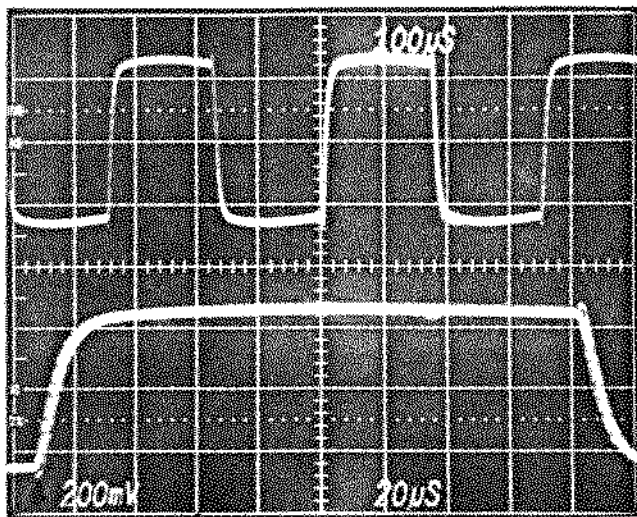


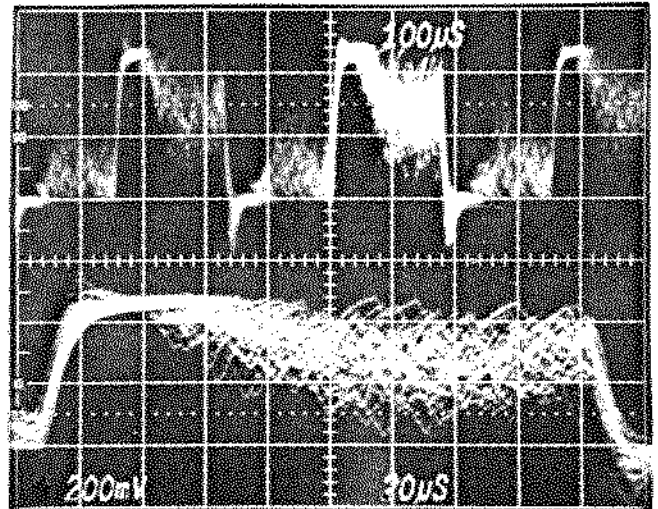
Fig. IV.5 - Conjunto de curvas obtidas para diversos comprimentos de cabo para probabilidade de erro de 10^{-3}
a) com armadilha de baixa frequência
b) sem armadilha de baixa frequência

IV.4 - DETERMINAÇÃO DA TAXA DE ERROS DOS ENLACES INDIVIDUAIS

Sem a colocação do filtro na entrada do equalizador , além de não ser possível obter um conjunto de curvas padrão para estimar a taxa de erros na linha, a degradação da potência de áudio não é homoganeamente distribuída dentro do período de áudio conforme pode ser observado na foto da figura IV.4, onde os picos dos pulsos não se mantêm constante dentro dos semiciclos da frequência de áudio. Isso faz com que o conteúdo de áudio regenerado quando há ruído presente na linha sofra distorções (Fig. IV.6), não sendo mais uma onda quadrada e provocando comportamento não homogêneo dos regeneradores da cadeia.



(a)

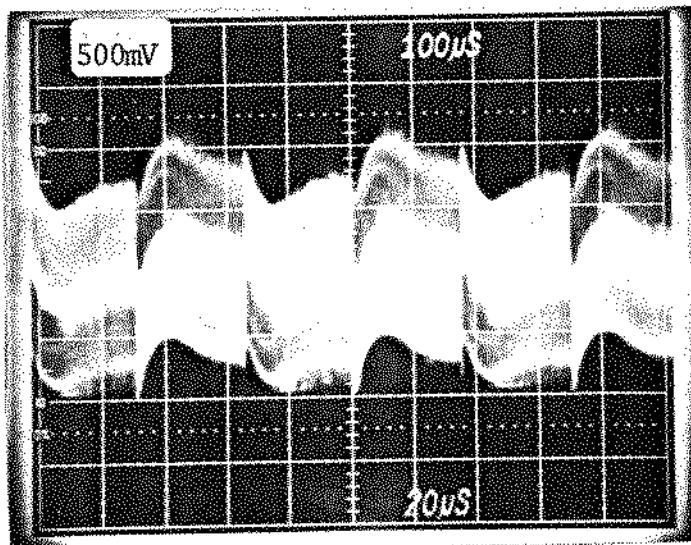


(b)

IV.6 - Comportamento do conteúdo de áudio na saída do (j-1)-ésimo regenerador de uma cadeia repetidora sem a colocação do filtro na entrada do equalizador para o padrão 1/5. (a) sem erros de regeneração. (b) com erros de regeneração provocados por ruído na linha causando taxa de erros de 10^{-4} .

O efeito do conteúdo de áudio da Fig. IV.6-b obtido na saída do (j-1)-ésimo regenerador da cadeia, em presença de ruído, irá se manifestar no equalizador do j-ésimo regenerador de

forma não homogênea conforme ilustra a foto da Fig. IV.7.



região de menor probabilidade de erros de regeneração

Fig. IV.7 - Foto obtida na saída do equalizador do j -ésimo regenerador da cadeia quando não há ruído no j -ésimo enlace* e quando o conteúdo de áudio regenerado pelo $(j-1)$ -ésimo regenerador tem a forma de onda da figura IV.6(b) provocado por uma taxa de erros de 10^{-4} .

Com a inclusão do filtro de baixa frequência, os regeneradores passam a apresentar o comportamento descrito no apêndice B, assegurando ocorrência de erros homogeneamente distribuída em todo o período de áudio, conforme ilustram a Fig. IV.8 e IV.9, tornando possível aplicar as estimativas de probabilidades de erros dos enlaces individuais desenvolvida no Capítulo III.

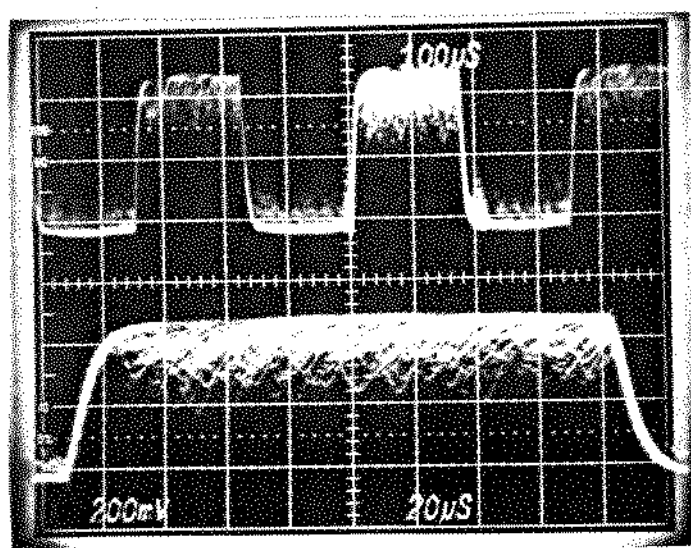


Fig. IV.8 - Conteúdo de áudio regenerado para o padrão 1/5 e taxa de erros de 10^{-4} quando é inserido o filtro de áudio na entrada do equalizador. Observe a distribuição homogênea de erros de regeneração durante o período de áudio.

* O j -ésimo enlace compreende a linha que interliga a saída do $(j-1)$ -ésimo regenerador e a entrada do j -ésimo regenerador mais o j -ésimo regenerador.

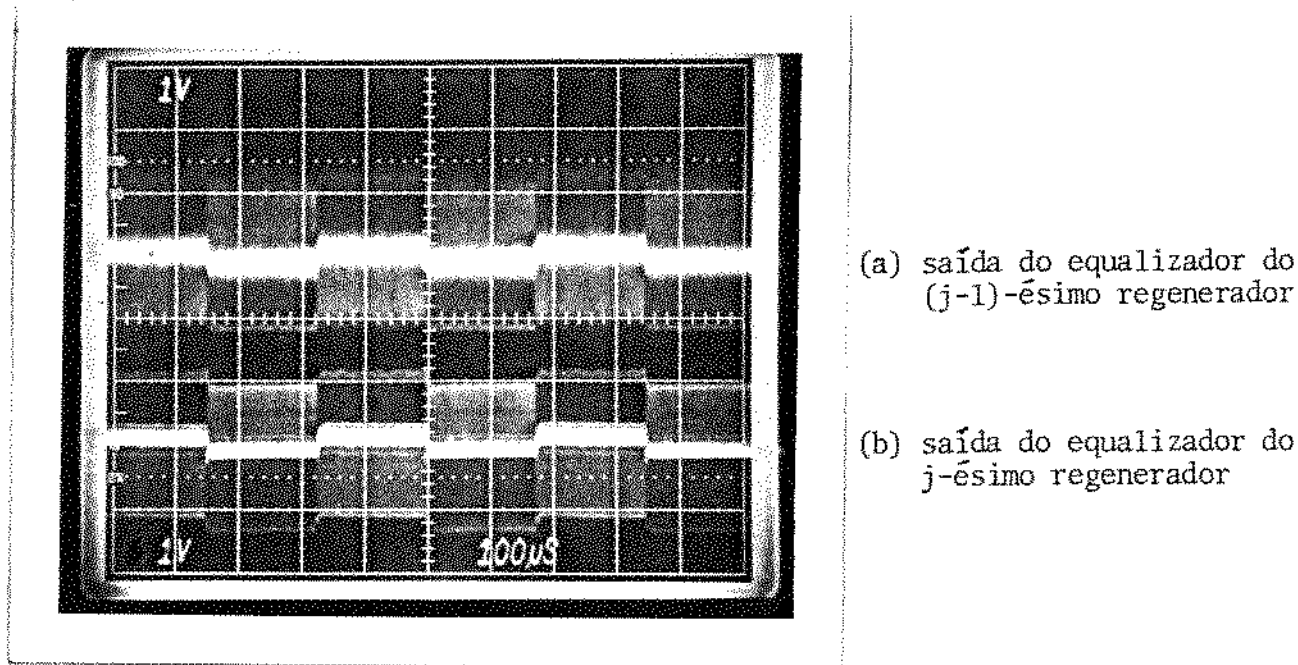


Fig. IV.9 - Foto obtida na saída dos equalizadores com a colocação dos filtros de baixa frequência na entrada dos equalizadores para uma linha com taxa de erros de 10^{-4} na saída do (j-1)-ésimo regenerador e sem ruído no j-ésimo enlace*.

Resultados Experimentais

Foi realizada a montagem experimental da figura IV.10, utilizando dois regeneradores para simular o (j-1)-ésimo e o j-ésimo enlaces de uma cadeia repetidora contendo n regeneradores, com filtro de baixa frequência acoplado à entrada do equalizador.

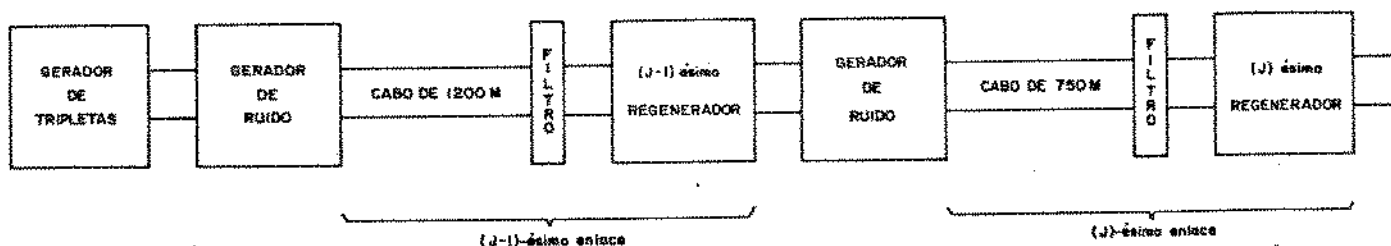


FIG. IV.10

* O j-ésimo enlace compreende a linha que interliga a saída do (j-1)-ésimo regenerador e a entrada do j-ésimo regenerador mais o j-ésimo regenerador.

As curvas padrão da figura IV.11 foram obtidas injetando ruído conhecido apenas no $(j-1)$ -ésimo enlace e medindo a potência de áudio na saída do $(j-1)$ -ésimo regenerador para cada probabilidade de erros preestabelecida.

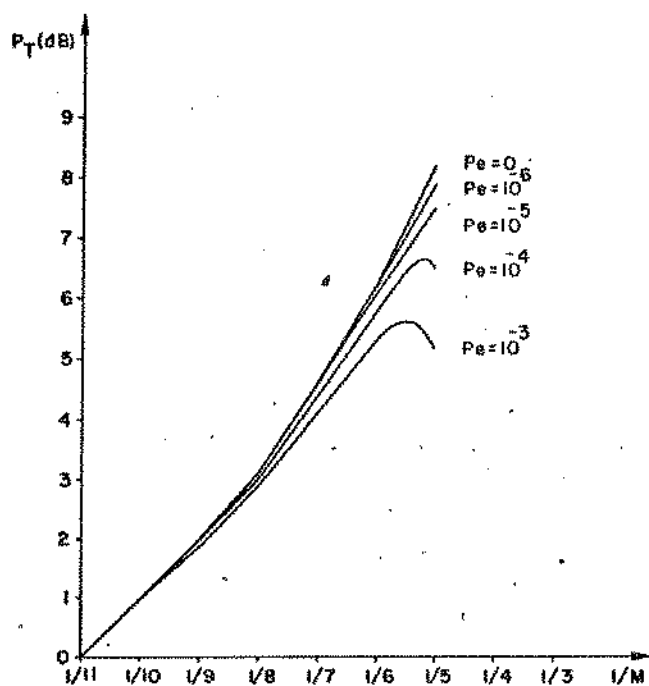
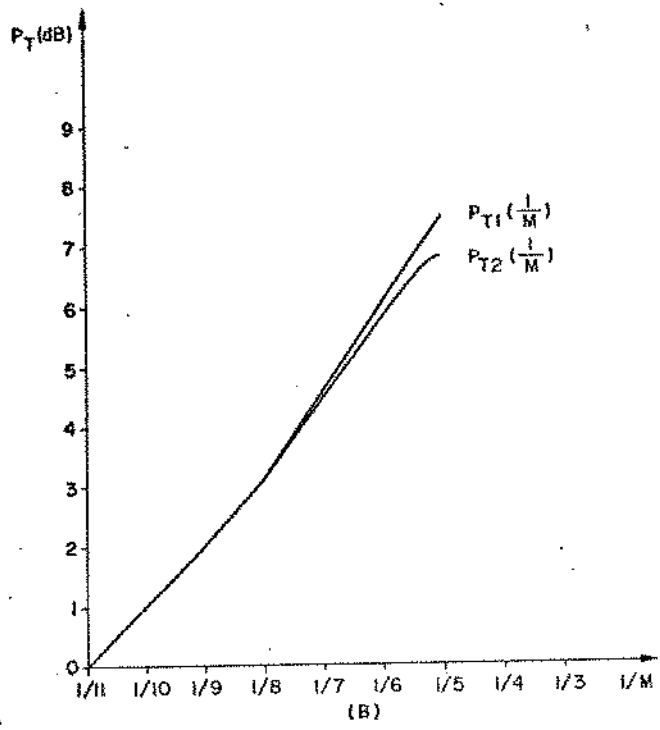
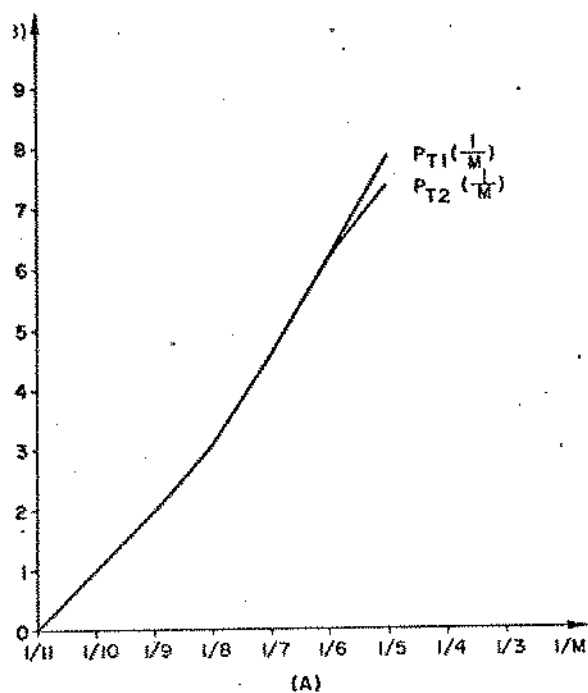
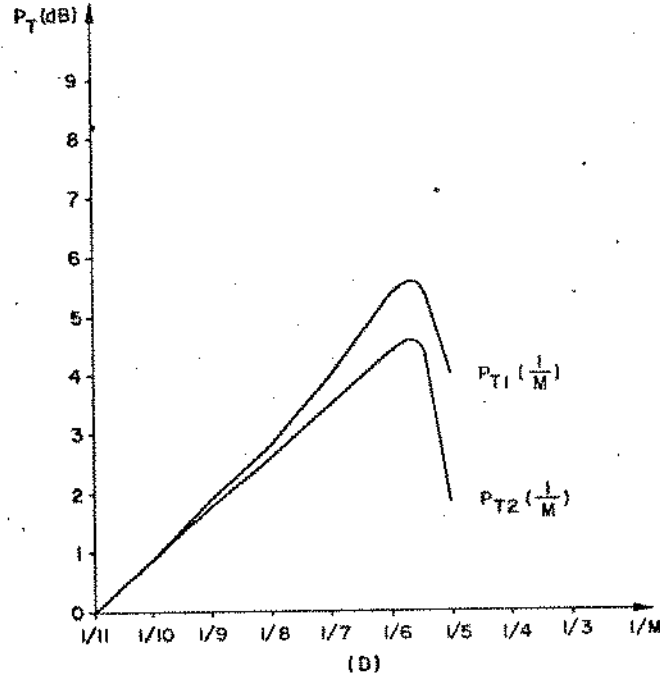
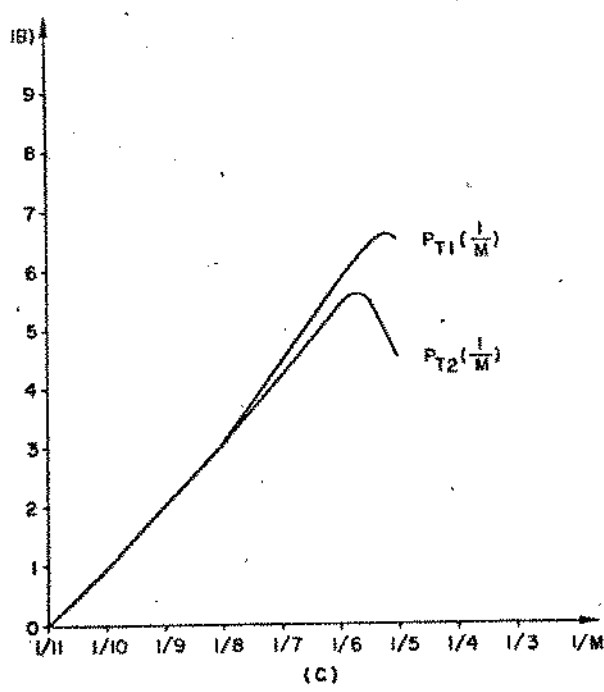


Fig.IV.11 - Curvas Padrão de Potência de Áudio

Injetando ruído conhecido nos enlaces individuais e levantando as curvas de potência de áudio nas saídas do $(j-1)$ -ésimo e do j -ésimo regeneradores, variando a taxa de erros na linha, foram obtidas as curvas da figura IV.12.



