

PROJETO DO MULTIPLEX DO SISTEMA MCP-30

COM FILTROS ATIVOS

ANTONIO AKIRA TERADA

Orientador - REGE R. SCARABUCCI

Tese apresentada à Faculdade
de Engenharia - FEC - UNICAMP,
como para dos requisitos exi-
gidos para obtenção do título
de MESTRE EM CIÊNCIAS.

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

DEZEMBRO 1979

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Aos meus pais e irmãs...

Ao Prof., Dr. Rege R. Scarabucci, por sua orientação, incentivo e apoio...

Ao Prof. Fábio Violaro, pelas discussões amigas que muito contribuíram na realização deste trabalho...

À Maria Júlia Dini Fray, por toda sua paciência e dedicação na confecção dos trabalhos de datilografia...

Ao desenhista Edson Pedro de Lima, pela execução de todos os desenhos...

Ao técnico José Carlos Dias, por sua imprescindível colaboração na confecção dos lay-outs...

e a todos os colegas, engenheiros e técnicos que, de algum modo, contribuíram para a realização deste trabalho...

...o meu sincero
agradecimento

SUMÁRIO

Neste trabalho, apresenta-se o projeto da secção análoga do multiplex do sistema MCP (Modulação por Codificação de Pulsos) de 30 canais telefônicos, desenvolvido nos laboratórios de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia da Universidade Estadual de Campinas.

No projeto, faz-se uso dos filtros ativos, eliminando-se indutores e transformadores, numa tentativa de otimização de espaços e custo. O projeto é feito de acordo com as recomendações do CCITT e a necessidade de interface com o decodificador e codificador do sistema.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

- I.1 - DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA MCP
- I.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO
- I.3 - RECOMENDAÇÕES DO CCITT
- I.4 - ACOPLAMENTO DO CANAL TELEFÔNICO AO MULTIPLEX
- I.5 - NÍVEIS DE INTERFACE DO MULTIPLEX

CAPÍTULO II - FILTROS ATIVOS

- II.1 - INTRODUÇÃO
- II.2 - DESENVOLVIMENTO DA REDE
 - II.2.1 - Filtro Rejeita-frequência-passa-baixa
 - II.2.2 - Função Sensitividade da característica de transferência
 - II.2.3 - Filtro Passa-Baixa
 - II.2.4 - Circuito completo do filtro

CAPÍTULO III - MULTIPLEX MCP

- III.1 - NÍVEIS DE INTERFACE
- III.2 - UNIDADE DE CANAL/TRANSMISSÃO
 - III.2.1 - Circuito de Entrada
 - III.2.2 - Filtro Passa-Baixa
 - III.2.2.1 - Cálculo da secção rejeita-frequência-passa-baixa
 - III.2.2.2 - Cálculo da secção passa-baixa
 - III.2.3 - AMOSTRAGEM DO SINAL
 - III.2.4 - AMPLIFICAÇÃO DE ÁUDIO
 - III.2.5 - CIRCUITO COMPLETO DA UNIDADE DE CANAL/TRANSMISSÃO
- III.3 - UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO
 - III.3.1 - AMOSTRAGEM NA RECEPÇÃO
 - III.3.2 - CIRCUITO ISOLADOR
 - III.3.3 - FILTRO PASSA-BAIXA
 - III.3.3.2 - Secção Rejeita-frequência-passa-baixa

- III.3.3.2 - Secção Passa-Baixa
- III.3.4 - ESTÁGIO DE SAÍDA
- III.3.5 - AMPLIFICAÇÃO DE ÁUDIO
- III.3.6 - CIRCUITO COMPLETO DA UNIDADE DE CANAL/
RECEPÇÃO
- III.4 - ESTUDO TEÓRICO DO DESEMPENHO DOS FILTROS PASSA
BAIXAS
 - III.4.1 - DESEMPENHO COM VARIAÇÃO DE TEMPERATU
RA
 - III.4.2 - DESEMPENHO COM A PRECISÃO DOS COMPO
NENTES
 - III.4.3 - FILTRO PASSA-BAIXAS TRANSMISSÃO E RE
CEPÇÃO CONECTADAS
- III.5 - MONTAGEM DAS UNIDADES DE CANAL

CAPÍTULO IV - TESTES E RESULTADOS

- IV.1 - MONTAGEM PARA REALIZAÇÃO DE TESTES
 - IV.2 - RESULTADOS
 - IV.2.1 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA
 - IV.2.2 - GERAÇÃO DE HARMÔNICAS E SUB-HARMÔNICAS
NA FAIXA DE ÁUDIO
 - IV.3 - IV.2.3 - ATENUAÇÃO DE FREQUÊNCIA IMAGEM
 - IV.2.4 - RUÍDO DE CANAL OCIOSO
 - IV.2.5 - ISOLAÇÃO ENTRE CANAIS
 - IV.2.6 - VARIAÇÃO DE GANHO VERSUS NÍVEL
 - IV.2.7 - INTERMODULAÇÃO
 - IV.2.8 - CONSUMO DE POTÊNCIA
- IV.3 - CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I.1 - DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA MCP

O sistema MCP (Modulação por Código de Pulsos), sobre o qual baseia-se o presente trabalho, tem capacidade para transmitir e receber 30 canais telefônicos e mais 2 canais de sinalização, a través da multiplexagem em tempo.

Na Fig. I.1 tem-se o diagrama simplificado de transmis são e recepção para um dado canal, composto de um par de fios pa ra conversação e dois fios E & M para sinalização de linha.

Considere-se primeiramente a parte do diagrama correspon dente à transmissão. O sinal de voz passa por uma junção híbrida, é submetido a uma filtragem, limitando sua faixa em 4 KHz e amos trado a uma taxa de 8 KHz, gerando assim o sinal PAM (Modulação por Amplitude de Pulsos). A amostragem é feita através de uma cha ve analógica comandada por um gerador de ondas de canal. Este ge rador de ondas de controle aciona sequencialmente as chaves dos 30 canais de voz e dos canais a e b destinados à sinalização e ao sincronismo, coordenando então a multiplexagem em tempo.

As amostras obtidas dessa maneira são quantizadas em 256 níveis e codificadas digitalmente em palavras de 8 binitis através de um codificador com característica não linear, de tal modo que a relação sinal/ruído de quantização seja independente da amplitude do sinal.

A sinalização de linha de todos os canais e as palavras de sincronismo são inseridas no trem de pulsos de saída nos inter valos de tempo correspondentes aos canais a e b respectivamente.

A sinalização de registro (nº de assinante) pode ser do tipo pulsado ou do tipo MFC (código multifrequencial). A sinaliza ção MFC é enviada através do próprio canal de voz, e a sinalização pulsada é enviada no canal de sinalização, através da codificação dos estados dos fios E & M.

O sinal digital então com a informação codificada dos 30 canais de voz e dos canais de sinalização e sincronismo, é mudado para a forma bipolar, e recebe a equalização apropriada à sua pro pagação ao longo do cabo de transmissão.

A transmissão do sinal MCP é feita a uma taxa de 2048 M bauds/s e se propaga pelo meio de transmissão constituído de tre chos de cabos multipares e repetidores regenerativos, que evitam que o ruído se torne acumulativo ao longo do trajeto. Chegando ao

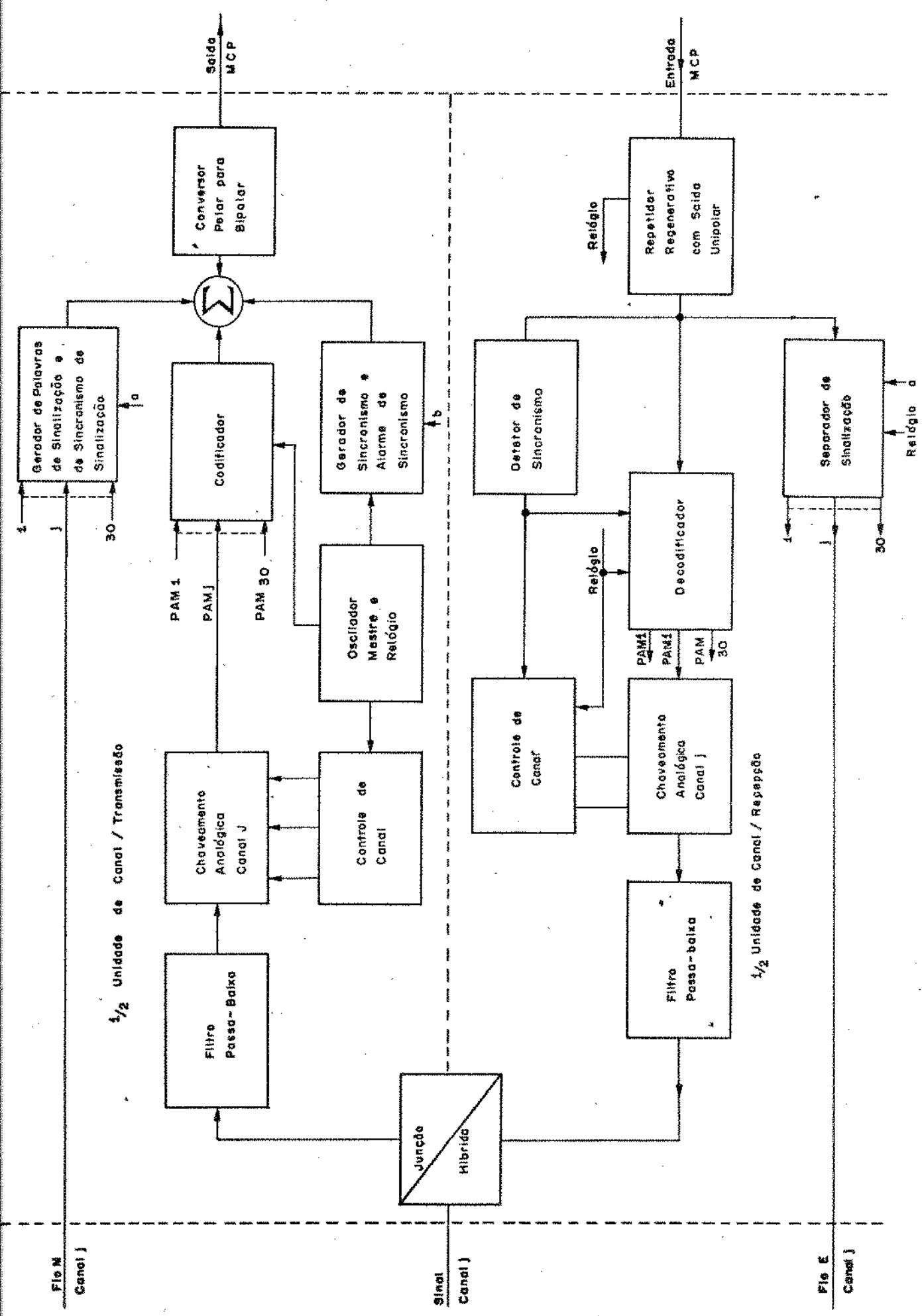


Fig. I.1 - Diagrama de transmissão e recepção de um canal genérico

outro terminal, o sinal sofre um processamento inicial semelhante ao imposto por qualquer repetidor regenerativo e volta à forma de um trem de pulsos unipolares.

O diagrama do receptor MCP é mostrado na parte inferior do diagrama I.1. Do trem de pulsos MCP, extrai-se as informações de sincronismo e relógio, que dão o ritmo e sincronismo necessários à decodificação e demultiplexagem dos 30 canais de voz.

O decodificador de posse da informação de sincronismo, separa o trem de pulsos MCP em palavras de 8 bins e gera um pulso análogo segundo uma característica de decodificação não linear, inversa à do codificador.

A chave analógica do canal correspondente é acionada sincronamente pelo controle de canal, recuperando da saída do decodificador o sinal PAM. Esse PAM é submetido a um filtro passa-baixas que recupera o sinal de áudio, agora contaminado pelo ruído de quantização.

A informação do canal (a) (sinalização) é retirada do trem de pulsos da entrada e é distribuída entre os 30 canais telefônicos.

1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Nos sistemas MCP de 30 canais, a secção análoga do multiplex que compreende uma unidade de canal para transmissão e outra para a recepção deve ter como características fundamentais: consumo de potência mínimo, baixo preço e espaço reduzido. Isto porque para cada sistema MCP de 30 canais, que utiliza duas unidades de canal em cada cartão de circuitos, são necessários 15 cartões de circuitos. Recai então sobre a secção análoga a maior percentagem no custo de fabricação de um sistema MCP de 30 canais, significando que uma economia na secção análoga implica diretamente em um barateamento no sistema geral.

A secção análoga do sistema MCP de 30 canais possui:

a) Unidade de Canal para Transmissão, onde o sinal é:

- normalizado em amplitude através de atenuação
- limitado em faixa através de filtragem
- amostrado para geração do sinal PAM

b) Unidade de Canal para Recepção, onde:

- é feito um chaveamento analógico para extrair da saída do decodificador os pulsos referentes ao canal em questão;
- o sinal PAM é filtrado, reconstituindo o sinal de áudio;
- o sinal de áudio é amplificado e o seu nível ajustado através de atenuadores às necessidades do circuito telefônico.