7071/12



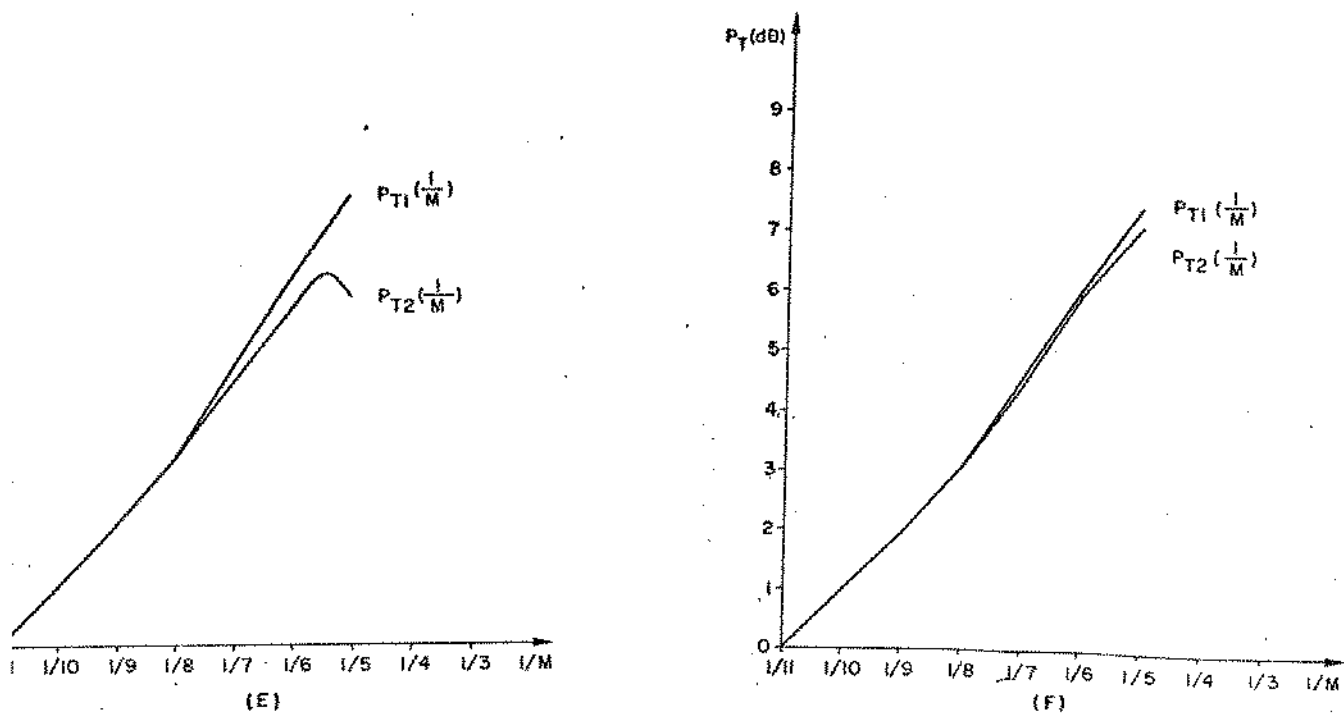


FIG. IV.12

$P_{T1}(\frac{1}{M})$ = curva de potência de áudio obtida na saída do (j-1)-ésimo regenerador.

$P_{T2}(\frac{1}{M})$ = curva de potência de áudio obtida na saída do j-ésimo regenerador

De posse apenas das curvas de potência de áudio da Fig. IV.12 e das curvas padrão da Fig. IV.11, podemos aplicar o método desenvolvido no Capítulo III para constatar com boa precisão a taxa de erros nos enlaces individuais através da equação IV.1, obtendo a Tabela IV.1.

$$P_j\left(\frac{1}{M}\right) = P_0\left(\frac{1}{M}\right) - \{P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)\} \quad \text{eq. IV.1}$$

TABELA IV.1

Fig IV.11	TAXA DE ERROS SIMULADA		TAXA DE ERROS OBTIDA ATRAVÉS DAS CURVAS DAS FIG. IV.10, IV.11 E DA EQUAÇÃO IV.1	
	Até o (j-i)-ésimo enlace	No j-ésimo enlace	Até o (j-i)-ésimo regenerador	No j-ésimo enlace
(a)	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}
(b)	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}
(c)	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}
(d)	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
(e)	10^{-5}	10^{-4}	melhor que 10^{-5} e pior que 10^{-6}	melhor que 10^{-4} e pior que 10^{-5}
(f)	10^{-5}	10^{-6}	10^{-5}	melhor que 10^{-5} e pior que 10^{-6}

IV.5 - CONCLUSÃO

O simples cuidado nas características do equalizador e do estágio de saída dos regeneradores pode garantir um bom desempenho do SST, mantendo em toda a linha o nível adequado do conteúdo de áudio regenerado e permitindo atuação conveniente do detector de pico em presença do padrão de tripletas. Embora não seja um sistema que mede com precisão a taxa de erros na linha para repetidores em bom estado, o SST convenientemente dimensionado garante a detecção de falhas, eliminando os problemas de ambigüidade que causam erros no diagnóstico de defeitos no sistema de linha

com regeneradores utilizando equalização automática.

Embora o grau de automatização do SST seja baixo, pode ser estudado um sistema de sinalização automática que extrai o conteúdo de áudio de um ou dois padrões convenientemente injetados na linha e compare com uma referência capaz de indicar o estado dos regeneradores e da linha em teste. As vantagens de tal sistema seriam o aumento do grau de automatização, a confiabilidade e o baixo custo.

APÊNDICE A

CARACTERIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO DA POTÊNCIA
DE ÁUDIO AO PASSAR PELO ESTÁGIO DE SAÍDA
DOS REGENERADORES

Admitindo que r_i seja bem menor que $n^2 R_0$ de forma a podermos desprezã-las, e que o período $T/2$ seja suficientemente pequeno para que a exponencial da equação 2 possa ser desprezada, obteremos:

$$v_2(t) \cong V$$

quando ch_1 estiver fechada.

As aproximações adotadas que $r_i \ll n^2 R_0$ e $\exp(-(r_i/L) \cdot T/2 = -(r_i t)/2L) \ll 1$ são bastante razoáveis e correspondem à situação prática, fornecendo:

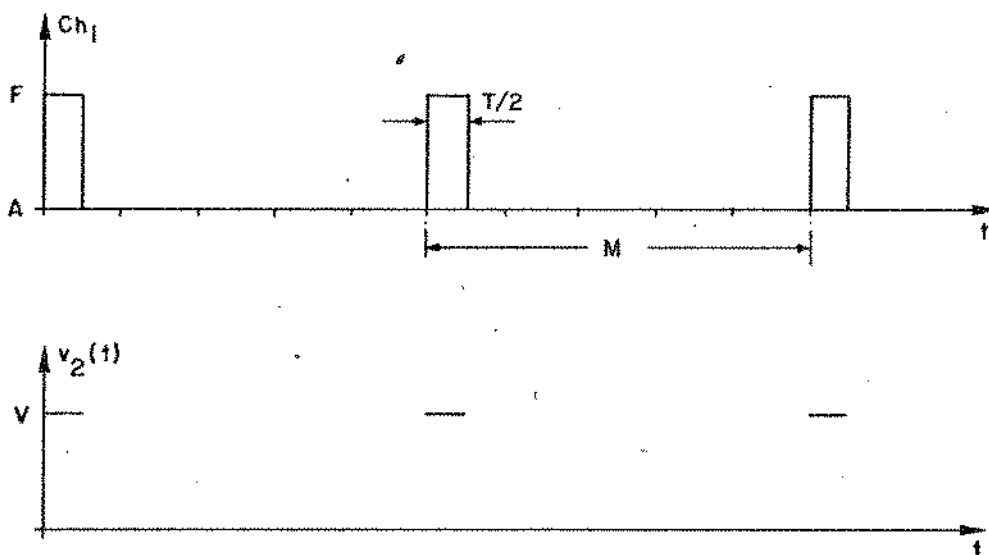


Fig. A.4

Quando a chave ch_1 abre, a corrente $i(t)$ no primário do transformador deve cair instantaneamente para zero. Porém como sabemos, o fluxo armazenado no núcleo do transformador não poderá, da mesma forma, assumir instantaneamente o valor zero, significando que a corrente (i_m) armazenada na indutância de magnetização, durante o intervalo $T/2$ em que a chave ch_1 permanece fechada, deverá ser transferida para o secundário do transformador, produzindo para a tensão de saída a forma de onda da Fig. A.5 com

$$v_2(t) = Vu(t) - i_m n R_0 \left(\exp\left(-\frac{n^2 R_0}{L} t\right) \right) (1 - u(t))$$

$$\text{onde: } u(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } ch_1 \text{ fechada} \\ 0 & \text{para } ch_1 \text{ aberta} \end{cases}$$

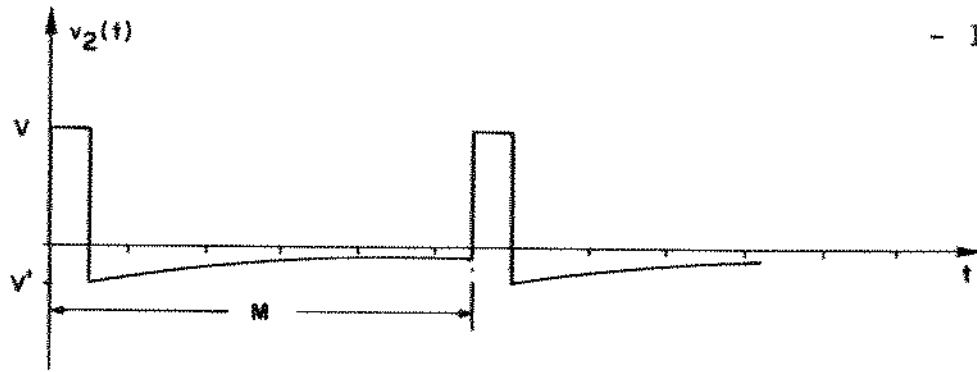


Fig. A.5

Da mesma forma, se considerarmos o período \$MT\$ de ocorrência dos pulsos suficientemente pequeno, podemos assumir a forma de onda da Fig. A.6 fornecendo para a tensão de saída

$$v_2(t) = V u(t) - i_m n R_0 [1 - u(t)] =$$

$$= V u(t) - V_m [1 - u(t)]$$

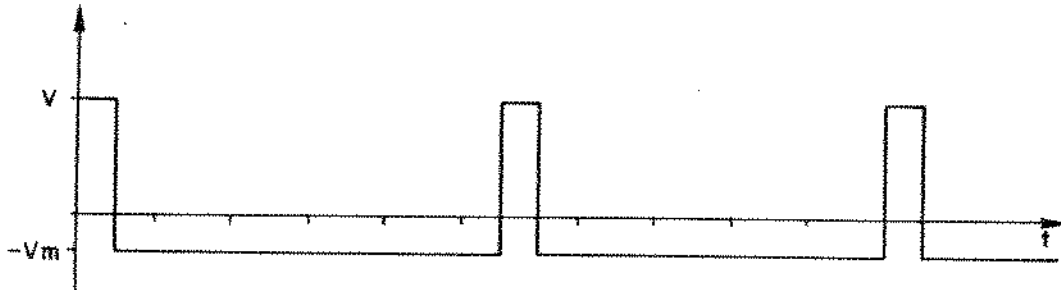


Fig. A.6

Podemos supor essas aproximações sem perda alguma de generalidade, pois além delas ocorrerem na prática, como mostra a Fig. A.7, estaremos interessados nas contribuições médias dos pulsos, ou seja, nas suas áreas e, portanto, em tensões e correntes médias no intervalo \$M\$ de ocorrência dos pulsos.

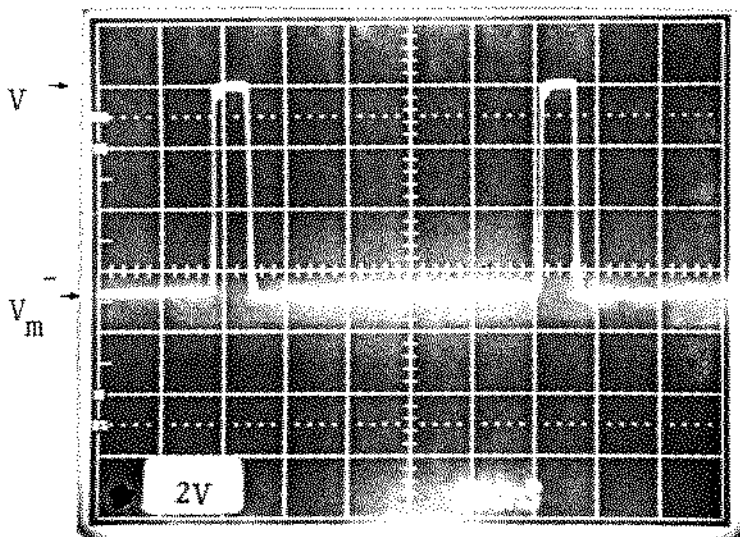


Fig. A.7

Como a carga R_0 na saída é puramente resistiva, a forma de onda de corrente na saída será igual à forma de onda de tensão, fornecendo:

$$i_2(t) = \frac{V}{R_0} u(t) - i_m [1 - u(t)] =$$
$$= I u(t) - I_m [1 - u(t)]$$

Como sabemos, na saída do transformador não poderá haver componente contínua, significando que deveremos impor:

$$\frac{V + V_m}{2M} = V_m \Rightarrow V_m = \frac{V}{2M-1}$$

$$\frac{I + I_m}{2M} = I_m \Rightarrow I_m = \frac{I}{2M-1}$$

A.2 - RESULTADOS PRÁTICOS

Para constatar a validade dos resultados teóricos obtidos, foi elaborada uma montagem experimental excitando o circuito correspondente ao modelo da Fig. A.1 com uma sequência de pulsos com fator de ocupação 50% e dois pulsos a cada M janelas temporais para vários valores de M.

Nesse caso, deveremos impor teoricamente

$$2\left(\frac{V+V_m}{2M}\right) = V_m \Rightarrow V_m = \frac{V}{M-1}$$

As medidas práticas foram feitas através de observação pelo osciloscópio.

A Tabela A.1 contém os resultados teóricos e práticos para comparação.

M	V_m (teórico) $V = 3,4$ Volts	V_m (prático) mV	erro percentual
16	230 mV	227,99	0,9
15	240 mV	230,56	3,9
14	260 mV	253,90	2,5
13	280 mV	267,78	4,4
12	310 mV	293,98	5,2
11	340 mV	327,51	3,7
10	380 mV	380,77	0,2
9	430 mV	432,10	0,5
8	490 mV	489,23	0,2
7	570 mV	562,14	1,4
6	580 mV	666,67	2
5	850 mV	842,00	0,9

Tabela A.1

Levando em consideração as aproximações adotadas e os resultados obtidos através das equações, suporemos daqui para a frente as formas de onda de tensão e corrente no primário e no secundário, conforme mostra a Fig. A.9 e adotaremos sempre o modelo da Fig. A.8, onde r_i foi eliminado.

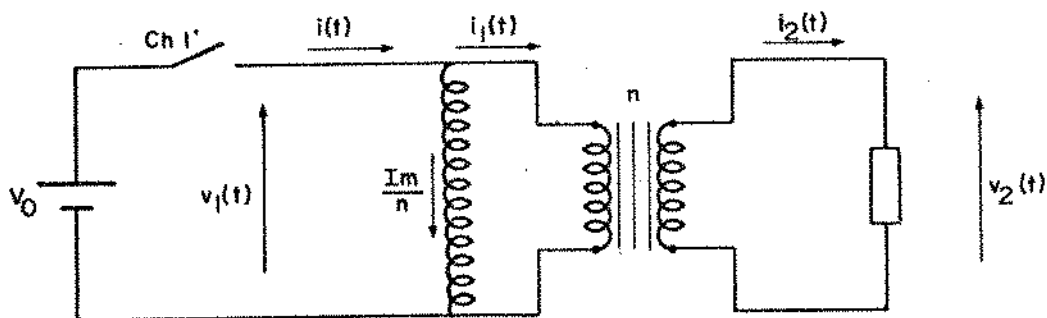


Fig. A.8

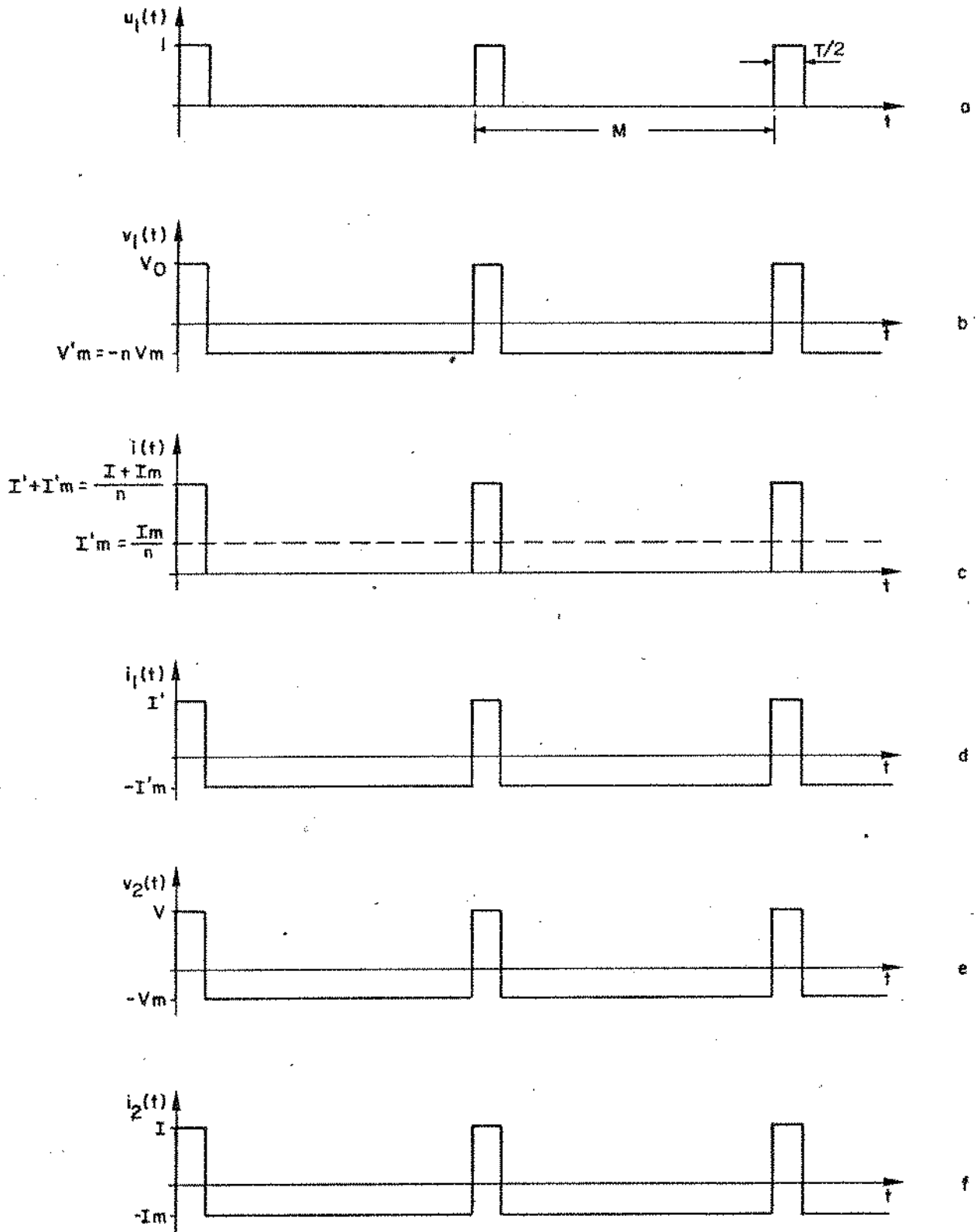


Fig. A.9

$$v_1(t) = V_0 u(t) - V'_m [1 - u(t)] \quad \therefore V'_m = nV_m$$

$$i(t) = I' u(t) - I'_m [1 - u(t)] + I'_m \quad \therefore I' = I/n \quad \therefore I'_m = I_m/n$$

$$i_1(t) = I' u(t) - I'_m [1 - u(t)]$$

$$v_2(t) = V u(t) - V'_m [1 - u(t)] \quad \therefore V = V'_0/n$$

$$i_2(t) = I u(t) - I_m [1 - u(t)] \quad I = V/R_0$$

$$I_m = \frac{I}{2M-1} \quad \text{para um pulso a cada } M \text{ janelas temporais}$$

$$I_m = \frac{I}{M-1} \quad \text{para dois pulsos a cada } M \text{ janelas temporais}$$

$$V_m = \frac{V}{2M-1} \quad \text{para um pulso a cada } M \text{ janelas temporais}$$

$$V_m = \frac{V}{M-1} \quad \text{para dois pulsos a cada } M \text{ janelas temporais}$$

Fig. A.9

A Fig. A.10 apresenta as fotos para as formas de onda de tensão e corrente na entrada do transformador.

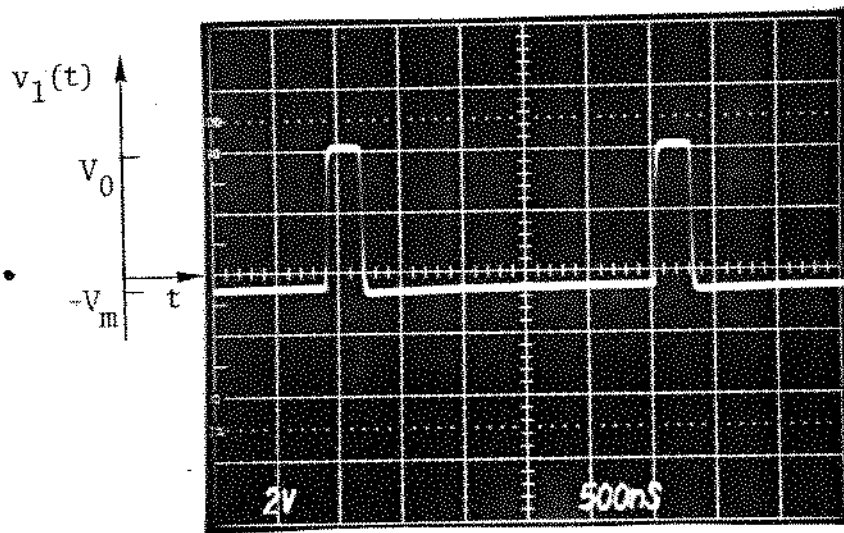
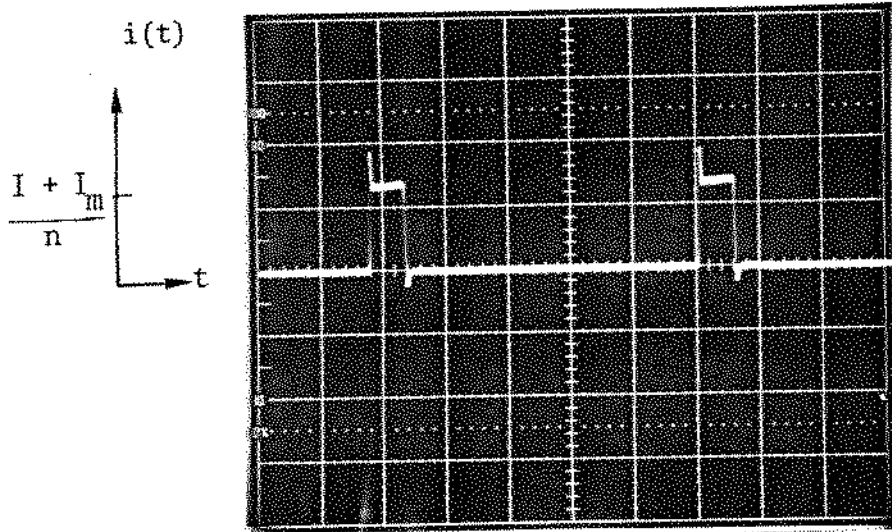


Fig. A.10

A.3 - SEQUÊNCIA INFINITA DE PULSOS DE MESMA POLARIDADE COM DENSIDADE DE PULSOS QUE VARIA PERIODICAMENTE COM UMA FREQUÊNCIA BEM INFERIOR À FREQUÊNCIA DE REPETIÇÃO DOS PULSOS, MANTENDO TODAS AS CARACTERÍSTICAS ATÉ AGORA CONSIDERADAS

No circuito da Fig. A.8 fazemos a chave ch_1 produzir o diagrama da Fig. A.11.

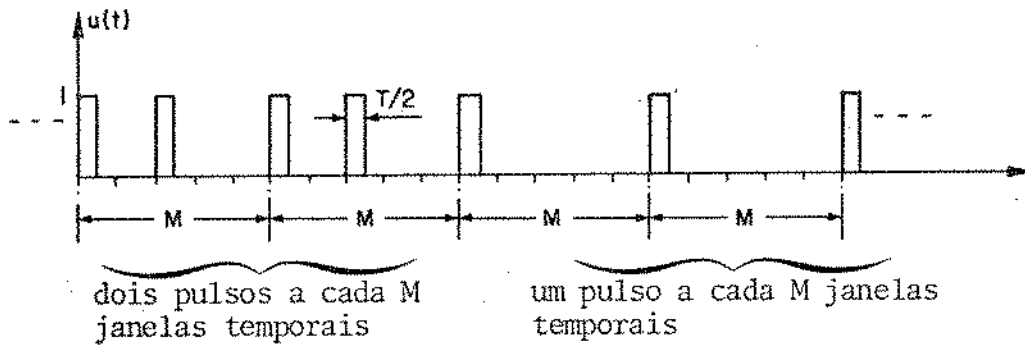


Fig. A.11

Simplificando:

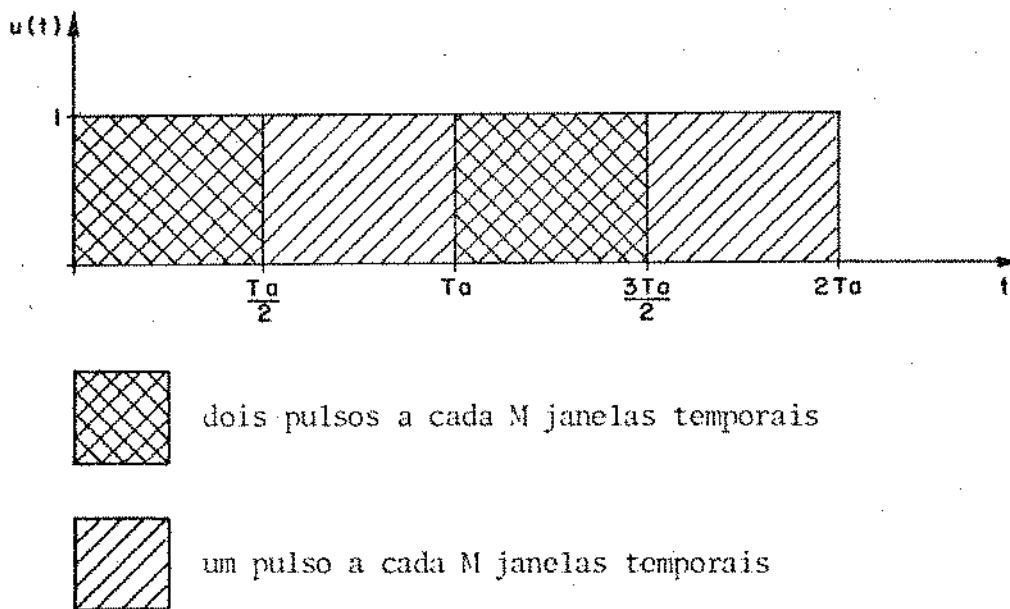


Fig. A.12

Para estudar essa nova situação, devemos inicialmente separar em dois casos distintos:

1. quando o transformador tem baixo ganho de corrente na frequência $f_a = 1/Ta$ comparando com n .
2. quando o transformador tem ganho de corrente quase igual na frequência $f_a = 1/Ta$.

Caso 1:

Estudo do circuito quando o transformador responde mal à frequência f_a (de áudio) contida no nível médio dos pulsos.

Nesse caso, estaremos inicialmente considerando que o transformador não deixa passar de um lado para outro qualquer conteúdo de baixa frequência que porventura venha a se desenvolver em seus enrolamentos.

Vamos primeiramente imaginar que a chave ch_1 esteja fornecendo indefinidamente seqüências com dois pulsos a cada M janelas temporais, resultando:

$$i_2(t) = I u(t) - I_m [1 - u(t)] = I u(t) - X_1 [1 - u(t)]$$

com
$$I_m = \frac{I}{M-1} = X_1$$

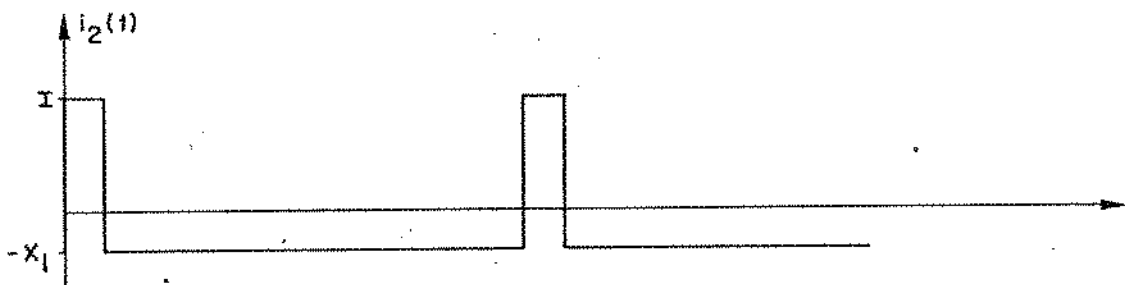


Fig. A.13

Nessas condições, irá transitar pela indutância de magnetização a corrente média $I'_m = I_m/n = X'_1$.

Digamos que a partir de um certo instante t , a chave ch_1 passe a fornecer um pulso a cada M janelas temporais, resultando na situação de regime:

$$i_2(t) = I u(t) - X_2 [1 - u(t)]$$

com
$$X_2 = \frac{I}{2M-1}$$

Nessas condições, irá transitar pela indutância de magnetização a corrente média $X'_2 = X_2/n$.

Se a chave ch_1 alternar periodicamente a densidade dos pulsos de dois pulsos para um pulso a cada M janelas temporais, conforme o diagrama da Fig. A.8, resultará que a corrente média na indutância de magnetização passará de X'_1 para X'_2 periodicamente se for atingido o regime. Para que o regime seja atingido é necessário que a indutância de magnetização seja suficientemente pequena para não se opor à variação da corrente de magnetização durante um semiciclo de áudio.

Obteremos nessas condições a forma de onda para a corrente de magnetização.

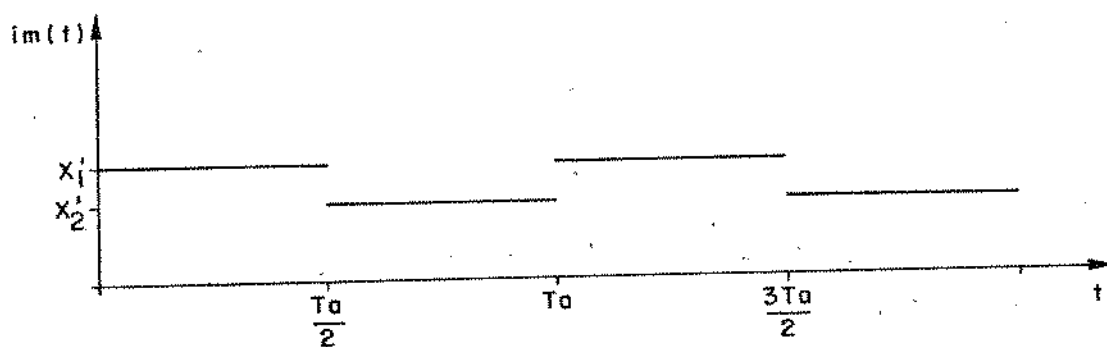


Fig. A.14

Na saída será obtida a forma de onda da Fig. A.15.