No sistema MCP de 30 canais desenvolvido pela TELEBRÁS através do convênio com a UNICAMP, a seção analôga do multiplex foi implementada utilizando filtros passivos, tanto para transmissão como para recepção e transformadores nos circuitos de entrada e saída de áudio.

Essa opção foi escolhida, devido às seguintes razões:

- consumo de potência reduzido;
- não produção de ruído e intermodulação;
- facilidade no projeto, já que existem tabelas e dados disponíveis.

Porém, a utilização de indutores e transformadores tem o inconveniente de ocupar um espaço razoável no cartão de circuitos e de necessitar de posições pré-determinadas dentro do cartão a fim de evitar interferências entre os canais. E também como no Brasil a fabricação de núcleos de ferrita não está totalmente desenvolvida, há a necessidade de importação de tal produto, o que encarece substancialmente o sistema MCP de 30 canais. Isso se deve ao fato de que as 15 unidades de canais respondem com aproximadamente 40% do custo de sistema MCP de 30 canais completo.

Uma maneira de contornar tais problemas é então utilizar filtros ativos, que são compostos apenas por resistores, capacitores e amplificadores operacionais. Comparados com a maioria dos filtros passivos LC, os filtros ativos RC tendem a ser mais baratos em baixas frequências e também ocupam um espaço mais reduzido. E com o desenvolvimento de técnicas mais avançadas em integração, os amplificadores operacionais já são fabricados em grande escala, com um desempenho bastante equalizado e que não necessitam de componentes externos para o seu funcionamento. Porém, algumas desvantagens aparecem quando da utilização de filtros ativos, tais como:

- consumo de potência maior;
- produção de ruído e intermodulação;

- margem de sobrecarga menor, com respeito a sobretensões e transientes nas linhas de áudio

Considerando que todos esses problemas podem ser minimizados e que as especificações recomendadas pela CCITT ainda serão obedecidas, a utilização de filtros RC e de amplificadores isoladores é uma opção técnica e economicamente bastante viável.

O presente trabalho tem então por objetivo implementar toda uma secção análoga do multiplex de um sistema MCP de 30 canais, utilizando os filtros ativos e amplificadores isoladores ao invés de filtros passivos LC e transformadores, respectivamente.

A unidade de canal implementada dessa maneira deve ser compatível com a já anteriormente projetada, oferecendo dessa maneira uma opção mais econômica para o sistema MCP de 30 canais, sem mudança alguma nas partes mecânicas e elétricas do bastidor do multiplex.

A unidade de canal será sem dúvida tecnicamente mais otimizada, uma vez que, utilizando filtros ativos, não são necessários ajustes, o que facilita a montagem numa linha de produção. Futuramente, poder-se-á ainda integrar os componentes passivos, tais como resistores e capacitores em uma malha única, o que torna o projeto uma opção seguramente mais favorável ao nosso mercado.

1.3 - RECOMENDAÇÕES DA CCITT (Genebra 1972)

São apresentadas a seguir algumas recomendações da CCITT, que orientarão o desenvolvimento do projeto do multiplex. Os valores e limites especificados devem ser obtidos através de dois terminais MCP conectados costa a costa, uma para a transmissão e outro para recepção do sinal de áudio. As medidas são feitas a quatro fios (sem a junção híbrida) e com os terminais de entrada e saída de cada canal terminadas com impedâncias nominais (600Ω).

As especificações que se seguem dependem do desempenho total do sistema, mas o maior peso recai sobre o multiplex; o codificador e o decodificador respondem pelo ruído de quantização e alguma não linearidade devido ao casamento não perfeito das características de compressão e expansão do sinal.

a) Ondulação da resposta em frequência:

A ondulação da resposta em frequência de cada canal

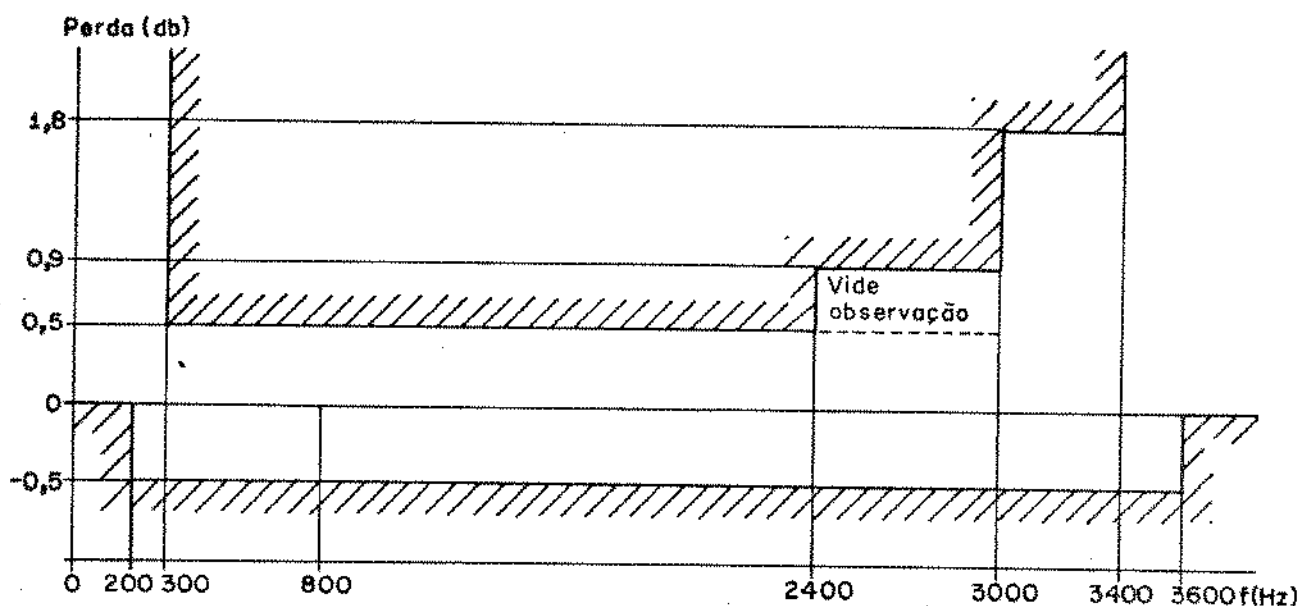


Fig. 1.2 - Ondulação da resposta em frequência

OBS: Em algumas aplicações em que vários canais PCM são conectados em cascata, pode ser necessário estender o limite de +0,5 dB de 2400 Hz a 3000 Hz.

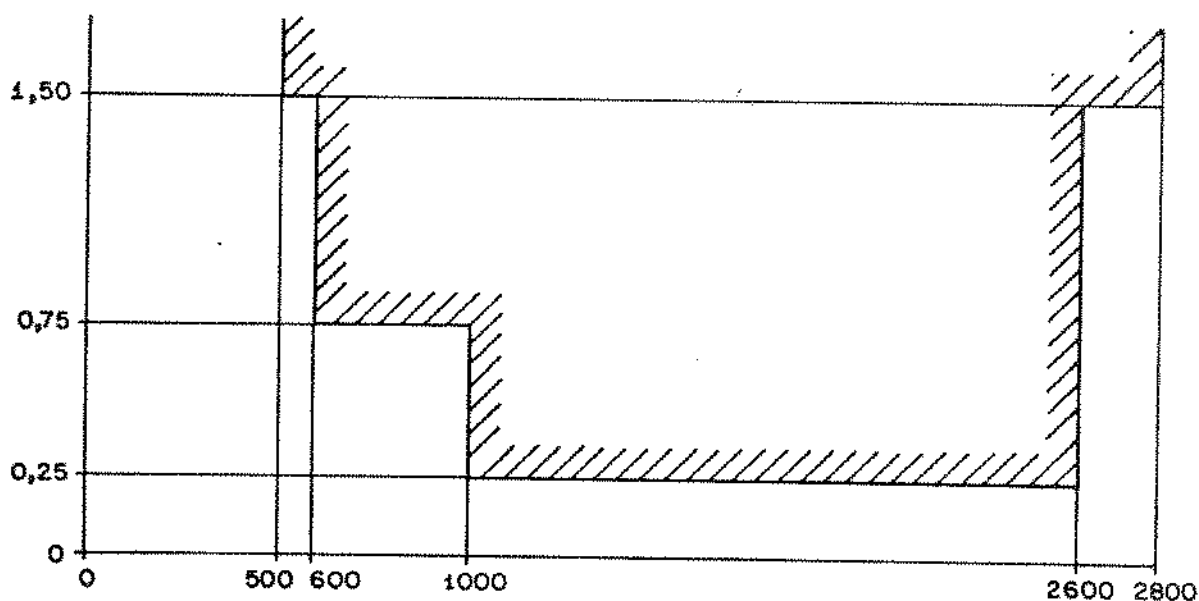


Fig. 1.3 - Variação com frequência do retardo de grupo

na faixa de áudio deve estar contida nos limites da Fig. I.2 onde:

- a frequência de referência é 800 Hz;
- o nível de potência na entrada do canal deve ser de 0 dBm0;
- a contribuição para a ondulação deve ser dividida igualmente entre os circuitos de transmissão e recepção do equipamento MCP;

b) Variação do retardo de grupo:

Retardo de grupo = $d\theta/d\omega$, onde θ é a defasagem do sinal em radianos e $\omega = 2\pi f$.

A variação de frequência do retardo de grupo deve estar abaixo dos limites da Fig. I.3 onde:

- o valor mínimo do retardo de grupo é tomado como referência;
- o nível de potência na entrada do canal deve ser de 0 dBm0.

c) Ruído de canal

Num canal desocupado, o nível de qualquer frequência em particular a frequência de amostragem e seus múltiplos deve estar abaixo de -50 dBm0.

d) Atenuação das frequências imagem:

Para qualquer sinal senoidal no intervalo [300,3400] Hz ou [4,6,72] Hz e a um nível de 0 dBm0 aplicado na entrada de áudio do canal, as frequências imagens produzidas na saída do mesmo ($8 \text{ KHz} \pm f$, $16 \text{ KHz} \pm f \dots$) devem estar a um nível inferior a -25 dBm0.

e) Intermodulação:

e.1) Ao aplicar-se simultaneamente duas senóides de mesmo nível no intervalo [-4,-21] dBm0, com frequência f_1 e f_2 não relacionadas harmonicamente e pertencentes ao intervalo [300,3400] Hz, os produtos de intermodulação do tipo $(2f_1 - f_2)$ devem estar atenuados de no mínimo 35 dB em relação ao nível de saída de um dos sinais senoidais.

e.2) Um sinal de 50 Hz a um nível de -23 dBm0 e um sinal na faixa [300,3400] Hz a um nível (-9dBm0) aplicados simultaneamente na entrada do canal não de

vem produzir na saída do mesmo nenhum produto de intermodulação excedente a -49 dBm0.

f) Geração de harmônicas e sub-harmônicas na faixa de áudio:

Ao aplicar-se na entrada do canal um sinal senoidal de 0 dBm0, no intervalo [700,1100] Hz (excluindo-se sub-múltiplos de 8 KHz), o sinal de saída de qualquer frequência, que não a do sinal de entrada, deve estar abaixo de -40 dBm0 na faixa de 300,3400 Hz.

g) Isolação entre canais:

g.1) Ao aplicar-se na entrada de um canal um sinal senoidal de 0 dBm0 na faixa de [700-1100] (excluindo-se sub-múltiplos de 8 KHz), o nível de saída desse sinal em qualquer outro canal(cross talk) não deve exceder -65 dBm0.

g.2) Quando até quatro canais do multiplex estão energizados por sinais telefônicos convencionais de 0 dBm0, o nível de "cross-talk" recebido em qualquer outro canal não deve exceder -60dBm0p. O sinal telefônico convencional é simulado submetendo-se o ruído branco a uma filtragem cuja característica em frequência é ilustrada na Fig. I.4. No caso de simulação de mais de um sinal telefônico, para que os mesmos não sejam correlatos devem ser utilizadas fontes independentes de ruído.

I.4 - ACOPLAMENTO DO CANAL TELEFÔNICO AO MULTIPLEX

Dependendo se os circuitos são urbanos ou de conexões interurbanas e internacionais, as comunicações são realizadas com sistemas a 2 ou a 4 fios, respectivamente.

Se o canal telefônico é acessível através de 4 fios, basta acoplá-lo à unidade de canal através dos amplificadores de entrada e saída de isolamento e, através dos atenuadores, normalizá-los aos níveis nominais do multiplex.

Se o canal telefônico se faz presente através de 2 fios, torna-se necessária a utilização de uma junção híbrida que conver

terá em uma ligação a 4 fios, separando assim os sinais de transmissão e recepção. O acoplamento ao multiplex é então feito da mesma maneira que o sistema a 4 fios.