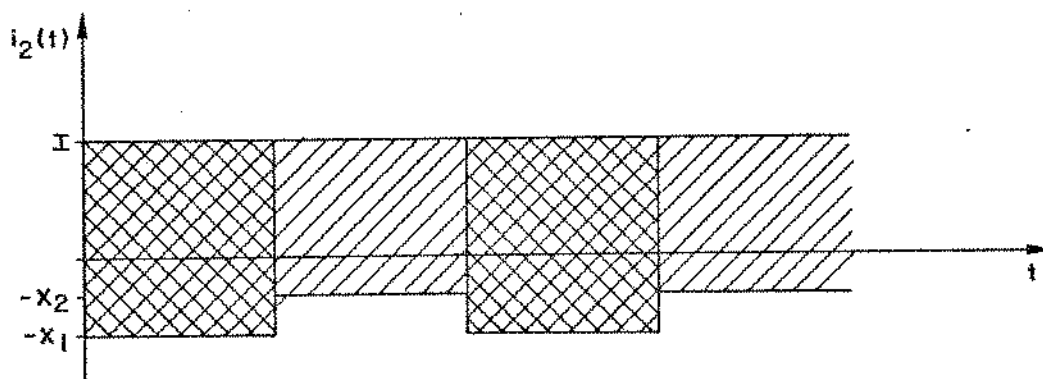


Fig. A.15

A Fig. A.16 apresenta a foto obtida na prática com um transformador respondendo mal às frequências de áudio ($f_a = 1/Ta$).

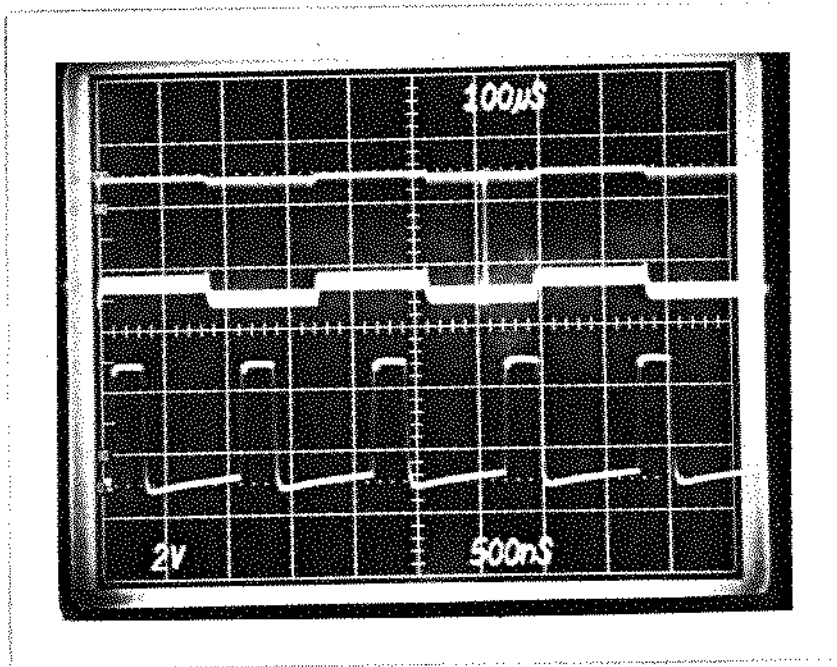


Fig. A.16

Quando o transformador responde melhor às frequências f_a de áudio, contidas na variação da corrente de magnetização, a indutância de magnetização torna-se suficientemente grande para se opor parcialmente à variação da corrente de magnetização; isso faz com que a variação da corrente de magnetização diminua, resultando uma forma de onda exponencial, como mostra a Fig. A.17.

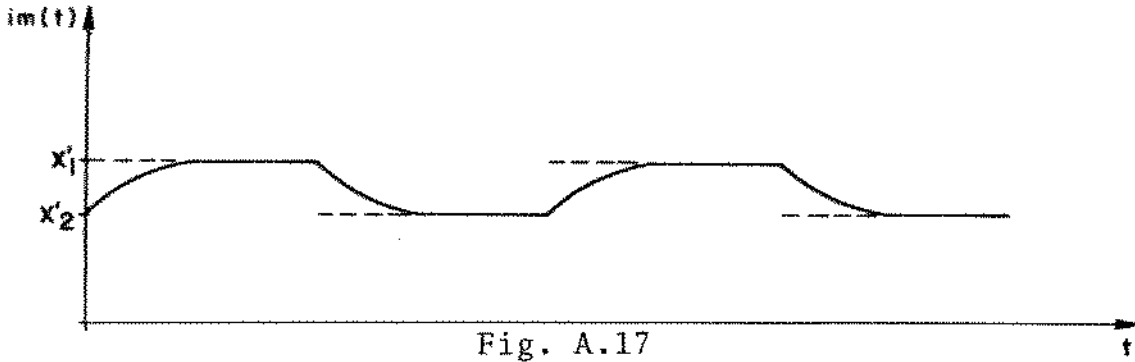


Fig. A.17

Isso significa que a porção de energia que a indutância de magnetização não consegue reter é transferida para o secundário.

A Fig. A.18 apresenta a foto obtida para a corrente de saída.

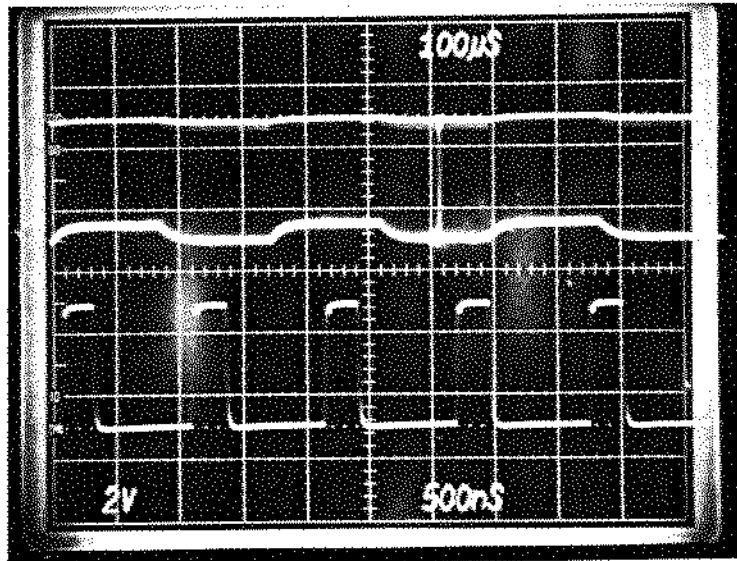


Fig. A.18

Para um transformador ideal, a indutância de magnetização se opõe totalmente à variação de corrente média i_m , resultando as formas de onda das Figs. A.19 e A.20.

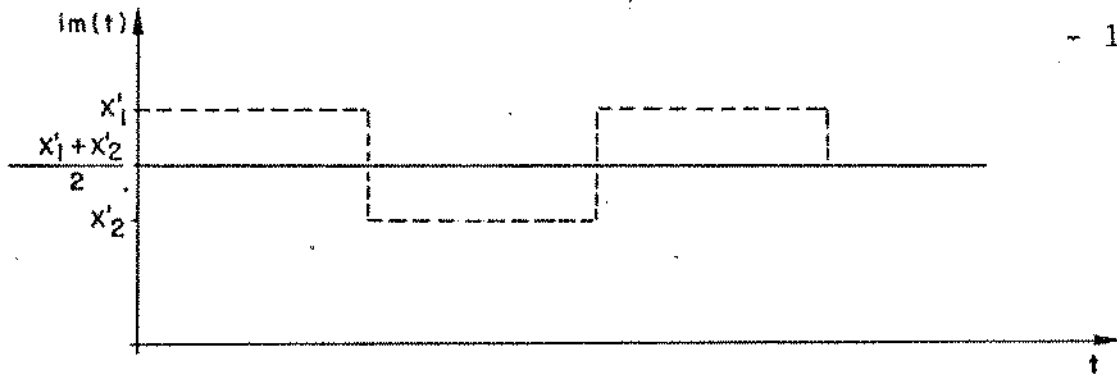


Fig. A.19

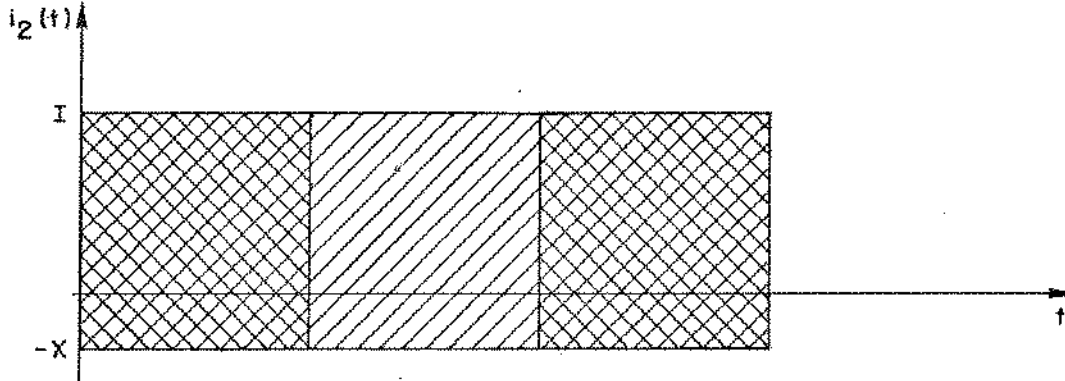


Fig. A.20

sendo:
$$\frac{1}{2} \left\{ \frac{I+X}{M} + \frac{I+X}{2M} \right\} = X \Rightarrow X = \frac{3I}{4M-3}$$

O conteúdo de baixa frequência na saída será dado pela Fig. A.21.

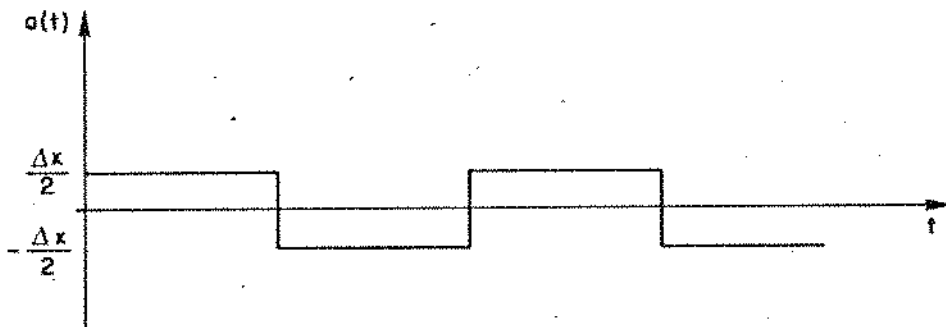


Fig. A.21

onde:
$$\Delta X = \frac{I+X}{M} - \frac{I+X}{2M} = \frac{I+X}{2M} = \frac{I + \frac{3I}{4M-3}}{2M} = \frac{4I}{4M-3}$$

$$\Delta X = \frac{4I}{4M-3}$$

A foto da Fig. A.22 apresenta a forma de onda na saída para um transformador respondendo bem na frequência f_a .

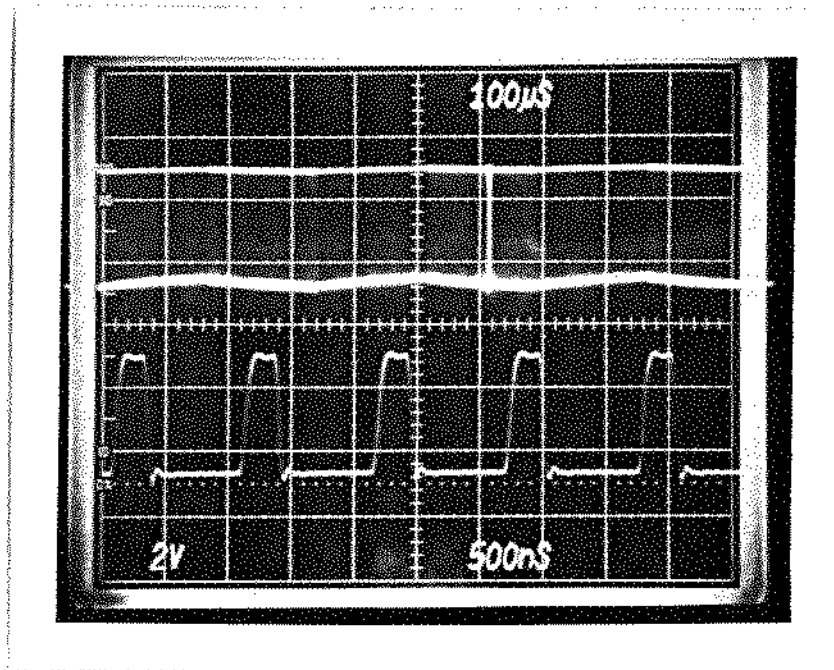


Fig. A.22

Estudo para o caso geral:

Podemos estudar agora a situação de interesse que corresponde ao circuito completo do estágio de saída dos regeneradores, como apresentado na Fig. A.23.

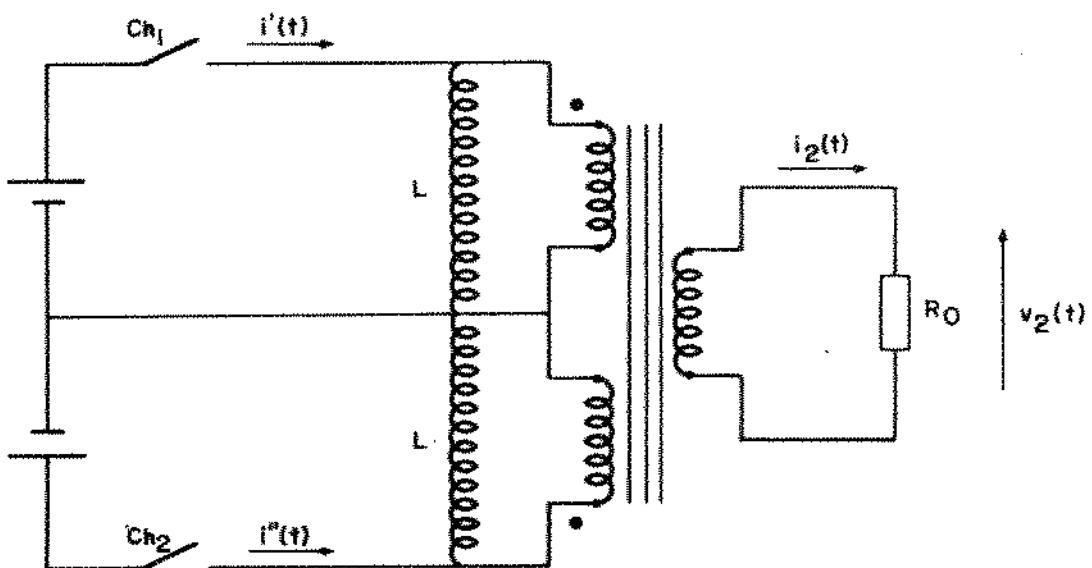


Fig. A.23

As chaves ch_1 e ch_2 estão chaveando de forma a produzirem pulsos com as características já definidas.

Digamos que as chaves ch_1 e ch_2 apresentem os diagramas da Fig. A.24.

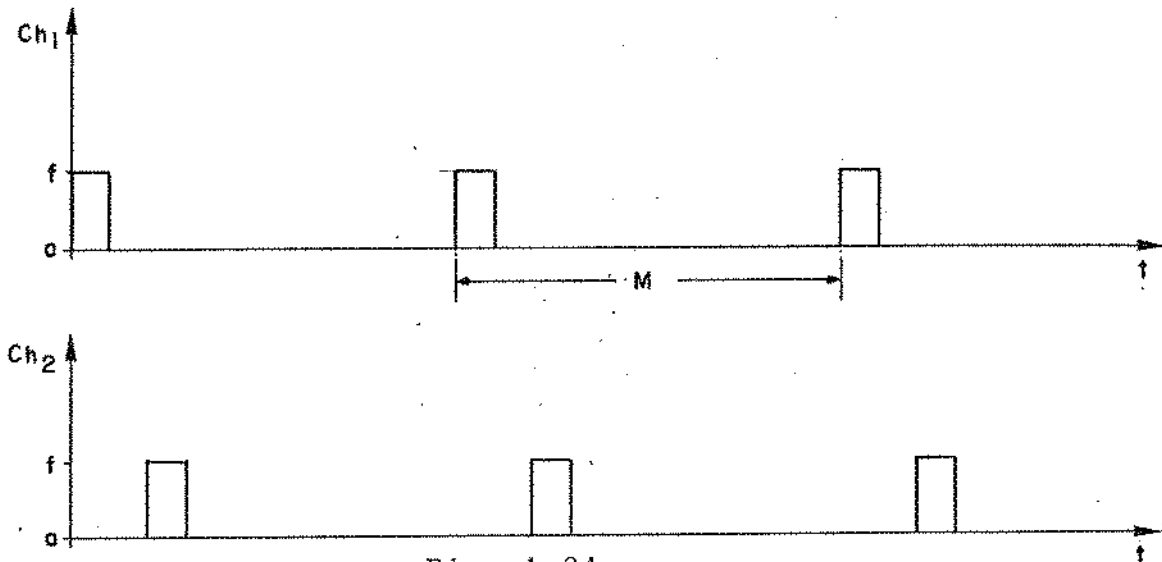


Fig. A.24

A tensão $V_2(t)$ ou a corrente $i_2(t)$ na saída será produzida pela soma dos efeitos produzidos no enrolamento primário.

Considerando as duas chaves isoladamente, teremos

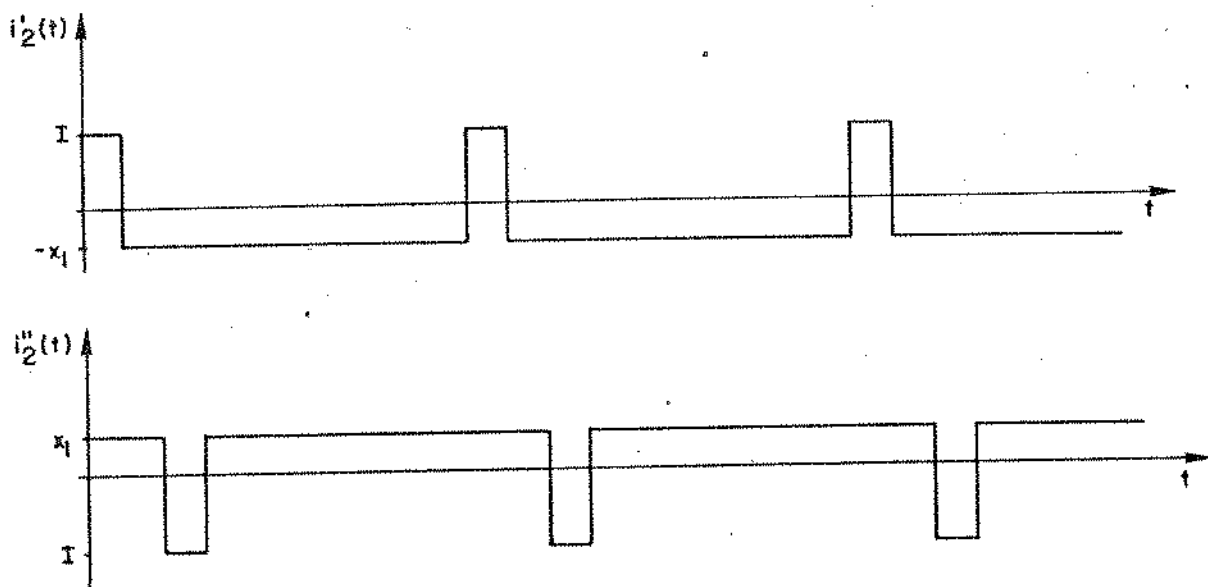


Fig. A.25

onde: $i_2'(t)$ é a corrente obtida na saída devido a ch_1 , se a chave ch_2 estivesse indefinidamente aberta.

$i_2''(t)$ é a corrente obtida na saída devido a ch_2 se a chave ch_1 estivesse indefinidamente aberta.

Para este caso particular, a corrente $i_2(t)$ produzida na saída pelo diagrama da Fig. A.24 será a soma das correntes $i_2'(t)$ e $i_2''(t)$, produzindo

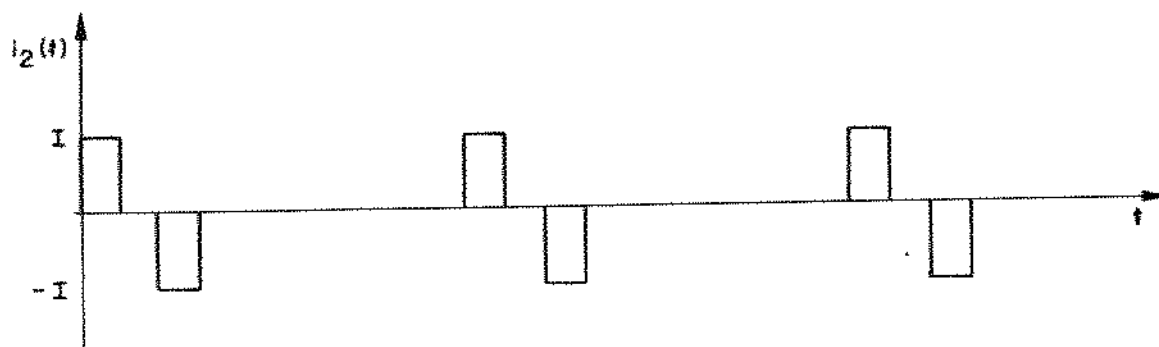


Fig. A.26

As fotos da Fig. A.27 apresentam esse caso na prática.

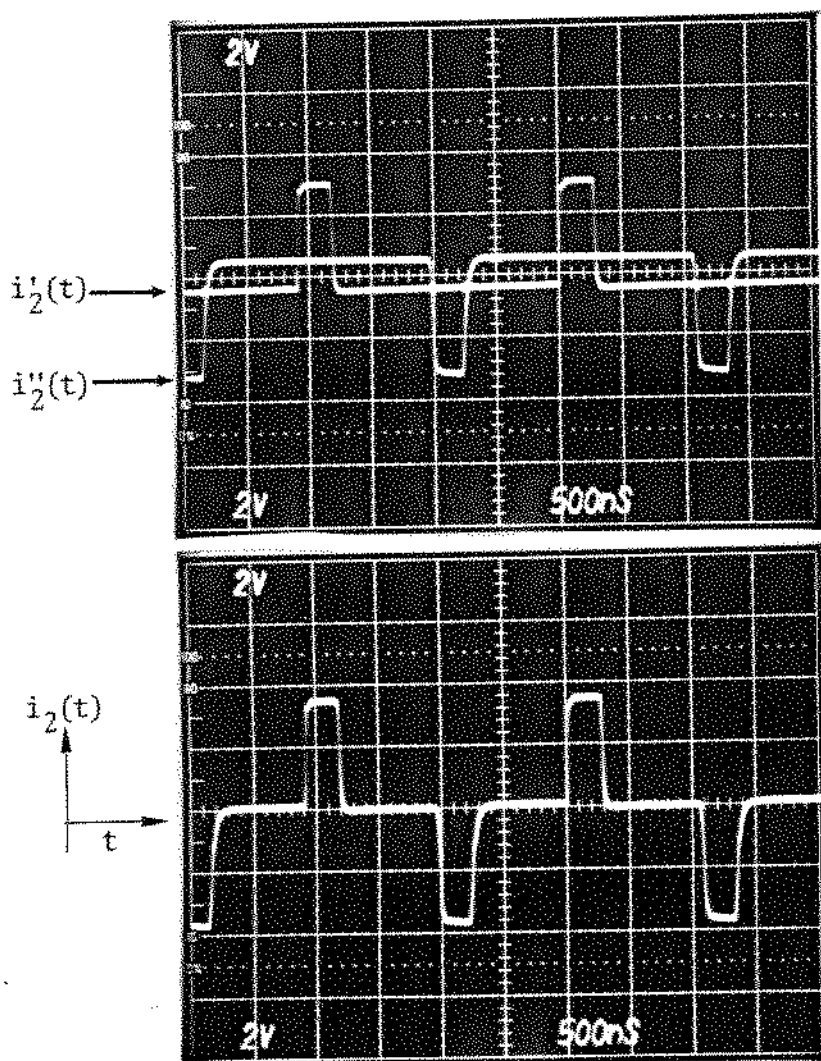


Fig. A.27

Esses resultados ocorrem sempre que as chaves ch_1 e ch_2 estejam produzindo seqüências de pulsos simétricos.

Analisemos agora o caso em que a chave ch_1 esteja produzindo indefinidamente dois pulsos a cada M janelas temporais e que a chave ch_2 esteja produzindo indefinidamente um pulso a cada M janelas temporais, fornecendo os diagramas da Fig. A.28.

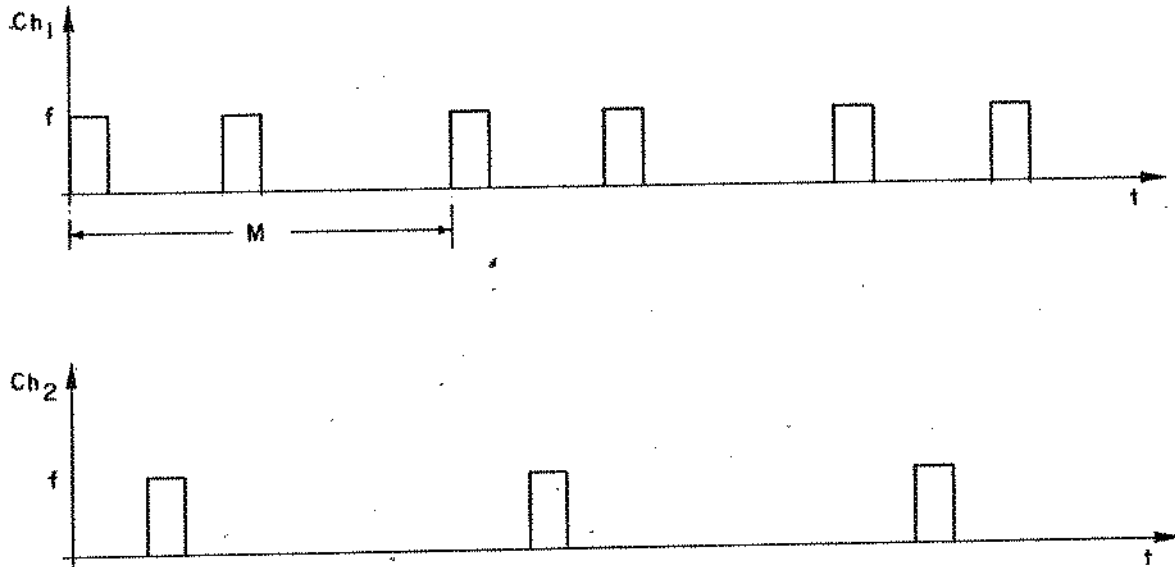


Fig. A.28

Vamos estudar isoladamente quando apenas a chave ch_1 estiver operando e a chave ch_2 estiver aberta, e vice-versa, para depois compararmos com a situação onde as duas chaves estarão operando conjuntamente, conforme o diagrama da Fig. A.31.

Para ch_1 operando e ch_2 aberta, obteremos

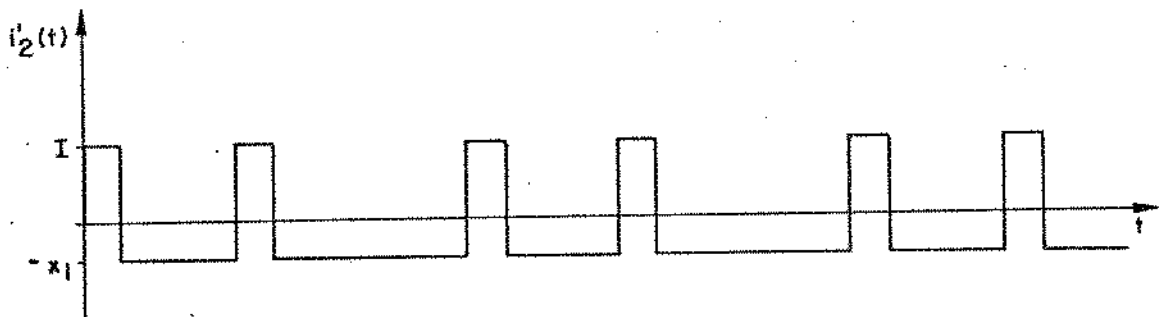


Fig. A.29

$$i_1'(t) = I u_1(t) - X_1 [1 - u_1(t)]$$

$$X_1 = \frac{I}{M-1}$$

$$u_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } ch_1 \text{ fechada} \\ 0 & \text{para } ch_1 \text{ aberta} \end{cases}$$

Para ch_2 operando e ch_1 aberta, obteremos

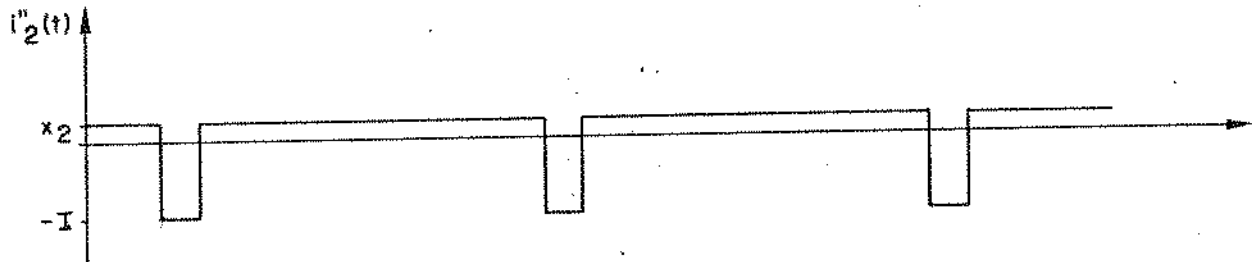


Fig. A.30

$$i'_2(t) = I u_2(t) + X_2 [1 + u_2(t)]$$

$$X_2 = \frac{I}{2M-1}$$

$$u_2(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } ch_2 \text{ fechada} \\ 0 & \text{para } ch_2 \text{ aberta} \end{cases}$$

Se somarmos as duas correntes $i'_2(t) + i''_2(t)$, obteremos a forma de onda da Fig. A.31.

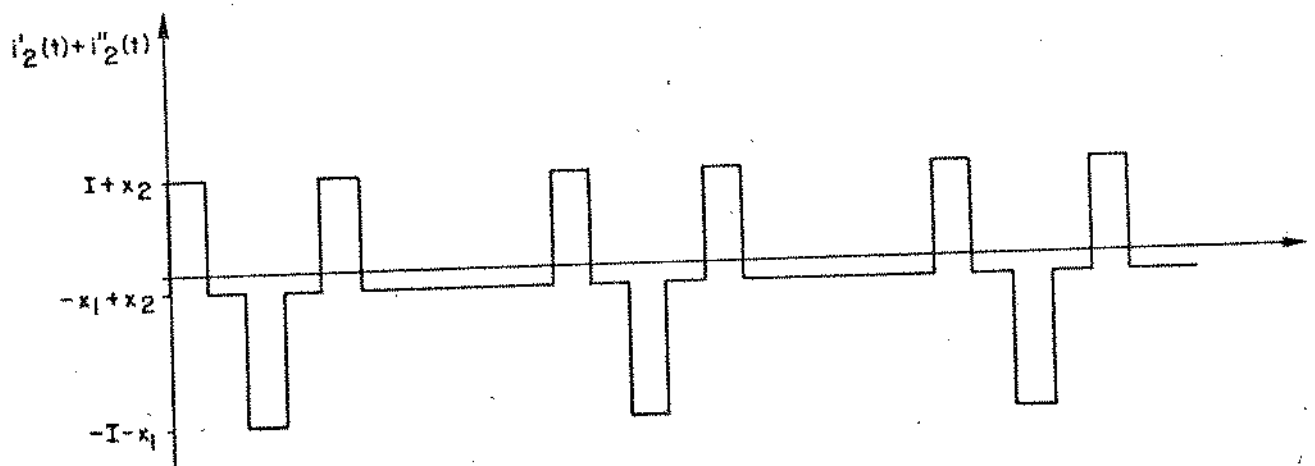


Fig. A.31

A corrente de saída neste caso não poderá ser a soma de $i_2'(t) + i_2''(t)$, pois as chaves ch_1 e ch_2 geram na saída pulsos independentes entre si, provocando o amarramento de suas amplitudes e fornecendo para $i_2(t)$ a sequência de pulsos da Fig. A.32.

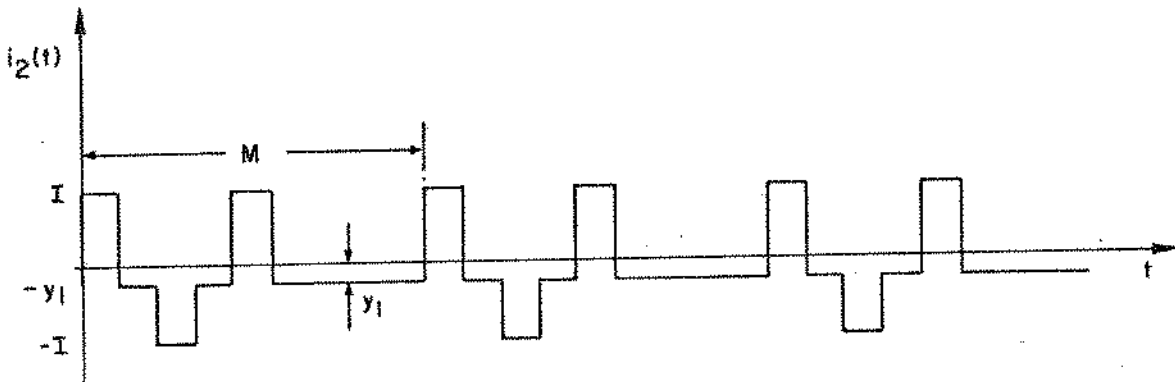


Fig. A.32

Como na saída não poderá haver componente na frequência zero, devemos impor:

$$\frac{I + Y_1}{M} - \frac{I - Y_1}{2M} = Y_1 \quad Y_1 = \frac{I + 3Y_1}{2M}$$

$$Y_1 = \frac{I}{2M-3}$$

Consideremos que após um intervalo de tempo correspondente a $Ta/2$, os diagramas para as chaves ch_1 e ch_2 sejam trocados e que essa inversão ocorra periodicamente a cada $Ta/2$ segundos, conforme a Fig. A.33.