Os dois tipos de acoplamento são ilustrados nas Figs. 1.5 e 1.5a.

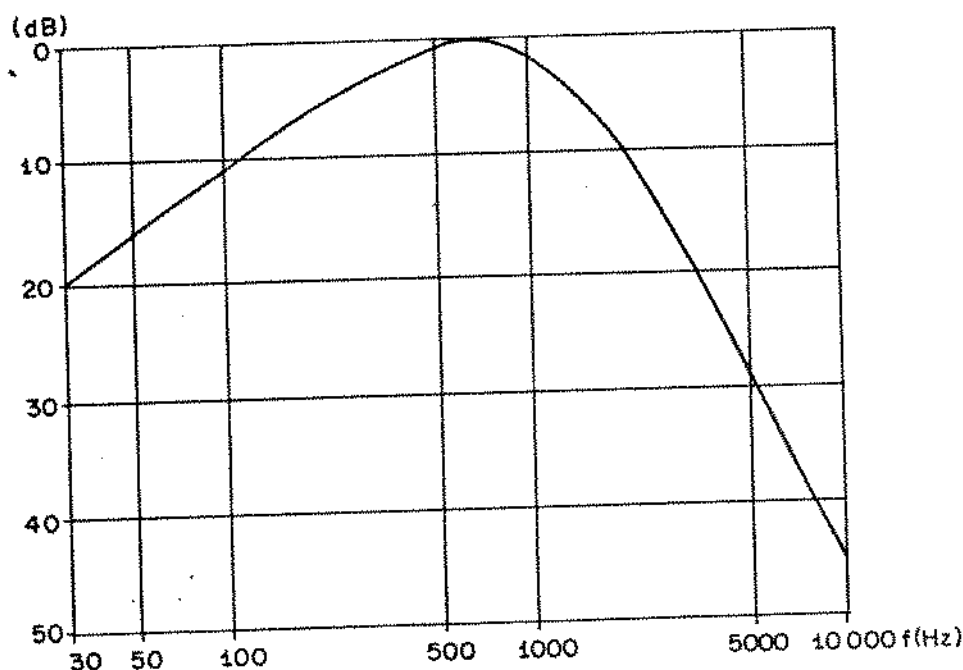


Fig. 1.4 - Resposta em frequência do filtro para simulação do sinal telefônico convencional.

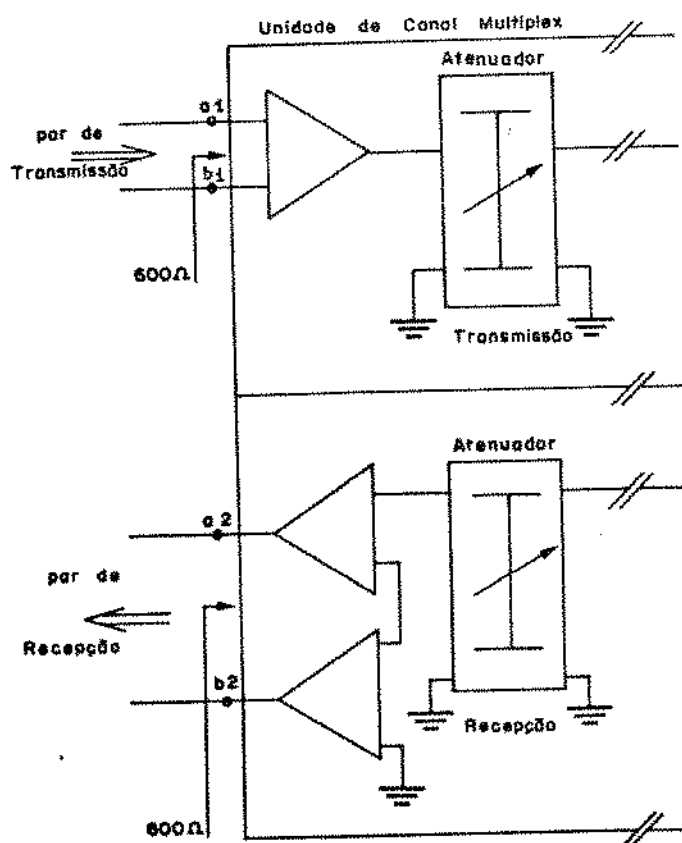


Fig. 1.5 - Acoplamento de canal a 4 fios ao multiplex do sistema MCP.

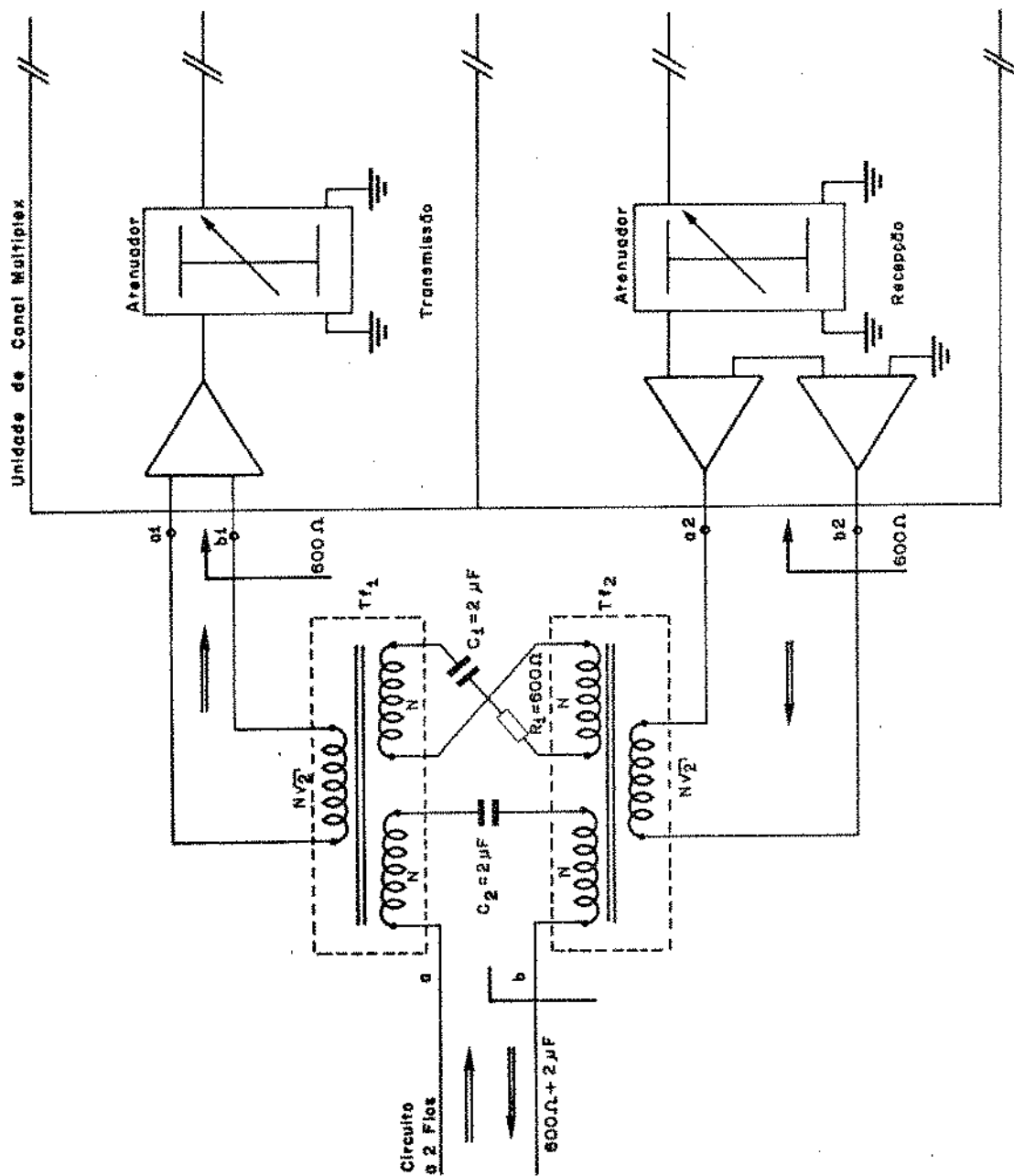


Fig. I.5a - Acoplamento de canal a 2 fios ao multiplex do sistema MCP

1.5 - NÍVEIS DE INTERFACE DO MULTIPLEX

De acordo com as recomendações da CCITT, os equipamentos multiplex devem ser projetados para operar com os níveis nominais satisfazendo um dos conjuntos de valores abaixo:

TRANSMISSÃO	RECEPÇÃO	GANHO
-16 dBm	+7 dBm	23 dB
-14 dBm	+4 dBm	18 dB

Para o projeto, serão adotados como valores nominais -14 dBm para a transmissão e +4 dBm para a recepção. Como nos sistemas MCP os níveis de sobrecarga do codificador e decodificador são de +3,14 dBm0 e +3,0 dBm0 respectivamente, o multiplex deve operar com níveis de pico de -10,86 dBm na transmissão e +7 dBm na recepção, com os atenuadores fixados em 0 dB:

- transmissão: 0 dBm0 $\equiv$ -14 dBm
 +3,14 dBm0 $\equiv$ -10,86 dBm $\equiv$ senóide com
 314 mV de pico em 600Ω

- recepção:

0 dBm	≡	+4 dBm
+3 dBm	≡	+7 dBm ≡ senóide com 2,452V de pico em 600Ω

O casamento dos níveis nominais da central (nível de teste) com os níveis nominais do multiplex, é feito através de atenuadores que se encontram na entrada e saída das unidades de canal.

Observa-se que há uma diferença entre os níveis de sobrecarga no codificador e decodificador. Isso se deve ao fato de que os níveis num certo intervalo de quantização serem decodificados como o nível referente ao centro do intervalo. Pode-se fixar tensões de pico arbitrárias em correspondência aos níveis de sobrecarga. No presente projeto fixou-se 3,20[V] de pico para o codificador e 3,15 V de pico para o decodificador.

CAPÍTULO II

FILTROS ATIVOS

.1 - INTRODUÇÃO

Na implementação da unidade de canal do multiplex são utilizados os filtros ativos para a função básica de limitação da faixa de passagem do áudio especificada pela CCITT (Fig. 1.2). A utilização dos filtros ativos far-se-á tanto no sentido de transmissão como no sentido da recepção.

Um rápido histórico dos filtros ativos mostra que tempos atrás, quando se utilizava válvulas à vácuo, e posteriormente transistores, os filtros ativos não recebiam muita atenção, devido ao tamanho volumoso e o alto consumo associado também ao alto preço.

A pesquisa e desenvolvimento dos filtros ativos nos anos recentes se deve ao progresso e avanço na tecnologia dos circuitos lineares microeletrônicos, que possibilitou a sua realização a baixo custo, tamanho reduzido e com uma melhora sensível na sua performance. Porém, a chave fundamental no desenvolvimento de técnicas de projeto dos filtros ativos está no rápido progresso alcançado na produção dos amplificadores operacionais que são modernamente manufaturados em grande escala, mantendo ainda características bastante equalizadas em desempenho sem a necessidade de componentes externos.

A técnica de projeto de filtros ativos começa com a aproximação de uma característica de transferência de uma rede especificada por uma função de transferência racional de variável complexa de frequência s :

$$T(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}, \quad n < m \quad (\text{II.1})$$

que pode ser também expressa por:

$$T(s) = H \cdot T_1(s) \cdot T_2(s) \dots T_{m/2}(s) \quad (\text{II.2})$$

$$\text{onde: } T_j(s) = (s^2 + \alpha_{j1}s + \alpha_{j0}) / (s^2 + \beta_{j1}s + \beta_{j0}) \quad (\text{II.3})$$

$\underline{m}$ = ordem do filtro

A função de segunda ordem $T_j(s)$ é usualmente caracteri

zada por dois parâmetros:

$$Q_j \triangleq \sqrt{\beta_{j0} / \beta_{j1}}$$

$$\omega_j = \sqrt{\beta_{j0}}$$

onde Q_j é conhecido como Q do par de polos e ω_j como a frequência do polo.

Há basicamente duas aproximações no projeto de filtros ativos. Na aproximação por realização direta, a função de transferência do filtro dada por (II.1) é sintetizada diretamente como um port de 2 entradas, da mesma maneira que na realização de filtros passivos. Por outro lado, na aproximação por realização em cascata, o filtro é construído como uma conexão em cascata de seções de filtro com isolações apropriadas correspondente a funções de transferências de 2ª ordem da forma de (II.3) e possivelmente várias seções de filtros de 1ª ordem. Há, contudo, várias

técnicas de projeto por aproximação direta. Utilizar-se-á a maneira canônica onde a função de transferência de (II.1) é diretamente implementada por meio de multiamplificadores com configuração de rede RC com m capacitores, onde m é a ordem de função de transferência. O procedimento de projeto é baseado na técnica de casamento de coeficientes.