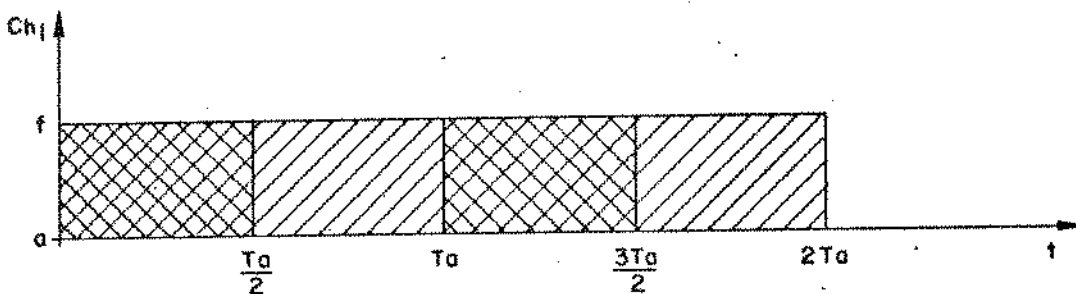


Fig. A.33

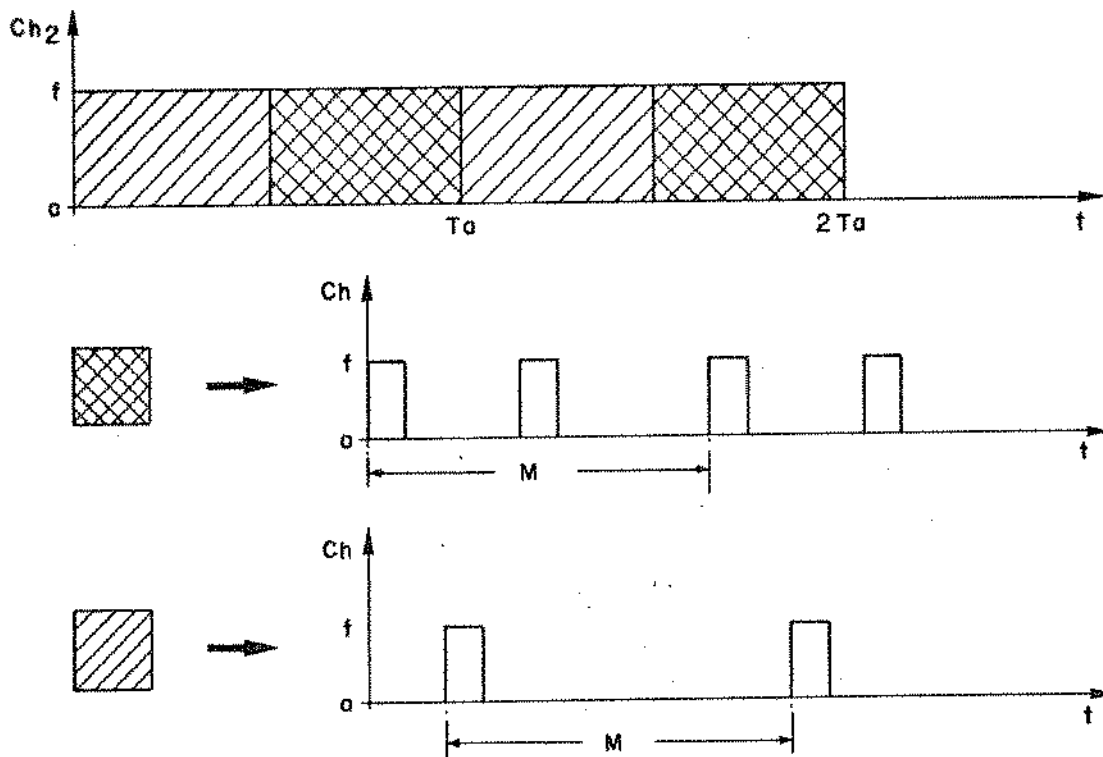


Fig. A.33 (Cont.)

Devemos novamente separar esse caso em duas situações distintas e depois agrupá-las:

1. quando o transformador corta totalmente qualquer conteúdo de baixa frequência
2. quando o transformador deixa passar parcialmente e depois totalmente qualquer conteúdo de baixa frequência excetuando nível d.c.

Caso 1:

Nessa condição a corrente $i_2(t)$ terá a forma de onda da Fig. A.34.

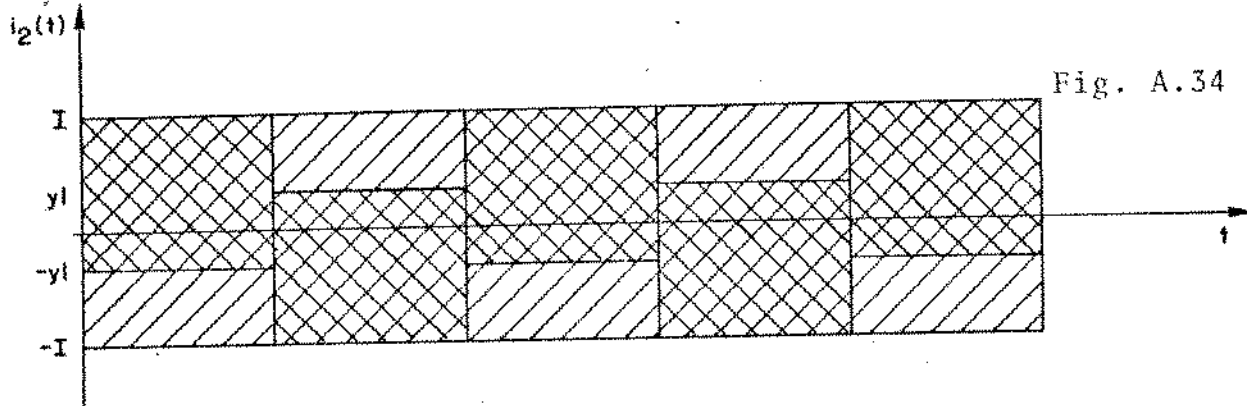


Fig. A.34

$$Y_1 = \frac{I}{2M-3}$$

A foto da Fig. A.35 apresenta o caso prático.

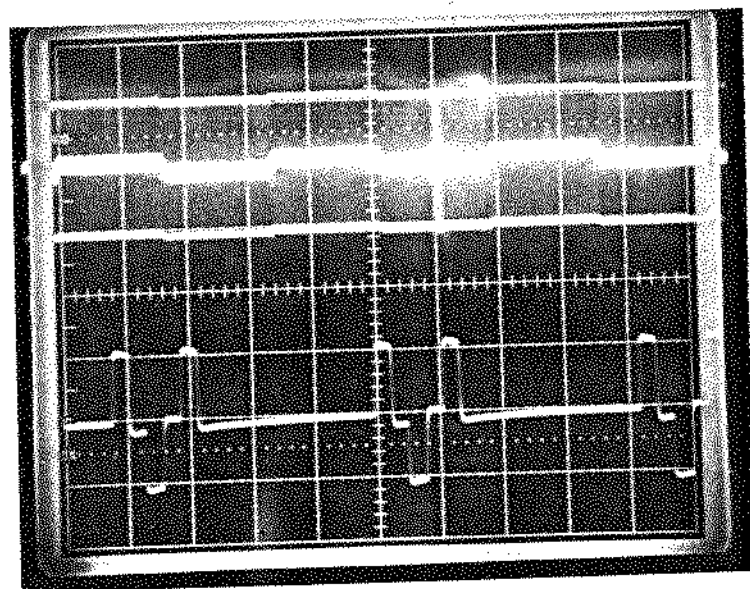


Fig. A.35

Caso 2:

2.a. para um transformador respondendo bem às baixas frequências quase não haverá variação na corrente de magnetização do núcleo quando o conteúdo de baixa frequência varia, produzindo nesse caso a forma de onda da Fig. A.36.

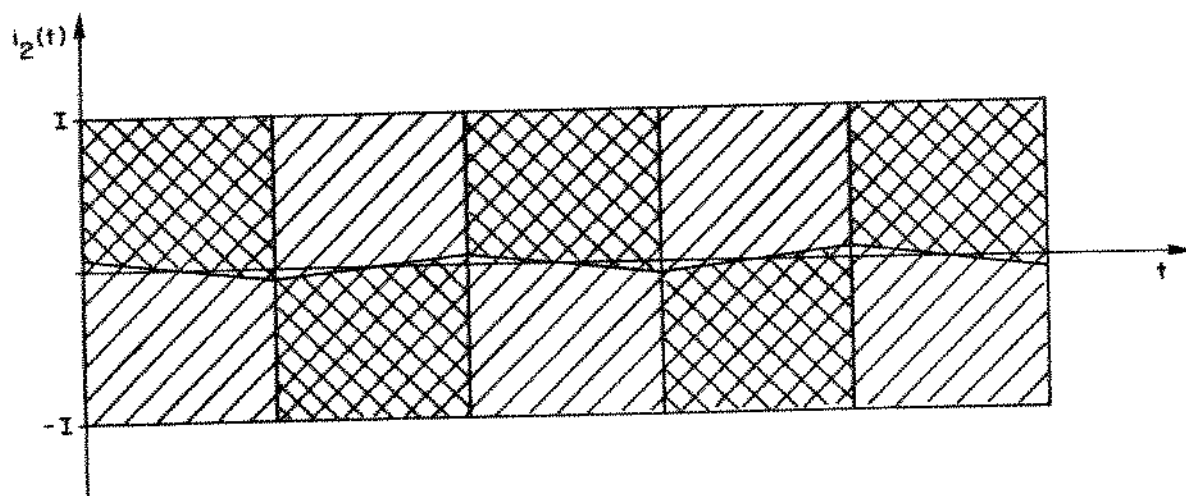
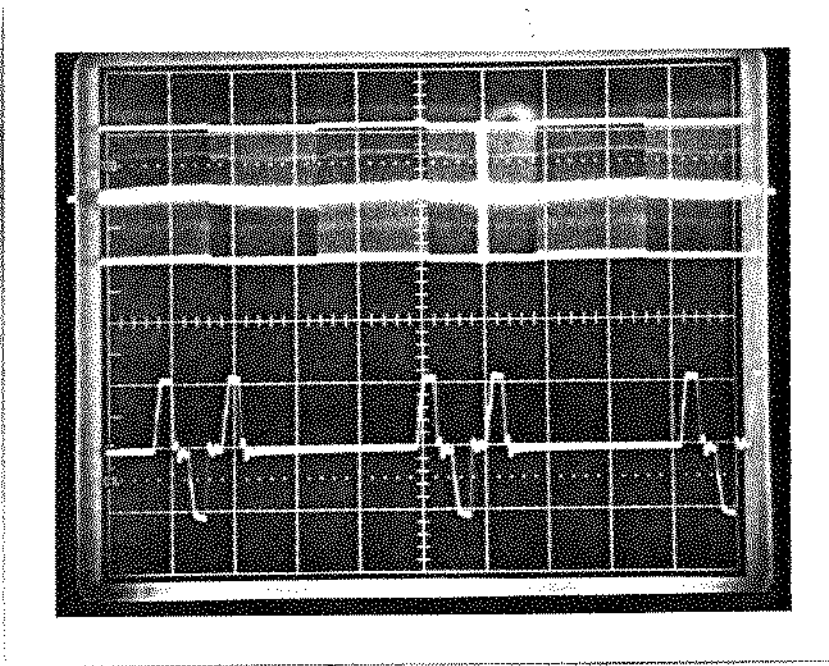


Fig. A.36

A Fig. A.37 apresenta a foto obtida com um transformador respondendo bem às frequências de áudio.



2.b. transformador ideal

Neste caso, a indutância de magnetização não permite nenhuma variação na corrente média que circula na indutância de magnetização produzindo para os pulsos na saída a forma de onda da Fig. A.38.

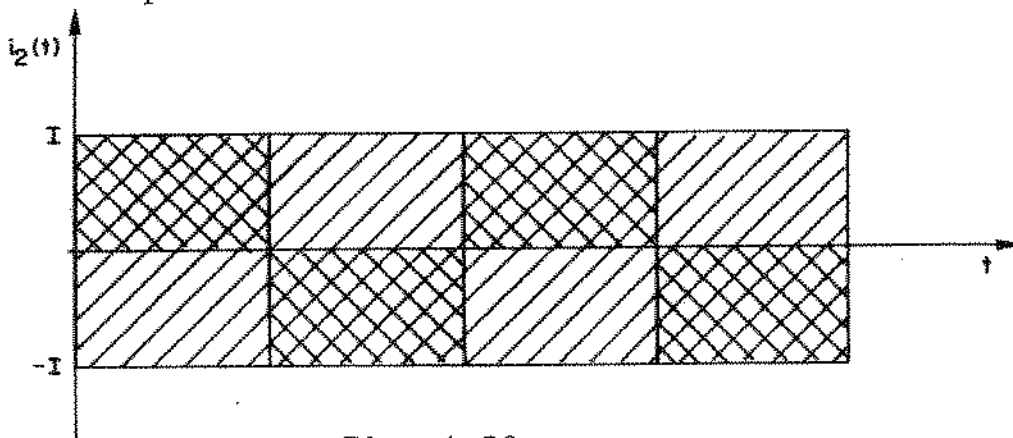


Fig. A.38

O conteúdo de áudio na saída do transformador será devido à contribuição de um pulso a cada M janelas temporais, fornecendo uma amplitude $\delta = I/2M$ na frequência f_a , como mostra a Fig. A.39.

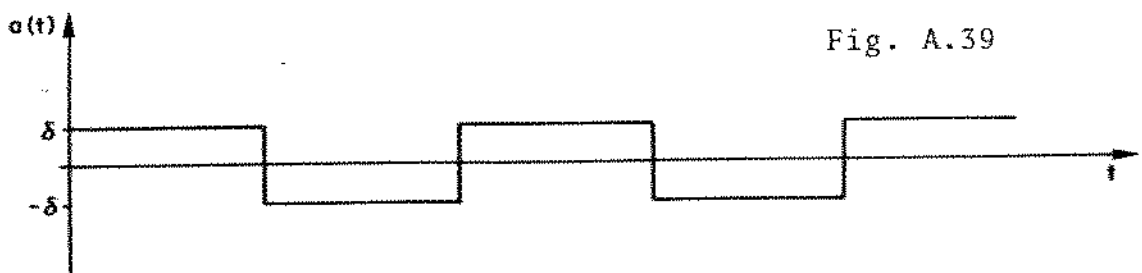


Fig. A.39

onde: $\delta = \frac{I}{2M}$

A potência de áudio fornecida na saída do regenerador para este caso será igual à potência de áudio fornecida pelo gerador de tripletas à linha e, como já foi estudado, vale:

$$P = 10 \log \left(\frac{4}{\pi} \right)^2$$

onde: $\Delta = \frac{V}{2M}$

$$R_L = 1200\Omega$$

A.4 - PREVISÃO DA POTÊNCIA DE ÁUDIO FORNECIDA POR QUALQUER TRANSFORMADOR

Caracterizamos os dois casos extremos, onde nenhuma potência de áudio é transferida para a saída e quando toda a potência de áudio é transferida para a saída.

Devemos agora estabelecer uma fórmula que preveja o caso geral que corresponde a um transformador deixando passar parcialmente a frequência f_a .

Vamos estabelecer a causa da não linearidade na potência de áudio através de uma fórmula exata que demonstra o comportamento dessa não linearidade e estabelece a importância da resposta em frequência do transformador.

Os dois casos extremos analisados produzem as formas de onda da Fig. A.40.

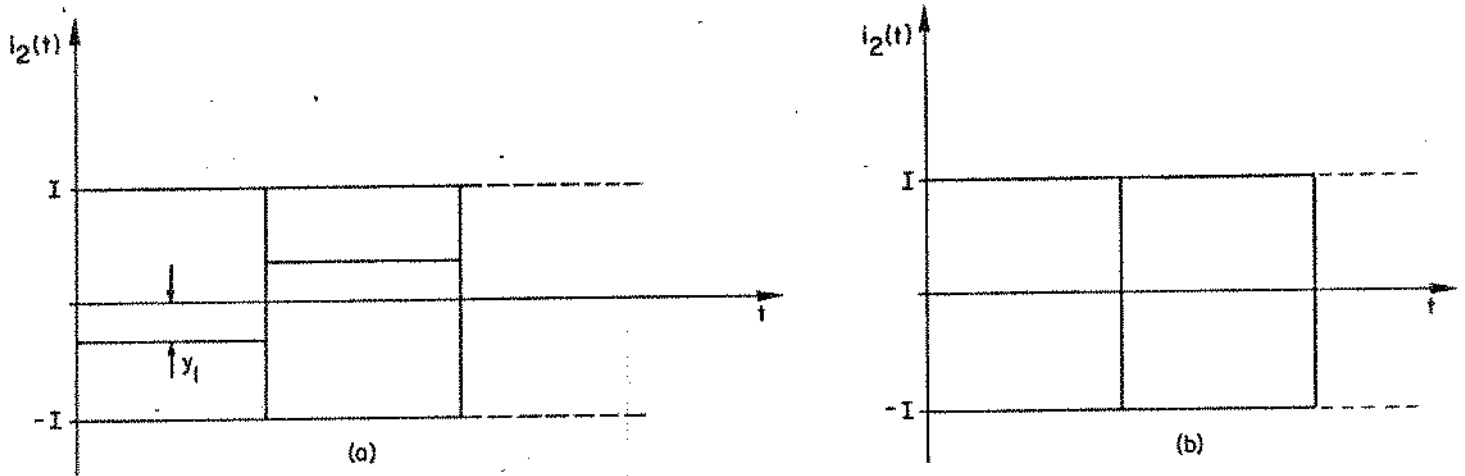


Fig. A.40

Para a Fig. A.40.a , a indutância de magnetização não se opõe à variação da corrente de magnetização.

Para a Fig. A.40.b , a indutância de magnetização se opõe totalmente à variação da corrente de magnetização.

Vamos, por hipótese, inicialmente admitir que na saída do transformador haja um conteúdo de baixa frequência de amplitude $\alpha\delta$. Isso significa que, pela indutância de magnetização, não poderá transitar uma corrente equivalente a $\alpha\delta/n$, que deverá ser transferida para o secundário.

- se $\alpha = 0$, então a situação da Fig. A.40.a será satisfeita.
- se $\alpha = 1$, então a situação da Fig. A.40.b será satisfeita.

Para um α genérico entre 0 e 1 teremos pela hipótese a situação da Fig. A.41, onde a linha tracejada representa o nível da componente de baixa frequência do sinal, e a linha cheia intermediária representa o nível de base do sinal.

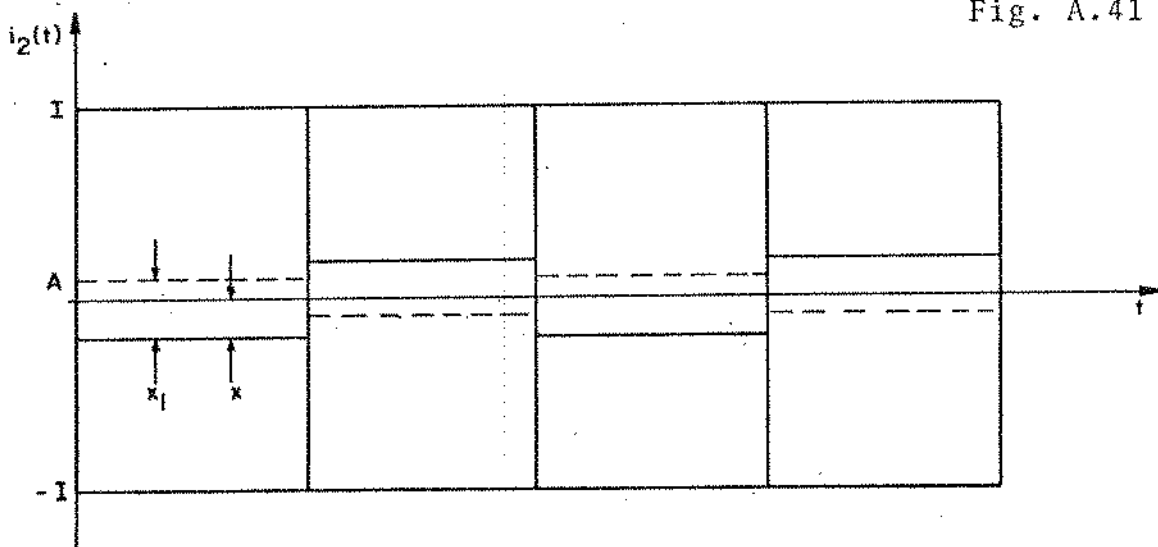


Fig. A.41

A componente de baixa frequência na saída do regenera-
será, durante o semi-ciclo positivo

$$A = \frac{I + X}{M} - \frac{I - X}{2M} - X$$

alternando o seu sinal no semiciclo negativo.

Porém:

$$A = X_1 - X$$

Resultando:

$$A = \frac{I + X_1 - A}{M} - \frac{I - X_1 + A}{2M} - X_1 + A$$

$$X_1 = \frac{I + X_1 - A}{M} - \frac{I - X_1 + A}{2M}$$

$$X_1 = \frac{I - 3A + 3X_1}{2M}$$

$$X_1 = \frac{I - 3A}{2M - 3}$$

A corrente total no primário do transformador será $\frac{X_1}{n}$,
sendo que uma parcela $\alpha \frac{X_1}{n}$ é transferida para o secundário for-
necendo para a componente de áudio:

$$A = \alpha X_1$$

$$A = \frac{\alpha I - 3\alpha A}{2M - 3}$$

$$(2M-3)A + 3\alpha A = \alpha I$$

$$A = \frac{\alpha I}{2M-3(1-\alpha)}$$

A.5 - DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA DE ÁUDIO

A tensão de áudio na saída será:

$$A R_0 = \frac{\alpha I R_0}{2M-3(1-\alpha)} = \frac{\alpha V}{2M-3(1-\alpha)}$$

como já foi visto anteriormente, o filtro de supervisão irá extrair a harmônica fundamental do conteúdo de áudio que irá constituir um tom de áudio. Estamos portanto interessados na primeira harmônica do sinal, resultando para a potência de áudio na linha:

$$P = \frac{1}{2} \frac{\left[\frac{4}{\pi} A R_0 \right]^2}{R_L}$$

onde R_L é a impedância da linha para a frequência f_a de áudio que vale aproximadamente 1200Ω .

Teremos então:

$$P_{dB} = 10 \log \frac{8}{\pi^2 R_L} \left[A R_0 \right]^2$$

$$P_{dB} = 10 \log \frac{8}{\pi^2 R_L} \frac{\alpha^2 V^2}{2M - 3(1-\alpha)^2}$$

$$P_{dB} = 10 \log \frac{8}{\pi^2 R_L} \alpha^2 V^2 \left[\frac{1}{2M-3(1-\alpha)} \right]^2$$

COMENTÁRIOS

Uma análise levando em consideração um modelo mais completo do transformador e em aproximar as formas de onda se torna muito difícil necessitando recorrer a métodos computacionais para calcular as contribuições individuais dos pulsos.

A fórmula obtida neste apêndice para a potência de áudio na linha foi conseguida de uma aproximação grosseira das for

mas de onda para correntes e tensões no transformador, desprezando as capacitâncias parasitas do transformador, cuja presença pode ser notada na foto da figura IV.1 e desprezando também o comportamento exponencial que as formas de onda de tensões e correntes devem obedecer para um α genérico entre 0 e 1 conforme pode ser notado na foto da figura IV.2.

Somente para os casos de $\alpha = 0$ e $\alpha = 1$ as considerações adotadas estão rigorosamente corretas e nesses casos a fórmula não pode ser questionada.

Para α entre 0 e 1 haverá uma contribuição dos efeitos desprezados pelo modelo adotado e que a fórmula não prevê. Contudo, como a potência de áudio é extraída da primeira harmônica do sinal, que é substancialmente a mesma quer as formas de onda de tensão e correntes tenham comportamento exponencial ou não, e como nos dois extremos ($\alpha=0$ e $\alpha=1$) a fórmula é correta, podemos garantir que a fórmula é igualmente satisfatória qualquer que seja o valor de α . Podemos também citar que a fórmula foi testada na prática para diversos valores de α e as diferenças obtidas nunca ultrapassaram 3%.

APÊNDICE B

JUSTIFICAÇÃO DA FÓRMULA QUE DETERMINA O
DESEMPENHO DOS ENLACES INDIVIDUAIS

JUSTIFICAÇÃO DA FÓRMULA QUE DETERMINA O DESEMPENHO DOS ENLACES INDIVIDUAIS

$$P_j\left(\frac{1}{M}\right) = P_0\left(\frac{1}{M}\right) - \left\{ P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right) \right\} \quad \text{eq.B.1}$$

Seja uma cadeia repetidora contendo n regeneradores, cujo desempenho do j-ésimo enlace* deve ser avaliado, através do levantamento das curvas de potência de áudio nas saídas do (j-1)-ésimo e do j-ésimo regeneradores.

Se até a saída do (j-1)-ésimo regenerador não houver erros de regeneração dos pulsos, o conteúdo de áudio regenerado deve apresentar a forma de onda da figura B.1.

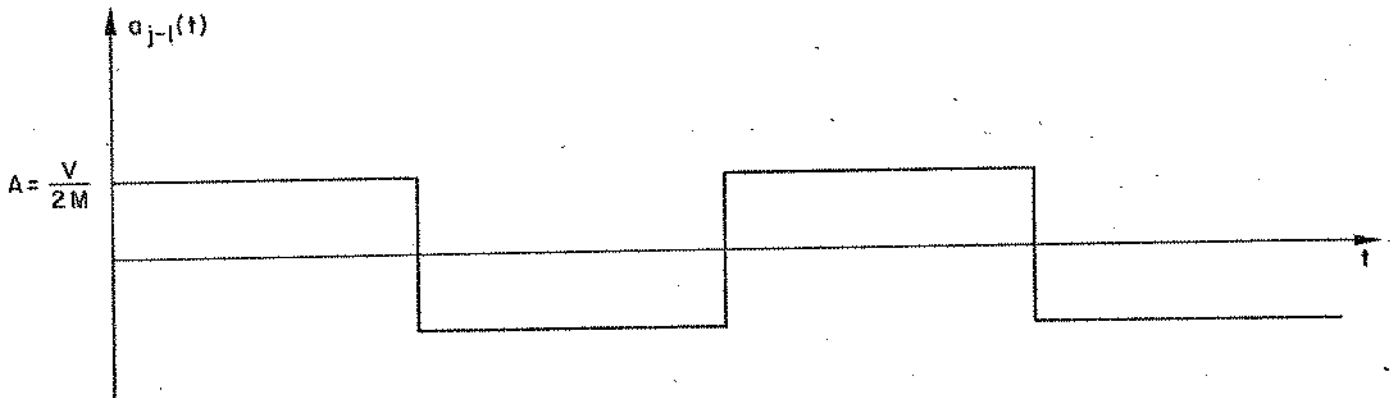


Fig.B.1 - Conteúdo de áudio obtido na saída do (j-1)-ésimo regenerador de uma cadeia repetidora sem erros de regeneração para o padrão $\frac{1}{M}$ e pulsos regenerados de amplitude $V(=3V)$.

Quando os regeneradores introduzem erros de regeneração causados por ruído na linha, e considerando que os equalizadores dos repetidores estejam cortando totalmente qualquer conteúdo de áudio presente na sua entrada, a incidência de erros de regeneração é homogeneamente distribuída em todo o período de áudio, causando "buracos" na amplitude do conteúdo de áudio durante os instantes de maior incidência de ruído, fornecendo a forma de onda da figura B.2 para o conteúdo de áudio na saída do (j-1)-ésimo regenerador da cadeia repetidora.

(*) O j-ésimo enlace compreende a linha que interliga o (j-1)-ésimo e o j-ésimo regeneradores mais o j-ésimo regenerador da cadeia.

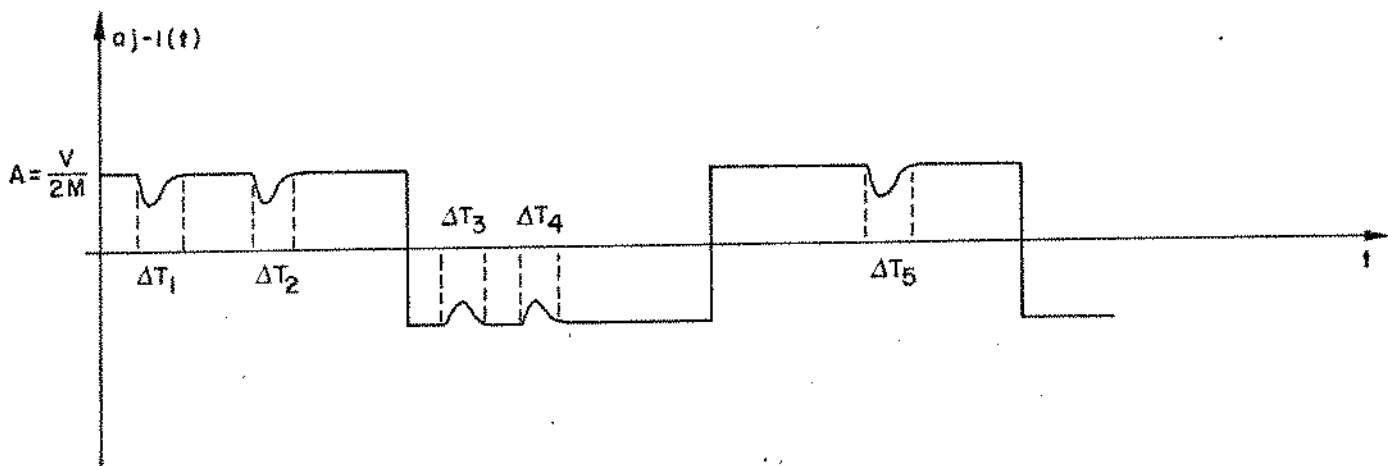


Fig. B.2 - Conteúdo de áudio obtido na saída do (j-1)-ésimo regenerador de uma cadeia repetidora apresentando erros de regeneração provocados por ruído na linha.

Como se vê pela figura B.2, a ocorrência de erros de regeneração, causa diminuição na potência de áudio, na saída do (j-1)-ésimo regenerador, sem contudo afetar a amplitude A do nível de áudio regenerado, quando o ruído não for demasiadamente grande ($P_e < 10^{-2}$).

O conteúdo de áudio da figura B.2 irá atingir a entrada do j-ésimo regenerador e nos instantes $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots$, onde ocorreram surtos de erros de regeneração até o (j-1)-ésimo regenerador, a probabilidade de ocorrer erros de regeneração no j-ésimo regenerador será muito pequena em comparação com os intervalos onde a amplitude A do conteúdo de áudio não sofreu alteração.

Como a amplitude A do nível de áudio não é afetada pela ocorrência de erros na linha, o j-ésimo regenerador irá apresentar uma degradação adicional na potência de áudio regenerada, que independe da potência de áudio na saída do (j-1)-ésimo regenerador ou seja independe da taxa de erros no (j-1)-ésimo enlace. As fotos da figura B.3 confirmam as considerações acima.

Outro fator que merece consideração é a regeneração da amplitude de áudio ($A = \frac{V}{2M}$) que na saída do j-ésimo regenerador se mantém constante; pelo menos durante os intervalos correspondentes a $\Delta T_1, \Delta T_2, \dots$, da fig. B.2, onde a probabilidade de ocorrência de erros de regeneração no j-ésimo repetidor fica reduzi

da devido ao baixo conteúdo de áudio presente na entrada do seu equalizador. Essa característica se propaga passando de regenerador para regenerador, garantindo a manutenção da amplitude A do conteúdo de áudio em toda a linha repetidora.

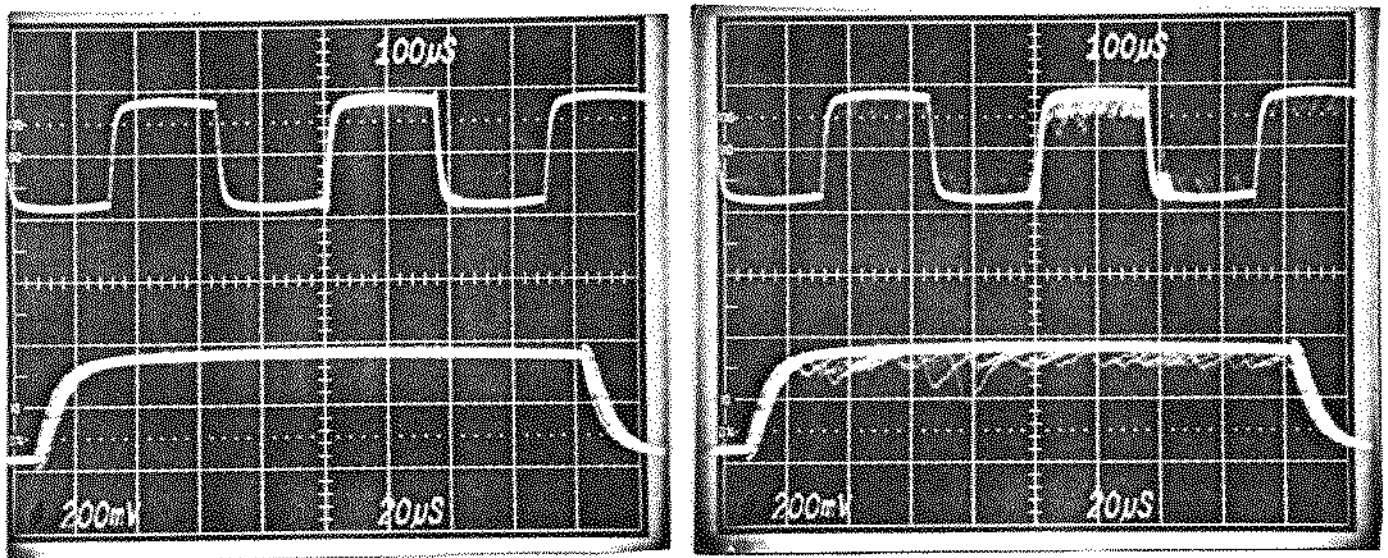


Fig. B.3 - Conteúdo de áudio obtido através de um filtro de baixa frequência acoplado à saída do (j-1)-ésimo regenerador de uma cadeia repetidora para o padrão 1/8 e pulsos de amplitude $V (=3 \text{ Volts})$.

(a) sem erros de regeneração

(b) com ruído causando taxa de erros de 10^{-3} .

De posse das curvas de potência de áudio padrão (aqui representadas pelas curvas hipotéticas da Figura B.4, que a rigor deveriam ser fornecidas pelo fabricante), podemos observando a figura B.5 constatar:

(a) sendo $P_{T1}(\frac{1}{M})$ a potência de áudio obtida na saída do (j-1)-ésimo regenerador para o padrão $\frac{1}{M}$, o desempenho do sistema até o (j-1)ésimo regenerador, poderá ser estimado por comparação direta com as curvas de potência de áudio padrão da Fig.B.4.

(b) Sendo $P_{T2}(\frac{1}{M})$ a potência de áudio obtida na saída do j-ésimo regenerador para o padrão $\frac{1}{M}$, o desem-

penho do j -ésimo enlace, será determinado medindo a queda de potência entre as saídas do $(j-1)$ -ésimo e do j -ésimo regeneradores e comparando essa queda com a queda provocada pelas curvas padrão de potência de áudio da Fig. B.4, ou seja:

$$P_j\left(\frac{1}{M}\right) = P_0\left(\frac{1}{M}\right) - \left[P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right) \right] \quad \text{eq.B.1}$$

onde $P_j\left(\frac{1}{M}\right)$ é o desejado desempenho individual do j -ésimo enlace, ou seja, é uma estimativa da curva que seria obtida se o j -ésimo enlace fosse o primário.