Para atender às recomendações da CCITT com respeito à limitação em faixa e ondulação na faixa de passagem, optou-se por um filtro de 4ª ordem, utilizando-se de dois amplificadores operacionais.

Apresenta-se-á a seguir o desenvolvimento teórico do filtro ativo acima, com as características passa-baixa e rejeita-frequência. A característica rejeita frequência é utilizada devido à alta atenuação necessária para as frequências acima de 3400 Hz. A primeira parte do filtro ativo apresenta a característica rejeita-frequência e basicamente possui quatro parâmetros que são independentes. A seção passa-baixa de 2ª ordem usa somente dois capacitores e possui baixa sensibilidade passiva. Os parâmetros não ideais dos amplificadores operacionais serão levados em conta introduzindo-se o modelo de um amplificador de um polo simples na função de transferência total.

2 - DESENVOLVIMENTO DA REDE

II.2.1 - FILTRO REJEITA-FREQUÊNCIA - PASSA-BAIXA

A função de transferência que representa um filtro rejeita-frequência-passa-baixa, em sua forma mais geral pode ser expressa da seguinte maneira:

$$T(s) = G \cdot \frac{s^2 + (\omega_z/Q_z)s + \omega_z^2}{s^2 + (\omega_0/Q_0)s + \omega_0^2} \quad (\text{II.4})$$

onde: $\omega_z > \omega_0$,

$\omega_z/Q_z \rightarrow 0$,

e G = ganho para frequência zero.

Dado que a implementação do filtro será realizada por aproximação direta, deve-se então primeiro analisar uma rede RC, obter sua função de transferência e em seguida comparar os coeficientes da função obtida com a equação (II.4).

Uma rede geral RC é representada na Fig. II.2.1.

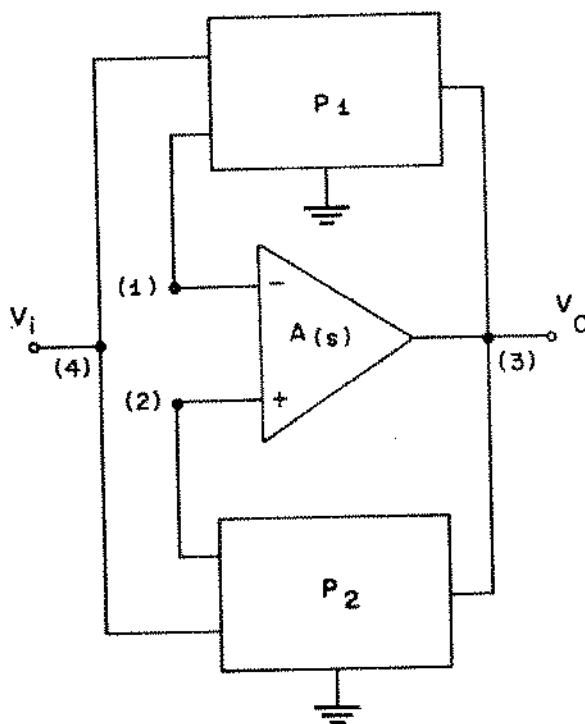


Fig. II.2.1 - Rede Geral ativa RC com realimentação positiva e negativa

A função de transferência da rede da Fig. II.2.1 é:

$$P(s) = \frac{T_{24}(s) - T_{14}(s)}{1/A(s) + T_{13}(s) - T_{23}(s)} \quad (\text{II.5})$$

Tem-se então que $T_{14}(s)$, $T_{24}(s)$, $T_{13}(s)$ e $T_{23}(s)$ devem ser tais que $P(s)$ seja do mesmo tipo de $T(s)$ para que se tenha assim uma rede com a característica rejeita frequência passa-baixa desejada.

Algumas considerações devem ser feitas com relação aos valores dos componentes da rede RC e que vão gerar a função de transferência $P(s)$, considerações essas que implicam numa certa independência entre os parâmetros ω_z , ω_0 , Q_0 e Q_z do filtro desejado (Ref.4).

- a) O fator de merito do polo (Q_0) deve depender do valor do componente que não afeta o termo ω_0^2 .
- b) O termo ω_z^2 deve depender do valor do componente que não afeta nem ω_0^2 , nem ω_0/Q_0 .
- c) O termo que contém Q_z (ω_z/Q_z), deve depender do componente que não afeta nenhum dos três parâmetros prévios.

Para satisfazer então as condições impostas, propõe-se primeiramente que os elementos da rede P_z , somente afetem o fator de mérito Q_z .

Faz-se então:

$$T_{23}(s) = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$\text{e} \quad T_{24}(s) = K \quad (\text{II.7})$$

Impondo essas duas condições, T_{13} terá uma característica rejeita-frequência em uma forma geral de 2ª ordem. Essa característica é apropriada, pois assim T_{13} vai produzir um comportamento rejeita-frequência passa-baixa em $P(s)$, que é o que se deseja. Se T_{13} tem a característica acima, $T_{14}(s)$ terá simplesmente uma característica passa-faixa.

Observa-se nas equações (II.4) e (II.5) que os zeros da função $T_{13}(s)$ são os polos da função que se quer realizar. Portanto, o fator de mérito Q do zero de $T_{13}(s)$ deve depender do componente que não afeta a frequência do zero, para que a condição (a) seja satisfeita.

Investigando a maioria das rede canônicas RC, há uma com as características acima descritas e que está mostrada na Fig. II.2.2.

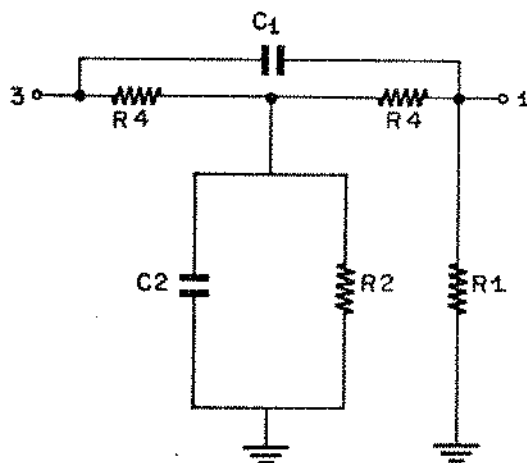


Fig. II.2.2 - Rede passiva canônica rejeita-frequência RC

Observa-se que o resistor R_1 afeta somente a frequência do polo da função de transferência $T_{13}(s)$ e não afeta seus zeros, o que satisfaz a condição (b).

A função de transferência da malha acima é obtida utilizando a transformação T-delta. No caso os elementos da rede T utilizados para a transformação estão mostrados na Fig. II.2.3.

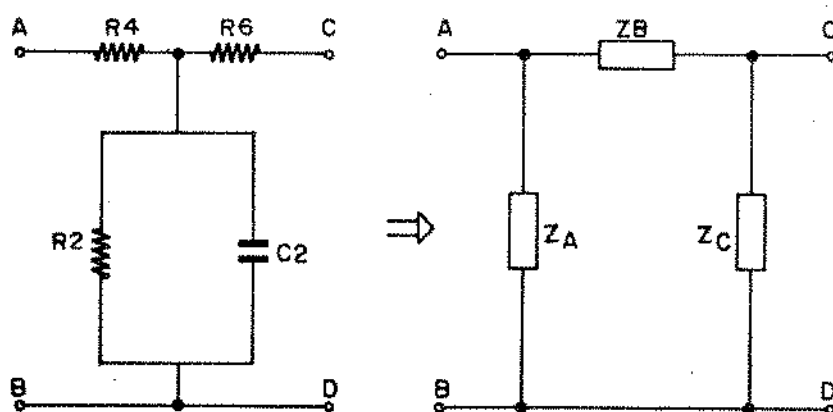


Fig. II.2.3 - Transformação T- Δ

Obtêm-se então:

$$Z_B = \frac{R_4 R_6}{R_2} + R_6 + R_4 + s C_2 R_4 R_6 \quad (II.8)$$

e

$$Z_C = \frac{R_4 R_6 + R_2 R_6 + R_2 R_4 + s C_2 R_2 R_4 R_6}{R_4 + s C_2 R_2 R_4} \quad (II.9)$$

O valor de Z_A não é calculado, pois este não é necessário na obtenção da função de transferência.

Considerando que a configuração total da rede é a mostrada na Fig. II.2.4, temos:

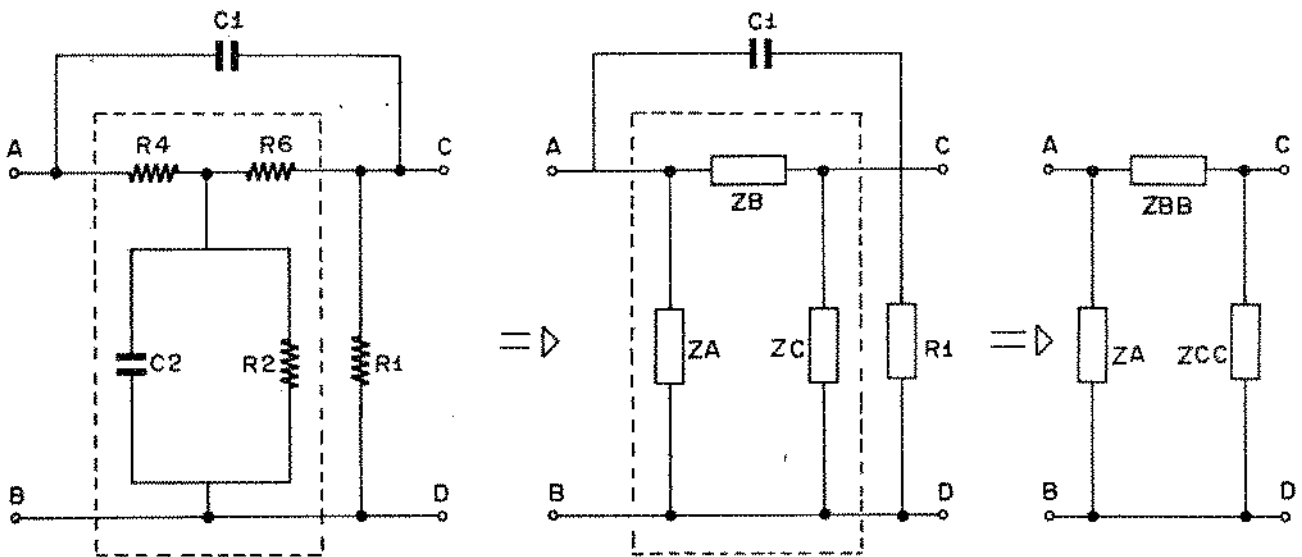


Fig. II.2.4 - Transformação T-Δ

$$Z_{BB} = \frac{\frac{1}{C_1} \left[s + \frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} \right]}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} \right] + \frac{1}{C_1 C_2 R_4 R_6}} \quad (II.10)$$

$$Z_{CC} = \frac{s + \frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6}}{\frac{s}{R_{16}} + \frac{1}{C_2} \left[\frac{1}{R_2 R_6} + \frac{1}{R_1 R_{24}} + \frac{1}{R_1 R_6} \right]} \quad (II.11)$$

onde: $R_{24} = R_2 // R_4$

$R_{16} = R_1 // R_6$

Portanto, a função de transferência da rede total que é:

$$T_{13}(s) = \frac{Z_{CC}}{Z_{BB} + Z_{CC}} \quad (\text{II.12})$$

fica:

$$T_{13}(s) = \frac{s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} \right] + \frac{1}{C_1 C_2 R_4 R_6}}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} + \frac{1}{C_1 R_{16}} \right] + \frac{R_{24} + R_1 + R_6}{C_1 C_2 R_1 R_{24} R_6}} \quad (\text{II.13})$$

Para cálculos posteriores o denominador da função $T(s)$ será referido como $B(s)$.

$$(\text{II.14}) \quad B(s) = s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} + \frac{1}{R_1 R_{16}} \right] + \frac{R_{24} + R_1 + R_6}{C_1 C_2 R_1 R_{24} R_6}$$

Foram calculadas as funções de transferência $T_{13}(s)$, $T_{24}(s)$ e $T_{23}(s)$ necessárias para a formação da rede que se deseja implementar. Na Fig. II.2.5 está apresentada a rede completa do filtro rejeita-frequência-passa-baixa, na qual deve-se ainda obter $T_{14}(s)$.