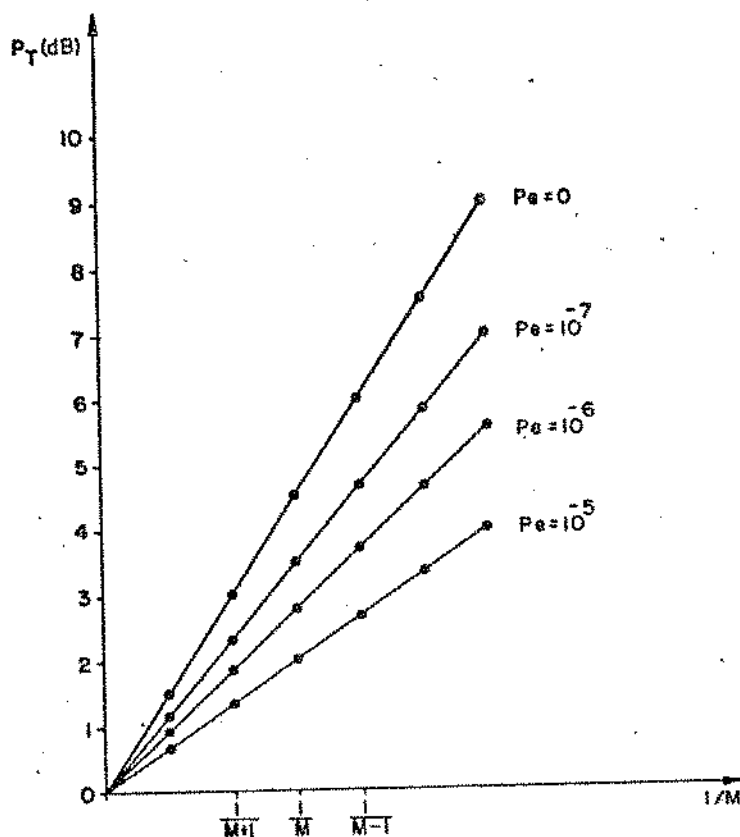


Fig. B.4 - Curvas hipotéticas de degradação da potência de áudio em função da taxa de erros na linha e do padrão de tripletas. Na realidade, as curvas de potência de áudio só existem para alguns valores discretos de $\frac{1}{M}$ representados pelos pontos; as linhas cheias interligando os pontos servem apenas para distinguir as curvas.

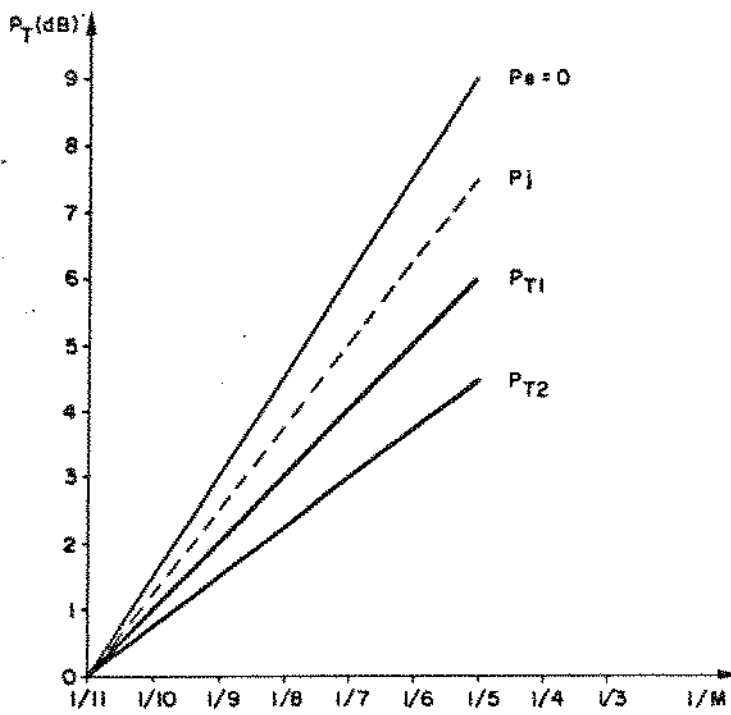


Fig. B.5

Quando a incidência de erros em um $(j-1)$ -ésimo enlace qualquer é muito grande, provocada por taxas de erros elevadas, e padrões de alta densidade de trios, a amplitude A do conteúdo de áudio regenerado pelo $(j-1)$ -ésimo regenerador diminui de uma quantidade δ considerável e imprevisível* que não poderá ser desprezada, conforme ilustram as fotos da Figura B.6.

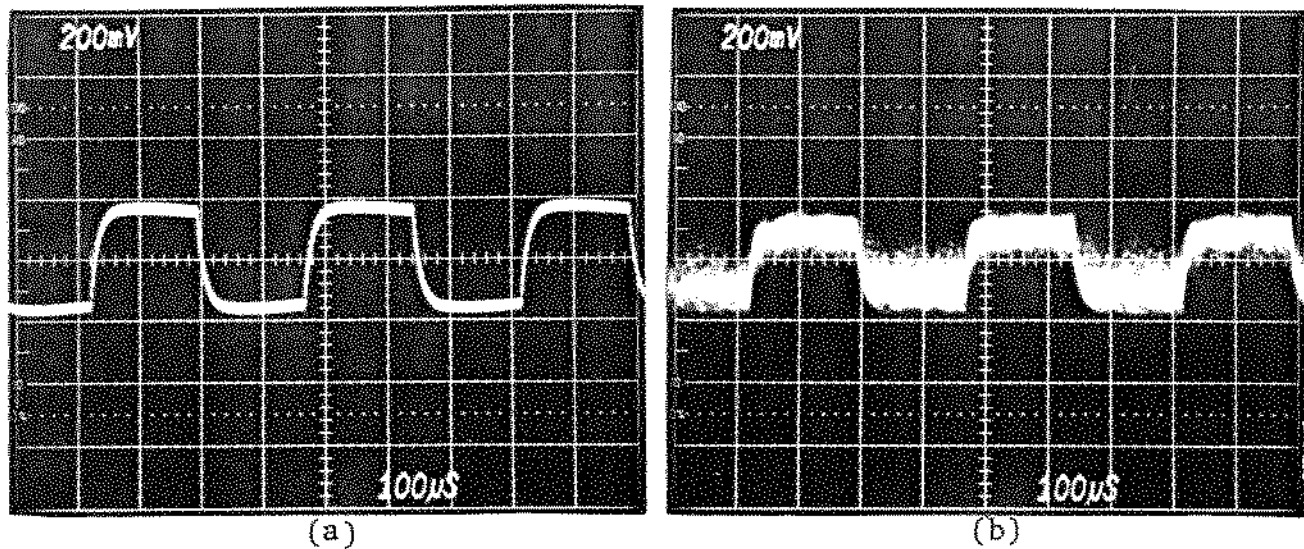


Fig. B.6 - Conteúdo de áudio na saída do $(j-1)$ -ésimo regenerador
(a) - sem erros de regeneração (Padrão 1/8)
(b) - com forte incidência de erros de regeneração (padrão 1/8).

(*) Depende da probabilidade de erro P_e , da atuação do detetor de pico e de outros fatores.

Para esses casos a degradação da potência de áudio até o j-ésimo regenerador é menor que a esperada, ou seja:

$$P_j\left(\frac{1}{M}\right) = P_0\left(\frac{1}{M}\right) - \{P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P'_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)\} \quad \text{eq.B.2}$$

onde

$$P'_{T2}\left(\frac{1}{M}\right) < P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)$$

em outras palavras

$$\boxed{P_j\left(\frac{1}{M}\right) < P_0\left(\frac{1}{M}\right) - \{P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)\}} \quad \text{eq.B.3}$$

Felizmente a situação da figura B.6 somente ocorre para a probabilidade de erros (sem introdução do padrão de tripletas) superiores a 10^{-3} e para densidade de trios não inferiores a $\frac{1}{5}$ considerando taxa de erros de 10^{-2} . Como uma taxa de erros de 10^{-3} é intolerável, o j-ésimo enlace nessas condições deverá ser considerado defeituoso, e portanto a equação B.1 é muito próxima da situação real para taxa de erros inferior a 10^{-3} nos enlaces individuais e qualquer densidade de trios.

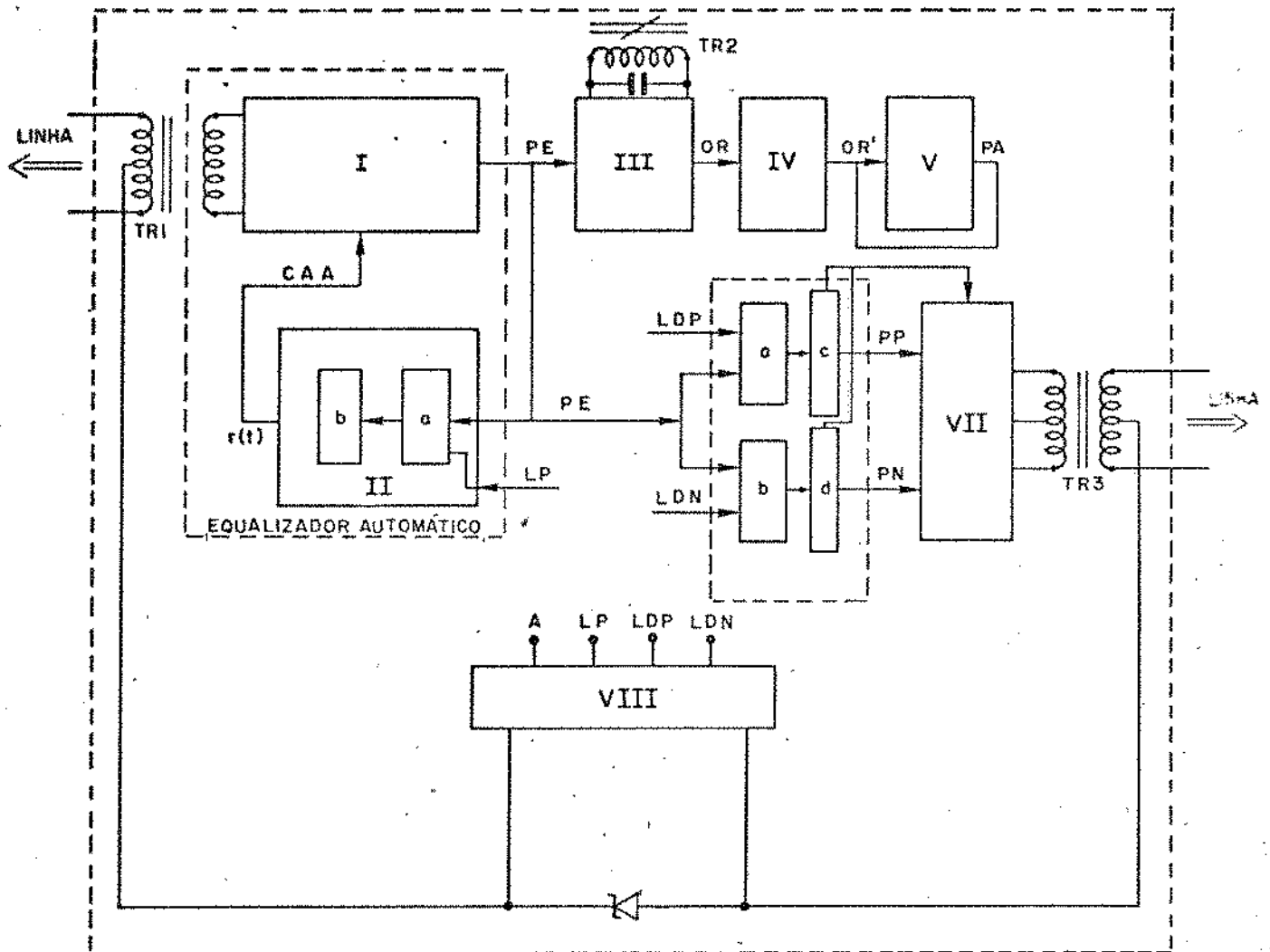
Cabe ainda notar que a validade de B.1 está restrita ao caso em que todos os transformadores de saída dos repetidores da linha tenham ganhos de potência ou todos próximos da unidade ou todos bem menores que um nas frequências de áudio utilizadas. Conforme ficou demonstrado no Capítulo II, a variação da potência de áudio de saída com a densidade de trios depende de ser este ganho (α^2) próximo ou menor que a unidade, apresentando excursões de potência diferentes em até quase 3 dB nos dois casos extremos ($\alpha = 1$ e $\alpha \ll 1$), como mostrado na Fig. III.2. Ora, mesmo supondo transformadores idênticos nos diferentes repetidores da cadeia, o valor de α será diferente nos diversos repetidores, pois cada repetidor é interrogado numa frequência diferente. Assim sendo, se dois repetidores adjacentes tiverem valores de α muito disparatados, a correspondente diferença $|P_{T1}\left(\frac{1}{M}\right) - P_{T2}\left(\frac{1}{M}\right)|$ não poderia ser atribuída exclusivamente à ocorrência de erros de regeneração, e por isso sua aplicação na eq. B.1 seria incorreta.

O uso forçado de frequências de interrogação adjacentes em repetidores adjacentes mitigaria o problema, mas traz in

convenientes para a instalação dos sistemas e a manutenção de inventários de partes. Por isso, é mais conveniente projetar o transformador de saída de tal maneira que seu ganho nas frequências de áudio usadas na interrogação (que constam da Tabela II.1) seja ou bem menor que 1 em todas elas, ou bem próximo de 1 em todas elas. A segunda hipótese exigiria que a frequência de corte do transformador nas baixas estivesse abaixo de 1 KHz, complicando o projeto do transformador de saída. Já a primeira hipótese, exige que esta frequência de corte esteja acima de 10 KHz; esta hipótese traz o inconveniente de agravar os problemas causados pelos níveis extremamente baixos da potência de áudio no par de supervisão.

APÊNDICE C

DIAGRAMA EM BLOCOS DE UM
REPETIDOR REGENERATIVO



TR1 - Transformador de entrada:

Tem a função de isolar o regenerador da linha MCP, bloqueando conteúdos DC e de baixa frequência.

I - Equalizador adaptativo:

Tem a função de equalizar os pulsos atenuados pela linha, amoldando-se ao comprimento de cabo utilizado. É comandado por um sinal de controle automático de amplitude (OBS: em regeneradores com equalização fixa, o equalizador não é adaptativo, devendo então ser adaptado ao cabo através de um simulador externo de linha).

CAA - Sinal de controle automático de amplitude.

II - Detetor de pico:

Tem a função de comparar a amplitude dos pulsos equa

lizados com um nível de referência de pico obtido de uma derivação na fonte de alimentação e gerar o sinal de CAA utilizado para controlar o equalizador adaptativo (OBS: em regeneradores com equalização fixa não existe detetor de pico).

II.a - Comparador: Compara a amplitude dos pulsos e equalizados com um nível de referência de pico que poderá estar fixado na amplitude dos pulsos positivos ou dos pulsos negativos, dependendo do projeto do equalizador.

II.b - Filtro de baixa frequência: Fornece o sinal de CAA ao equalizador adaptativo.

PE - Pulsos equalizados

III - Circuito de extração de relógio

TR2 - Circuito tanque

OR - Onda de relógio

IV - Atrasador de 90° e Circuito de definição da largura dos pulsos regenerados

OR' - Onda de relógio atrasada e com fator de ocupação de 50%, responsável pela largura dos pulsos regenerados.

V - Diferenciador:

Circuito responsável pela obtenção dos pulsos de amostragem.

PA - Pulsos de amostragem:

Utilizados para definir o instante de decisão dos pulsos.

IV - Circuito de decisão:

IV.a - Comparador: Compara a amplitude dos pulsos e equalizados com o limiar de decisão positivo (LDP).

IV.b - Comparador: Compara a amplitude dos pulsos e qualizados com o limiar de decisão negativo (LDN).

IV.c e IV.d - Circuitos "E": Responsáveis pela decisão dos pulsos no instante de amostragem.

PP - Pulsos positivos

PN - Pulsos negativos

VII - Circuito de saída:

Tema função de introduzir na linha os pulsos recuperados com forma e amplitude apropriadas.

TR3 - Transformador de saída:

Em geral é parte integrante do estágio de saída do regenerador, trabalhando acoplado a dois transistores operando em contra-fase, além de isolar o regenerador da linha e fornecer a forma apropriada para os pulsos regenerados.

VIII - Divisor de tensão:

Fornece as tensões de alimentação do regenerador e os limiares utilizados nos comparadores.

A, LP, LDP, LDN - tensões de alimentação:

LP - Limiar de pico

LDP - Limiar de decisão dos pulsos positivos

LDN - limiar de decisão dos pulsos negativos

REFERÊNCIAS

- [1] - "Error Margin Estimating in Repeaters", B.R. Marayana Murthy, Member, IEEE. IEEE Transactions on Communications , July, 1977

- [2] - "Supervisão de Linhas MCP", Antonio Augusto Andrade Araujo e Helio Waldman, Relatório Técnico RT- 55, Outubro de 1978.

- [3] - "Simple Approximations of the Error Function $Q(x)$ for Communications. Per Ola Burjesson and Carl-Erik W. Sundberg. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, N° 3. March 1979.