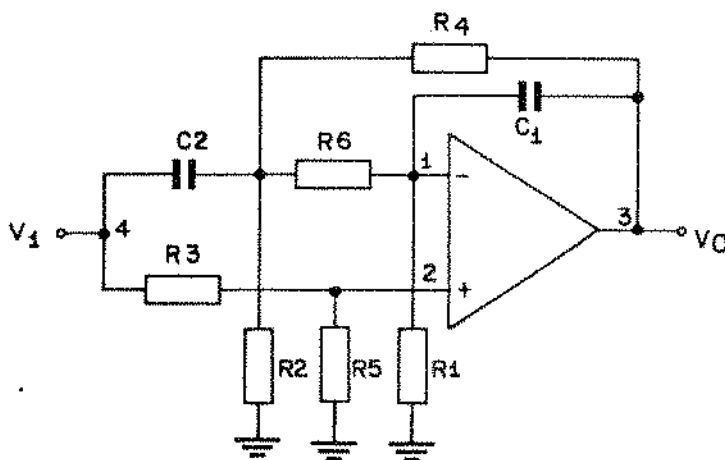


Fig. II.2.5 - Esquema completo do filtro rejeita-frequência - passa-baixa

No diagrama completo da rede mostrado existe uma diferença em relação à rede primária $T_{13}(s)$, calculada anteriormente. Observa-se que o capacitor C_2 , na rede primária tinha um terminal ligado à terra e aqui está ligado ao terminal v_i . Isso acontece pois quando se está calculando uma função de transferência, basicamente se está obtendo a impedância entre dois pontos. E para isso, de acordo com o Teorema de Thevenin, deve-se curto-circuitar as fontes de tensão que, no caso, é v_i .

Da Fig. II.2.5 tem-se:

$$T_{24}(s) = K = \frac{R_5}{R_5 + R_3} \quad (II.15)$$

Para obtenção de $T_{14}(s)$, utiliza-se o circuito mostrado na Fig. II.2.6.

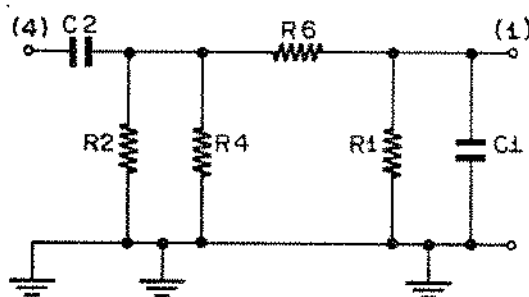


Fig. II.2.6 - Circuito equivalente para o cálculo de $T_{14}(s)$

Cabe aqui a mesma observação feita anteriormente, relativo ao Teorema de Thevenin, onde R_4 e C_1 têm seus terminais ligados à terra, pois deve se curto-circuitar as fontes de tensão que não envolvem os pontos 1 e 4.

E assim,

$$T_{14}(s) = \frac{\frac{1}{R_6 C_1} s}{B(s)} \quad (II.16)$$

Substituindo II.6, II.7, II.13 e II.16 em II.4, a função de transferência total do circuito é:

$$P(s) = \frac{K - \frac{1}{R_6 C_1} s/B(s)}{\frac{1}{A(s)} + \left[s^2 + s \left(\frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_4 R_6} \right] / B(s)}$$

(II.17)

Multiplicando-se numerador e denominador por B(s), temos:

$$P(s) = \frac{K \left[s^2 + s \left(\frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{C_2 R_6} + \frac{1}{C_1 R_{16}} \right) + \frac{R_{24} + R_1 + R_6}{C_1 C_2 R_1 R_{24} R_6} \right] - \frac{1}{R_6 C_1} s}{\frac{1}{A(s)} B(s) + s^2 + s \left[\frac{1}{C_1 R_6} + \frac{1}{C_2 R_{24}} \right] + \frac{1}{C_1 C_2 R_4 R_6}}$$

(II.18)

Para a obtenção das primeiras conclusões, supõe-se que o amplificador operacional é ideal, isto é, $A(s) \rightarrow \infty$, então:

$$P(s) = K \frac{s^2 + s \left(\frac{1}{C_2 R_6} + \frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{1}{R_6 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_5} \right) + \frac{R_1 + R_{24} + R_6}{C_1 C_2 R_1 R_{24} R_6}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_2 R_6} + \frac{1}{C_2 R_{24}} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_4 R_6}}$$

(II.19)

Comparando agora (II.19) com a função que se deseja implementar, pode-se ver que:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2} ; \quad (II.20)$$

$$\frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6} \right) ; \quad (II.21)$$

$$e \quad \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} = 1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_6}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_6} \right), \quad (II.22)$$

e a condição para que haja um ponto de atenuação máxima

$$\frac{1}{C_2 R_6} + \frac{1}{C_2 R_{24}} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{1}{R_6 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_5} = 0$$

$$\text{ou} \quad \frac{R_3}{R_5} = \frac{R_6}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \left(1 + \frac{R_6}{R_{24}} \right) \quad (II.23)$$

A malha completa possui então 8 elementos: 2 capacitores e 6 resistores. Escolhendo arbitrariamente como um primeiro valor R_6 e também R_5 , pois R_3 e R_5 aparecem somente como uma razão, tem-se então dois graus de liberdade para o cálculo de todos os componentes através das relações obtidas em (II.20) até (II.23).

E das relações acima, nota-se que os parâmetros do filtro podem ser ajustados de uma maneira sequencial, de tal maneira que um ajuste de um parâmetro não interfira no parâmetro ajustado anteriormente. Para o projeto em questão, essa independência é de pouca importância, pois utilizar-se-ão valores fixos para os componentes, sem ajuste posterior. Mas se for utilizada uma integração dos componentes com facilidade de um ajuste posterior, essa característica é fundamental, pois os parâmetros frequência de zero e polo, e fator de mérito Q_z e Q_0 podem ser ajustados de um modo bastante simples.

II.2.2 - FUNÇÃO SENSITIVIDADE DA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA

A sensibilidade de um circuito, isto é, a variação da função de transferência devido à mudança nos componentes passivos ou ativos, é uma característica importante a ser considerada como medida de desempenho de um filtro ativo.

A sensibilidade pode ser definida de várias maneiras. Utilizar-se-ão as seguintes definições:

$$S_X^f = \frac{d(\ln f)}{d(\ln f)} = \left(\frac{x}{f} \right) \left(\frac{df}{dx} \right) \quad (II.24)$$

$$S_X^f = \frac{df}{d(\ln X)} = X \left(\frac{df}{dX} \right) \quad (\text{II.25})$$

Examinando então as funções de sensibilidade da função de transferência em (II.18), tem-se que:

$$|S_X^{\omega_0}| = |S_X^{\omega_z}| \leq 1/2 \quad (\text{II.26})$$

onde: X = qualquer elemento passivo.

$$S_{C_1}^{Q_0} = -S_{C_2}^{Q_0} = -1/2 \quad (\text{II.27})$$

$$S_{R_2}^{Q_0} = \frac{R_4 R_6}{R_2 R_4 + R_4 R_6 + R_2 R_6} \quad (\text{II.28})$$

$$S_{R_4}^{Q_0} = -1/2 + \frac{R_2 R_6}{R_2 R_4 + R_4 R_6 + R_2 R_6} \quad (\text{II.29})$$

$$S_{R_6}^{Q_0} = -1/2 + \frac{R_2 R_6}{R_2 R_4 + R_4 R_6 + R_2 R_6} \quad (\text{II.30})$$

$$S_{A_0}^{\omega_0} = \frac{1}{2A_0} \left(1 - \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} \right) \quad (\text{II.31})$$

$$S_{A_0}^{Q_0} = S_{A_0}^{\omega_0} + \frac{Q_0}{A_0 \omega_0} \cdot \frac{1}{R_{16} C_1} \quad (\text{II.32})$$

onde: A_0 = ganho DC do amplificador em circuito aberto.

As funções de sensibilidade $S_{R_2}^{Q_0}$, $S_{R_4}^{Q_0}$ e $S_{R_6}^{Q_0}$ podem ser minimizadas, se minimizarmos a relação de capacitâncias C_1/C_2 , ou em relação a R_4 , ou em relação a R_6 .

Das equações (II.20) e (II.21):

$$C_2/C_1 = Q_0^2 R_4 R_6 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6} \right)^2 \quad (\text{II.33})$$

Minimizando essa relação com respeito a R_6 , a condição será:

$$R_6 = R_{24} = R_2 // R_4. \quad (\text{II.34})$$

E o valor da relação C_2/C_1 fica:

$$C_2/C_1 = 4Q_0^2 \frac{R_4}{R_6} \quad (\text{II.35})$$

Voltando então às equações (II.26), (II.29) e (II.30), e utilizando a condição de minimização:

$$R_6 = R_2 // R_4,$$

tem-se:

$$S_{R_2}^{Q_0} = -S_{R_4}^{Q_0} = 1/2 \left(1 - \frac{R_6}{R_4} \right) \quad (\text{II.36})$$

$$S_{R_6}^{Q_0} = 0 \quad (\text{II.37})$$

Considerando ainda a mesma condição, tem-se, das equações (II.33), (II.20) e (II.22):

$$\omega_0 R_6 C_2 = \frac{1}{\omega_0 R_4 C_1} = 2Q_0 \quad (\text{II.38})$$

$$e \quad \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} = \frac{R_4}{R_6} \left[\frac{R_6}{R_{24}} + \frac{R_6}{R_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_{24}} \right) \right]$$

$$= \frac{R_4}{R_6} \left[2 \frac{R_6}{R_1} + 1 \right]$$

Assim:

$$\frac{R_6}{R_1} = 1/2 \left[\frac{R_6}{R_4} \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} - 1 \right] \quad (\text{II.39})$$

A sensibilidade com respeito a A_0 fica:

$$S_{A_0}^{Q_0} = \frac{Q_0^2}{A_0} \left[\frac{R_4}{R_6} + \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} + \frac{1}{2Q_0^2} \left(1 - \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} \right) \right] \quad (\text{II.40})$$

A restrição única então para que todos os elementos da rede não sejam negativos, é obtida da equação (II.40) e a quantidade R_6/R_4 é menor que um, dada a condição de minimização $R_6 = R_2/R_4$.

$$1 > \frac{R_6}{R_4} > \frac{\omega_0^2}{\omega_z^2} \quad (\text{II.41})$$

Observe-se que a quantidade R_6/R_4 é uma fração, dada a condição (II.41). Pode-se então sempre se achar um valor R_6/R_4 que satisfaça a condição (II.41), para este filtro rejeita-frequência passa-baixa. Das relações derivadas anteriormente, se o valor R_6/R_4 aproxima-se da unidade, à razão de capacitâncias, as sensitividades passiva e ativa são reduzidas, porém o valor de R_2 aumenta. Deve-se então utilizar um valor de compromisso para a razão R_6/R_4 .

Para o projeto prático da secção do filtro ativo, o produto finito de faixa-ganho ω_T do amplificador operacional deve ser levado em conta. O modelo do amplificador operacional de um polo simples é o suficiente para a nossa aplicação. Assim, a função $A(s)$ do amplificador operacional usado será:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + A_0 \frac{s}{\omega_T}} \quad (\text{II.42})$$

onde A_0 é o ganho em malha aberta e ω_T é o produto ganho - largura de faixa de um amp. operacional.

O denominador da função de transferência em (II.18) pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} \text{Denom.} = & \left(\frac{1}{A_0} + \frac{s}{\omega_T} \right) \left[s^2 + s \left(\frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} + \frac{1}{R_{16} C_1} \right) + \right. \\ & \left. + \frac{R_1 + R_{24} + R_6}{R_1 R_{24} R_6 C_1 C_2} \right] + s^2 + s \left(\frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \right) + \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

No polinômio de 3ª ordem formado, os coeficientes de s são predominantemente afetados por ω_T , quando comparados com A_0 , e portanto, para simplificar a análise, os termos contendo $1/A_0$ serão negligenciados.

O polinômio de 3ª ordem pode ser posto na forma:

$$\text{Denom.} = \left[\alpha + \frac{s}{\omega_T} \right] \left[s^2 + \frac{0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right]. \quad (\text{II.44})$$

Assim, comparando os coeficientes de s temos:

$$\alpha \omega_0^2 = \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2} \quad (\text{II.45})$$

$$\alpha \omega_T + \frac{\omega_0}{Q_0} = \omega_T + \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_1} + \frac{1}{R_{16} C_1} \quad (\text{II.46})$$

$$\text{e } \alpha \omega_T \frac{\omega_0}{Q_0} + \omega_0^2 = \omega_T \left(\frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \right) + \frac{R_1 + R_{24} + R_6}{R_1 R_{24} R_6 C_1 C_2} \quad (\text{II.47})$$

O numerador da função de transferência ainda permanece, e portanto a equação (II.23) é válida. Porém, a eq. (II.22) fica:

$$\frac{\omega_Z^2}{\alpha \omega_0^2} = \frac{R_4}{R_6} \left[\frac{R_6}{R_{24}} + \frac{R_6}{R_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_{24}} \right) \right] \quad (\text{II.48})$$

Nota-se que uma relação extra foi introduzida no sistema de equações que determina os valores dos elementos, porém uma variável desconhecida α também foi introduzida no sistema. Portanto, duas condições arbitrárias podem ser escolhidas, assim como no caso anterior. Sejam:

$$\omega_0 R_6 C_2 = \beta Q_0 \quad (\text{II.49})$$

$$\frac{C_2}{C_1} = \gamma \quad (\text{II.50})$$

onde β e γ são parâmetros do projeto.

Isto simplifica a solução do problema, pois:

$$\alpha \omega_0^2 = \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2}$$

$$\alpha \frac{\beta^2 Q_0^2}{R_6^2 C_2^2} = \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2} \Rightarrow \frac{R_6}{R_4} = \alpha \frac{\beta^2 Q_0^2}{\gamma} \quad (\text{II.51})$$

e de

$$\alpha \omega_T \frac{\omega_0}{Q_0} + \omega_0^2 = \omega_T \left(\frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \right) + \frac{R_1 + R_{24} + R_6}{R_1 R_{24} R_6 C_1 C_2}$$

$$1 + \frac{R_6}{R_{24}} = \beta \left[\alpha + Q_0 \frac{\omega_0}{\omega_T} \left(1 - \frac{\omega_Z^2}{\omega_0^2} \right) \right] \quad (\text{II.52})$$

e de

$$\frac{\omega_Z^2}{\alpha \omega_0^2} = \frac{R_4}{R_6} \left[\frac{R_6}{R_{24}} + \frac{R_6}{R_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_{24}} \right) \right]$$

$$1 + \frac{R_6}{R_1} = \frac{1 + \frac{\omega_Z^2}{\omega_0^2} \frac{\beta^2 Q_0^2}{\gamma}}{\beta \left[\alpha + Q_0 \frac{\omega_0}{\omega_T} \left(1 - \frac{\omega_Z^2}{\omega_0^2} \right) \right]} \quad (\text{II.53})$$

Substituindo os resultados obtidos acima em (II.20), tem-se uma equação de 2ª ordem α . Resolvendo-a e negligenciando os termos que contêm $(\omega_0/\omega_T)^2$, a solução para α é:

$$\alpha = \frac{1 + Q_0 \frac{\omega_0}{\omega_T} \left(\frac{\gamma}{\beta^2 Q_0^2} + \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} \right)}{1 - \frac{1}{Q_0} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_T}} \quad (\text{II.54})$$

Obtido então o valor de α e substituindo-o nas equações (II.51), (II.52) e (II.53), pode-se calcular os valores de R_4 , R_2 e R_1 . R_3/R_5 pode ser obtido da mesma maneira que no caso do amplificador operacional ideal.

II.2.3 - FILTRO PASSA-BAIXA

A secção do filtro passa-baixa será do tipo Sallen and Key e que tem a configuração mostrada na Fig. II.2.6 (Ref.6).

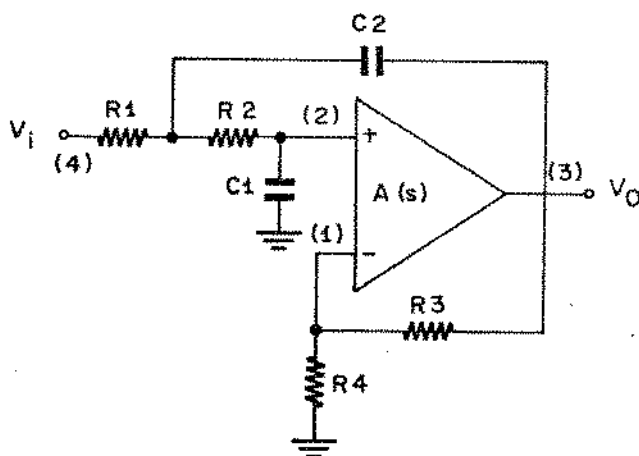


Fig. II.2.6 - Filtro passa-baixa de 2ª ordem

A função de transferência de um filtro passa-baixa de 2ª ordem na forma mais geral é:

$$T(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0}s + \omega_0^2} \quad (\text{II.55})$$

Como estamos utilizando o método de aproximação direta do tipo casamento de coeficientes, deve-se então obter a função de transferência do filtro da Fig. II.2.6 e depois comparar com (II.55).

Utilizando a mesma rede geral mostrada anteriormente na Fig. II.2.1 temos que:

$$T_{14}(s) = 0 \quad (\text{II.56})$$

$$T_{13}(s) = \frac{R_3}{R_4 + R_3} = 1/K \quad (\text{II.57})$$

$T_{24}(s)$ é obtido da seguinte maneira:

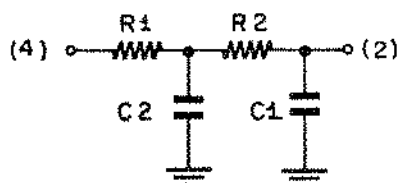


Fig. II.2.7 - Circuito equivalente para cálculo de $T_{24}(s)$

$$T_{24}(s) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (\text{II.58})$$

O denominador de (II.58) será referido como $D(s)$.

Analogamente para $T_{23}(s)$ obtém-se da Fig. II.2.8.

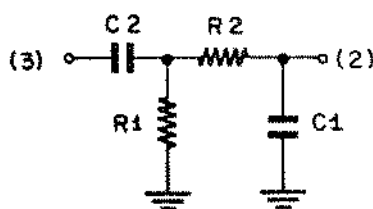


Fig. II.2.8 - Circuito equivalente para o cálculo de $T_{23}(s)$

$$T_{23}(s) = \frac{\frac{s}{C_1 R_2}}{D(s)} \quad (\text{II.59})$$

Portanto, a função de transferência total, de acordo com a equação (II.4) fica:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \times \frac{1}{D(s)}}{\frac{1}{A(s)} + \frac{1}{K} - \frac{s}{C_1 R_2} + \frac{1}{D(s)}}$$

$$T(s) = \frac{K \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)}{\frac{KD(s)}{A(s)} + s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} (1-K) \right] + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

(II.60)

Se o amplificador operacional é ideal, então $A(s) \rightarrow \infty$, e:

$$T(s) = \frac{K \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} (1 - K) \right] + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

(II.61)

Comparando com (II.55), temos:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (\text{II.62})$$

$$\frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} (1 - K) \quad (\text{II.63})$$

onde

$$K = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

De (II.62) e (II.63):

$$(II.64) \quad \frac{1}{Q_0} = \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{1/2} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} \right)^{1/2} + \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{1/2} - K \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{1/2}$$

Deve-se fazer uma rápida análise sobre o valor de K . O valor de K no circuito descrito é obviamente positivo, o que é necessário para se produzir polos conjugados complexos. Quando $K=0$, os polos da rede passa-baixa são σ_1 e σ_2 , como mostrado na Fig. II.2.9.

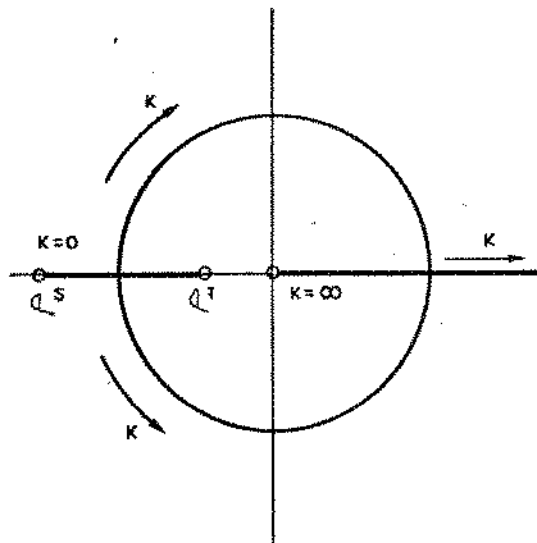


Fig. II.2.9 - Lugar geométrico das raízes

À medida que K aumenta, os polos seguem o lugar geométrico circular da Fig. II.2.9. Pode-se então locar as posições dos polos simplesmente escolhendo um valor apropriado de K . É também fácil de se ver que, à medida que o valor de K aumenta, teremos instabilidade, isto é, polos no semi-plano direito.

Assim, como temos cinco elementos a determinar (R_1 , R_2 , C_1 , C_2 e K), para apenas três especificações (ω_0 , Q_0 e G (ganho)), temos dois graus de liberdade que podem ser usados arbitrariamente para especificar valores dos elementos ou impor restrições relativas aos seus valores.

Como já foi dito anteriormente, um dos mais importantes critérios usados para se medir a performance de um filtro ativo RC é a sensibilidade. Para essa rede que queremos projetar, temos os seguintes valores de sensibilidade: (Ref.3)

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2 \quad (\text{II.65})$$

$$S_{R_1}^{1/Q_0} = 1/2 - \frac{Q_0}{\omega_0 R_1 C_1} \quad (\text{II.66})$$

$$s_{R_2}^{1/Q_0} = 1/2 - \frac{Q_0}{\omega_0 R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1-K}{C_2} \right) \quad (\text{II.67})$$

$$s_{C_1}^{1/Q_0} = 1/2 - \frac{Q_0}{\omega_0 C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (\text{II.68})$$

$$s_{C_2}^{1/Q_0} = 1/2 - \frac{(1-K)Q_0}{\omega_0 R_2 C_2} \quad (\text{II.69})$$

Levando em conta que o amplificador operacional não é ideal, e utilizando o modelo de um polo simples para o mesmo, a função de transferência do filtro fica:

$$T(s) = \frac{\frac{K}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{\frac{KD(s)}{A(s)} + D(s)} \quad (\text{II.70})$$

$$\text{onde } A(s) = \frac{A_0}{1 + A_0 \frac{s}{\omega_T}}$$

Então $T(s)$ fica: (II.71)

$$T(s) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{K \left(\frac{1}{A_0} + \frac{s}{\omega_T} \right) D(s) + s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} (1-K) \right] + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

A equação (II.71) é utilizada então para se determinar o comportamento do filtro passa-baixa com a obtenção dos diagramas de amplitude e fase.

Desenvolvendo o denominador de $T(s)$ e comparando com:

$$\left(\alpha + \frac{Ks}{\omega_T} \right) \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2 \right)$$

temos:

$$\alpha \omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (\text{II.72})$$

$$\alpha + K \frac{\omega_0}{\omega_T} \frac{1}{Q_0} = \frac{K}{\omega_T} \left[\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} \right] + 1 \quad (\text{II.73})$$

$$\alpha \frac{\omega_0}{Q_0} + K \frac{\omega_0^2}{\omega_T} = \frac{K}{\omega_T R_1 R_2 C_1 C_2} + \left[\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_2} \right] - \frac{K}{C_1 R_2} \quad (\text{II.74})$$

Pode-se ter dois graus de liberdade para o cálculo e então supõe-se que:

$$\frac{C_1}{C_2} = \gamma$$

e: $\omega_0 R_2 C_1 = \frac{1}{\beta Q_0}$

onde β e γ são dois parâmetros de projeto.

Utilizando (II.72), (II.74) e (II.74), obtêm-se o valor de α :

$$\alpha = \frac{\frac{\omega_T}{K \omega_0} - \frac{1}{Q_0} + \frac{K \omega_0}{\omega_T} + K \beta Q_0}{\frac{\omega_T}{K \omega_0} - \frac{1}{Q_0} + \frac{K \omega_0}{\omega_T}} \quad (\text{II.75})$$

O valor de K é obtido sabendo-se que deve ter um valor mínimo para que tenhamos, dado qualquer γ , valores dos componentes todos positivos.

Da referência (6):

$$K_{\min} = \frac{4(1 + \gamma) - (1/Q_0)^2}{4} \quad (\text{II.76})$$

Portanto, definido o valor de K , temos também o valor de α , e assim todos os componentes são determinados.

II.2.4 - CIRCUITO COMPLETO DO FILTRO PASSA-BAIXAS

A configuração total do filtro passa-baixas é então a apresentada na Fig. II.2.10.

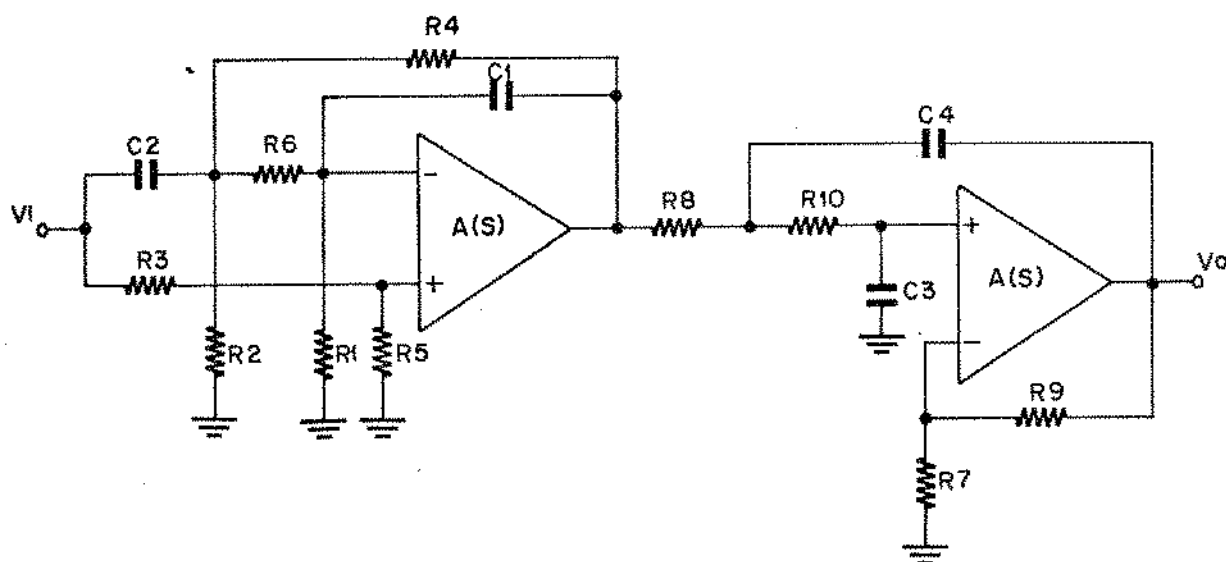


Fig.II.2.10 - Circuito completo do filtro passa-baixas

A configuração acima é utilizada na unidade de canal sen tido transmissão. No sentido recepção a ordem dos filtros ativos que compõem o filtro passa-baixas é invertida, ficando assim o fil_ tro rejeita-frequência passa-baixas depois do filtro passa-baixas. Com isso, minimiza-se os efeitos de chaveamento existente na recep_ ção, que pode ocasionar níveis de distorção indesejáveis no sinal de áudio.

CAPÍTULO III

MULTIPLEX MCP

II.1 - NÍVEIS DE INTERFACE

Na interface da central telefônica com o multiplex, o casamento de níveis é providenciado pelos atenuadores existentes na entrada e saída da unidade de canal. Foram adotados os seguintes níveis nominais para o multiplex:

- transmissão: $0 \text{ dBm}_0 = -14 \text{ dBm}$
- recepção : $0 \text{ dBm}_0 = +4 \text{ dBm}$

Para o projeto, necessitamos das tensões de pico envolvidas nas várias partes do circuito segundo as recomendações da CCITT, o maior nível de quantização do codificador deve corresponder a uma senóide de 1 KHz e $3,14 \text{ dBm}_0$ e do decodificador a uma senóide de 1 KHz e $3,00 \text{ dBm}_0$. Consequentemente, a entrada da unidade de canal vai operar com o nível máximo de $-10,86 \text{ dBm}$ que, aplicado a uma impedância de 600Ω resulta um valor de pico de 314mV . De uma maneira análoga, o nível máximo na saída da unidade de canal vai corresponder a uma senóide de $+7 \text{ dBm}$ que, aplicado em 600Ω , resulta um valor de pico de $2,452[V]$.

No sistema MCP desenvolvido, o maior nível de quantização foi fixado em $3,20[V]$ para o codificador e em $3,15[V]$ para o decodificador.

A Fig. III.1 apresenta o diagrama esquemático do multiplex e os níveis de pico nas interfaces do mesmo com os demais sub-sistemas.

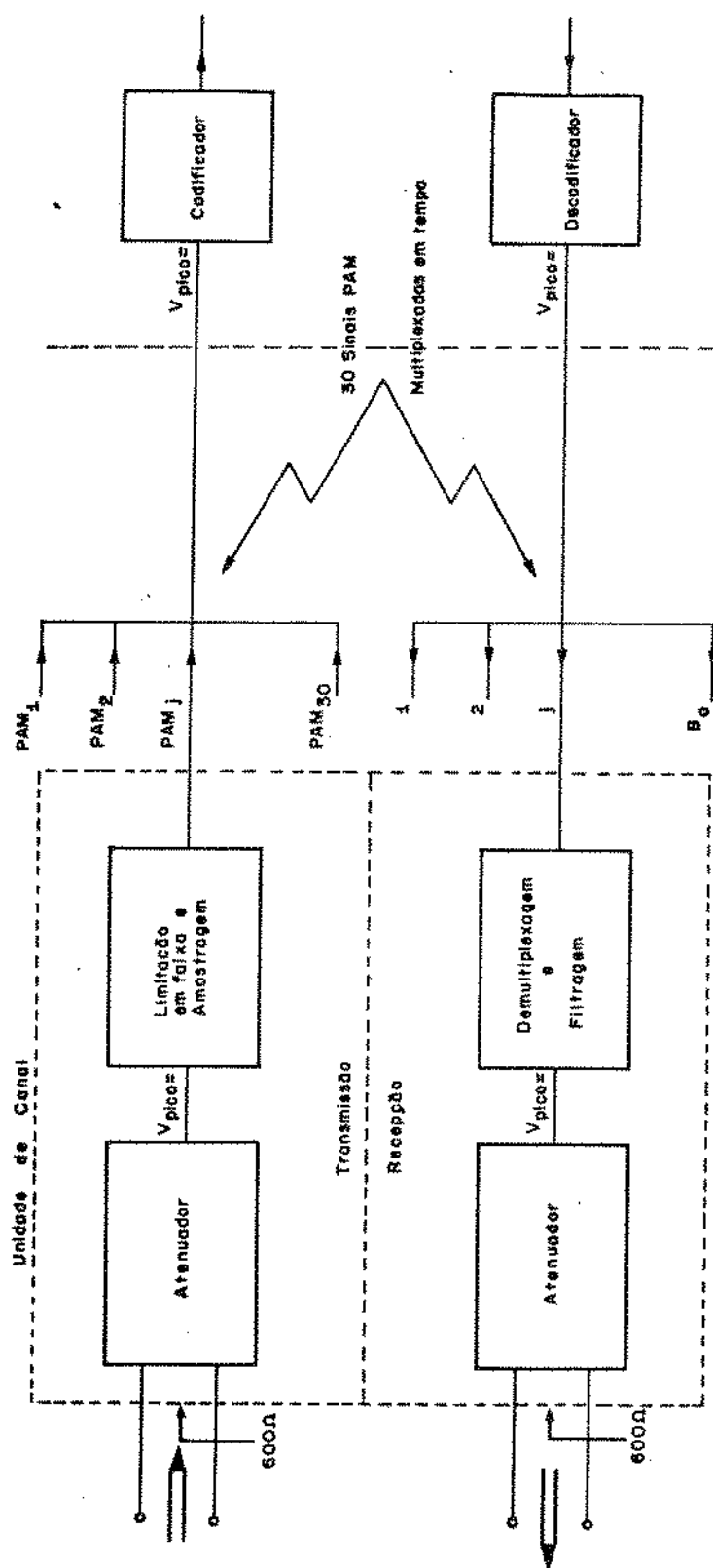


Fig. III.1 - Diagrama esquemático do Multiplex

III.2 - UNIDADE DE CANAL/TRANSMISSÃO

A unidade de canal/transmissão tem como finalidade básica a limitação em faixa do sinal de áudio seguida de amostragem para geração do sinal PAM. Na entrada do circuito é feita uma proteção contra transitórios utilizando-se um par de diodos zener em ligação "costa a costa". O diagrama esquemático do processamento é ilustrado na Fig. III.2.

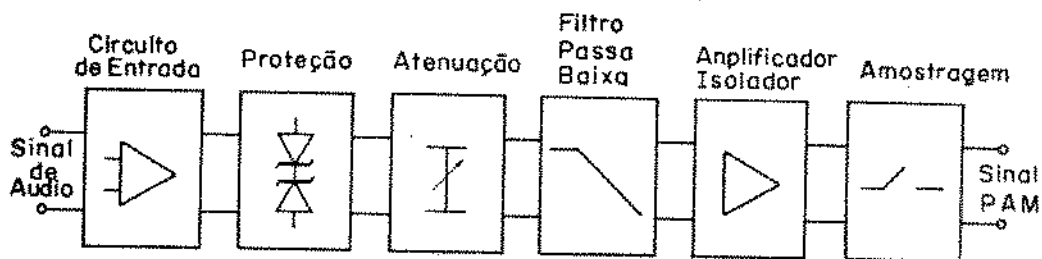


Fig. III.2 - Processamento do sinal na unidade de canal/transmissão

Apresenta-se a seguir uma descrição pormenorizada de todos os circuitos.

III.2.1 - CIRCUITO DE ENTRADA

O objetivo principal do trabalho é a eliminação de elementos passivos tais como indutores e transformadores. Assim, no circuito de entrada deve-se substituir o transformador de isolamento por um amplificador isolador com as mesmas características do transformador. O diagrama do amplificador isolador utilizado é mostrado na Fig. III.3.

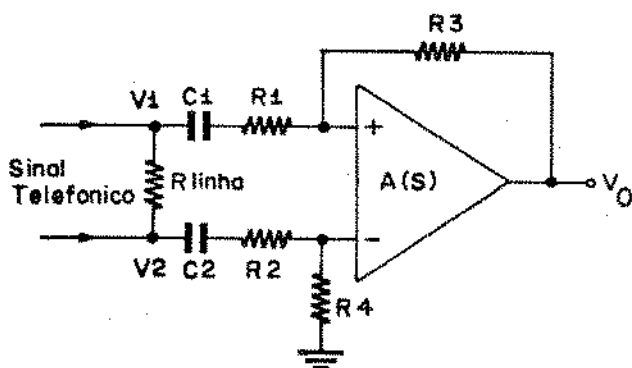


Fig. III.3 - Amplificador de isolador de entrada

Observa-se que a entrada do circuito é balanceada, e é terminada por uma resistência R_{linha} que deve ser igual a impedância da linha. Como trabalhamos com linha telefônica tem-se $R_{\text{linha}} = 600\Omega$. A impedância da entrada do amplificador é bastante alta e, portanto, não afeta o casamento da impedância com a linha. Os sinais em modo comum são eliminados, pois utiliza-se as duas entradas do amplificador operacional. O valor numérico da rejeição em modo comum, depende exclusivamente do casamento dos resistores R_1, R_2, R_3, R_4 .

O Amplificador diferencial acima é, em suma, o complemento do amplificador somador e permite a substituição de duas tensões ou em caso especial, o cancelamento de sinais comuns às duas entradas.

Tem-se então na faixa passante:

$$V_0 = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \times \frac{R_4}{R_1} \times V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (\text{III.1})$$

Faz-se, por facilidade de implementação e para um erro mínimo de off-set devido à corrente de polarização de entrada

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Assim,

$$\boxed{V_0 = V_2 - V_1} \quad (\text{III.2})$$

Os capacitores C_1 e C_2 são utilizados para bloqueio de sinal DC na linha e atuam juntamente com a malha de resistores como um filtro passa-faixa.

A função de transferência fazendo $C_1 = C_2$ e $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ é:

$$V_0(s) = \left(\frac{R_1 C_1 s}{1 + R_1 C_1 s} \right) (V_2 - V_1) \quad (\text{III.3})$$

Para que a largura de faixa não seja afetada, utilizou-se $C_1 = C_2 = .22\mu\text{F}$ e $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20\text{K}\Omega$.

Os valores nominais dos resistores são de 20K Ω e devem ter uma precisão melhor que 1%, pois deles depende o valor da rejeição em modo comum e o balanceamento.

O amplificador operacional utilizado é o CILM348, que contém 4 unidades do amplificador operacional $\mu A741$, e que possui características satisfatórias para a aplicação na gama de frequência dos circuitos utilizados.

III.2.2 - FILTRO PASSA-BAIXA

As especificações do filtro requerido, de conformidade com as normas da CCITT estão mostradas na Fig. 1.2.

Para se conseguir uma ondulação máxima permissível de 0,2 dB na faixa passante e atenuação de 26 dB fora da faixa passante, o filtro mais adequado é o de uma função de 4ª ordem com um par de zeros. Assim, duas secções são necessárias. A primeira, uma secção rejeita-frequência-passa-baixa, e a segunda passa-baixa. Os polos e os zeros devem então ter a seguinte distribuição para que tenhamos obediência às especificações recomendadas.

1) Secção rejeita-frequência-passa-baixa

$$f_z = f_{\text{zero}} = 4832 \text{ Hz}$$

$$f_p = f_{\text{polo}} = 3460 \text{ Hz}$$

$$Q_p = Q_{\text{polo}} = 3.418$$

2) Secção passa-baixa

$$f_{p1} = f_{\text{polo}_1} = 2653 \text{ Hz}$$

$$Q_{p1} = Q_{\text{polo}_1} = .675$$

A Fig. III.4 mostra a resposta ideal de um filtro com a distribuição de zeros e polos acima mencionados e pode-se observar que suas características são bastante satisfatórias. Essas figuras foram obtidas a partir da seguinte função de transferência:

$$T(s) = \frac{(s^2 - \omega_z^2)}{\left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2\right)} \cdot \frac{\omega_{01}^2}{\left(s^2 + \frac{\omega_{01}}{Q_{01}} s + \omega_{01}^2\right)} \quad (\text{III:4})$$

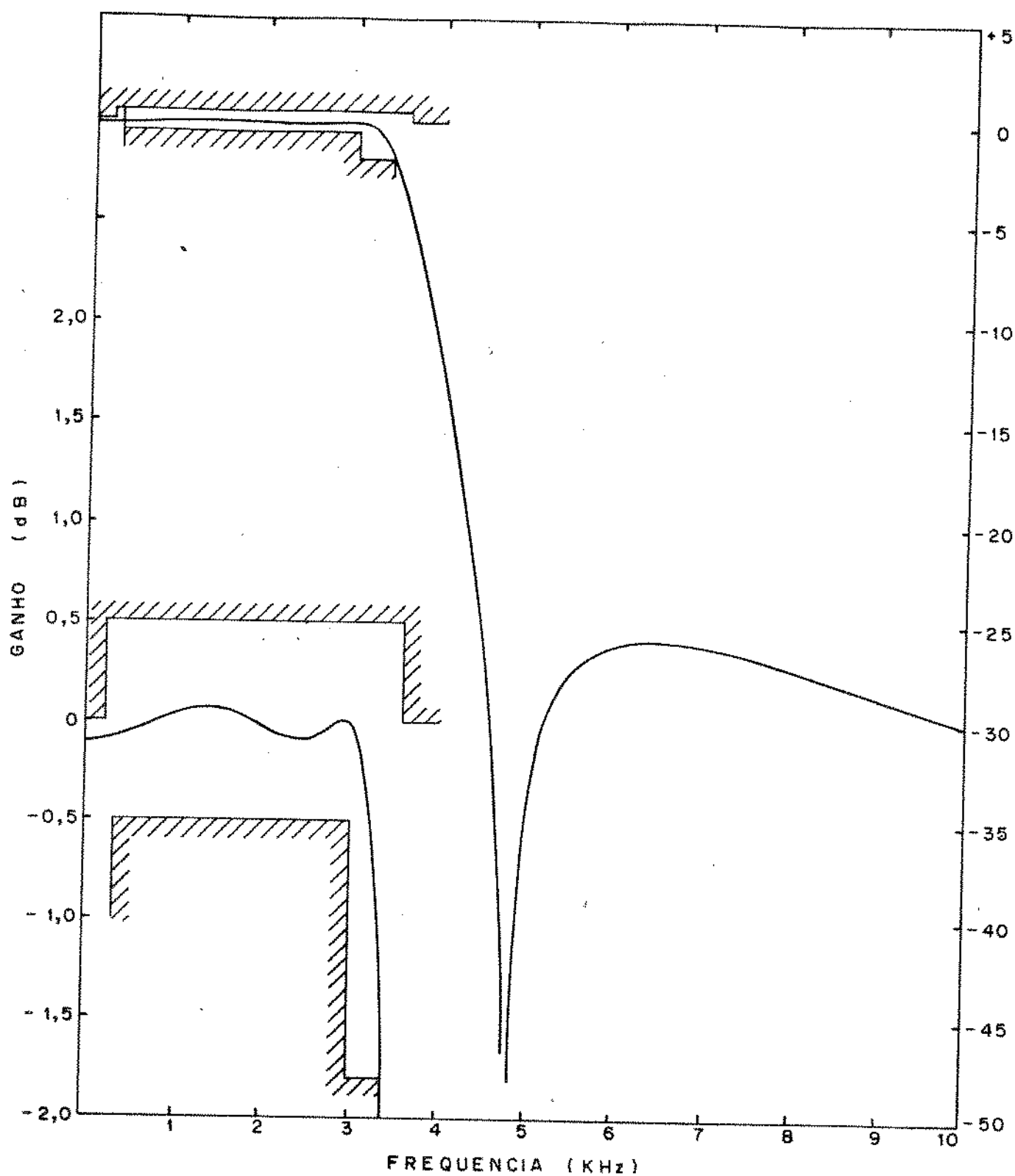


Fig. III.4 - Resposta em frequência teórica do filtro passa-baixas/sentido transmissão

O ganho para a frequência 800 Hz foi tomado como sendo de 0 dB.

A idéia principal do presente trabalho é a otimização de espaço e, se possível, de economia. Para tanto, os amplificadores operacionais utilizados devem ser do tipo de baixo consumo, e com quatro ou mais unidade em cada chip.

Comercialmente, para esse tipo de aplicação, tem-se a disponibilidade do CILM348, que basicamente se compõe de 4 unidades do tipo $\mu A741$, porém com um consumo bastante reduzido.

Para o cálculo dos componentes do filtro, necessita-se apenas do produto nominal ganho-largura de faixa que, no caso, é:

$$f_T = 800 \text{ KHz}$$

III.2.2.1 - CÁLCULO DO SECCÃO REJEITA-FREQUÊNCIA PASSA-BAIXA

Dada a dificuldade de se ter capacitores em toda a faixa de valores, o primeiro passo é escolher determinados valores padrão de capacitores, pois a facilidade de valores em resistores é bem mais ampla.

Deve-se observar aqui que para os filtros ativos os capacitores devem ser do tipo poliestireno, pois têm características superiores aos demais. Além de terem dimensões reduzidas, possuem um fator de potência de ordem de 15×10^{-4} , e o coeficiente de temperatura de -50 a $-100 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$.

Utilizando então as equações obtidas anteriormente, e a nomenclatura da Fig. II.2.5, e escolhendo os seguintes valores para os capacitores:

$$C_1 = 180 \text{ pF}$$

$$C_2 = 10 \text{ nF}$$

podemos obter o valor de todos os componentes.

Fazendo então $\beta = 2$:

$$\gamma = \frac{C_1}{C_2} \rightarrow \gamma = 55.5556$$

Da equação (II.54):

$$\alpha = 1,04646.$$

Das equações (II.49), (II.51), (II.52) e (II.53), obtém-se então os valores dos resistores:

$$R_6 = 31445\Omega$$

$$R_4 = 35723\Omega$$

$$R_1 = 112787\Omega$$

$$R_2 = 170353\Omega$$

Como o valor de R_5 é arbitrário, será escolhido $R_5 = 20000\Omega$. Então, de (II.23), obtém-se finalmente:

$$R_3 = 6319\Omega$$

Observa-se que os resistores têm valores difíceis de se obter na prática. Como será utilizado valores comerciais e disponíveis no mercado, far-se-á uma aproximação desses valores para os que existem na prática. Há necessidade de uma certa precisão, devido ao fato de ser crítica a obtenção da distribuição desejada de polos e zeros. Utiliza-se então resistores de filme metálico e com precisão de 1%. Os valores nominais utilizados são então:

$$R_1 = 113000\Omega$$

$$R_2 = 174000\Omega$$

$$R_3 = 6340\Omega$$

$$R_4 = 35700\Omega$$

$$R_5 = 20000\Omega$$

$$R_6 = 31600\Omega$$

Mais adiante, poderemos observar que os gráficos teóricos e utilizando os valores nominais são bastante próximos, mostrando um resultado bastante satisfatório.

III.2.2.2 - CÁLCULO DA SECÇÃO PASSA-BAIXA

Novamente a mesma observação deve ser feita, isto é, o primeiro passo é sempre escolher os valores dos capacitores, pois sua disponibilidade em valores é bem menor que a de resistores.

Utilizando a nomenclatura da Fig. III.2.6, escolhe-se então para:

$$C_1 = 1500\text{pF}$$

$$C_2 = 2200\text{pF}$$

$$\gamma = 0,68181$$

Da equação (II.76), o valor de $K_{\min} = 1,13$, e, portanto, o valor de α é:

$$\alpha = 1,00574$$

Com valor de α e supondo $\beta = 2$, obtêm-se todos os valores necessários:

$$R_1 = 36603\Omega$$

$$R_2 = 29624\Omega$$

Como $K = 1,13$, e como R_3 pode ter seu valor escolhido arbitrariamente, temos:

$$R_3 = 49900\Omega$$

$$R_4 = 6487\Omega$$

Temos então a secção passa-baixa com todos os componentes definidos. Os valores nominais utilizados são:

$$C_1 = 1500\text{pF}$$

$$C_2 = 2200\text{pF}$$

$$R_1 = 36500\Omega$$

$$R_2 = 29400\Omega$$

$$R_3 = 49900\Omega$$

$$R_4 = 6490\Omega$$

De posse dos valores nominais dos componentes, obtêm-se então as curvas de resposta em amplitude e fase do filtro completo passa-baixa e que leva em conta as características não ideais dos amplificadores operacionais. Observa-se que todas as características estão dentro das recomendações da CCITT.

III.2.3 - AMOSTRAGEM DO SINAL

O sinal proveniente da saída do filtro passa-baixa é submetido a um estágio amplificador com um ganho em tensão de 12.64. A utilização desse estágio proporciona uma isolamento do filtro passa-baixa e também coloca o sinal a um nível conveniente para a amostragem, no caso $V_{\text{pico}} = 3,20[V]$.

A amostragem do sinal em cada canal é feita na frequência de 8 KHz, e como temos 32 canais (30 canais de voz, um de sincronismo, um de sinalização), o tempo que se tem para amostra será de:

- a) $1/(32 \times 8 \text{ KHz})$ ou $\sim 3,9\mu\text{s}$ para um único codificador;
- b) $2/(32 \times 8 \text{ KHz})$ ou $\sim 7,8\mu\text{s}$ para dois codificadores operando em paralelo.

A amostragem dos canais é efetuada sequencialmente, de modo que, ao se interligar as saídas de todas as chaves, num ponto comum, tem-se a multiplexagem em tempo dos sinais PAM (Modulação por Amplitude dos Pulsos).

O cartão de unidade de canal deve conter duas ou mais unidades de canal. No presente caso, será de duas unidades de canal correspondente aos canais i e $i+15$. Temos assim duas seções de transmissão e duas de recepção. Para se fazer a amostragem dos canais i e $i+15$ em cada cartão, optou-se pela utilização da chave analógica CMOS-4052 "Dual 4 Channel Analog Multiplexer-Demultiplexer", que incorpora internamente uma matriz decodificadora, e que permite o comando de todos os canais com uma quantidade bastante reduzidas de ondas e, conseqüentemente, uma diminuição na fiação trazeira. A chave analógica CD-4052, cujo esquema e tabela verdade estão na Fig. III.5, será sub-utilizada, já que temos apenas duas unidades de canal por cartão, devido às limitações físicas do mesmo.

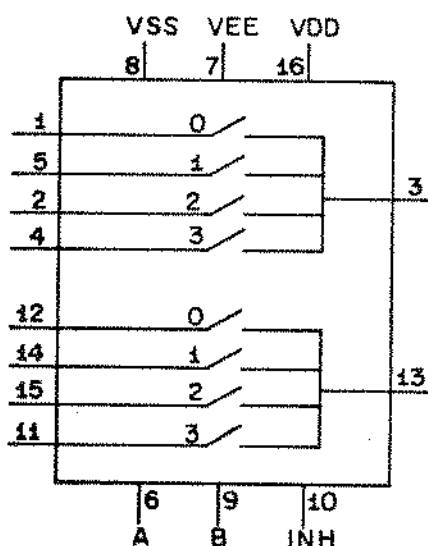


TABELA VERDADE			
INH	A	B	CHAVE ON
0	0	0	0
0	0	1	1
0	2	0	2
0	1	1	3
1	X	X	nenhuma

Fig. III.5 - Diagrama e Tabela Verdade de Chave Analógica CD-4052

Para uma excursão de sinal entre $\pm V_0$ Volts, a polarização da chave deve satisfazer as condições $V_{DD} \geq V_0$, $V_{EE} \leq -V_0$ e $V_{SS} = 0$, e as ondas de controle devem excursionar entre 0 e V_{DD} . Portanto, em função da excursão máxima do sinal a ser amostrado e das tensões disponíveis no sistema, utilizou-se $V_{DD} = +5[V]$ e $V_{EE} = -6[V]$. Fixando o valor de $V_{DD} = +5[V]$, a geração das ondas de controle pode ser feita através de circuitos TTL-LS "open-collector", que simplifica grandemente a parte digital do sistema.

As características das chaves analógicas variam em função das condições de polarização. Com os valores utilizados para a polarização, o atraso na resposta da chave é da ordem de 200 ns após a transição da onda de controle e a resistência R_{ON} tem um valor típico de 100Ω , resistência essa que varia em função do nível a ser amostrado. Isto não causa problema, pois o "bus" PAM apresenta uma alta impedância e a distorção apresentada é então desprezível.

A chave, quando desligada, apresenta uma isolamento DC bastante elevada, e pode-se resumir o seu circuito equivalente a uma simples capacitância entre os terminais de entrada e saída. Das especificações constantes nos catálogos das chaves de vários fabricantes, pode-se calcular um valor médio da capacitância entre os terminais da chave. Para o caso da chave CD-4052 temos:

$$C_C = 0,5pF$$

Para o cálculo de isolamento das chaves de canal, deve-se ter em mente que sempre haverá uma chave conectada ao "bus" PAM de transmissão e que a impedância de carga é $R_{ON} + Z_f$, como mostra a Fig. III.6.

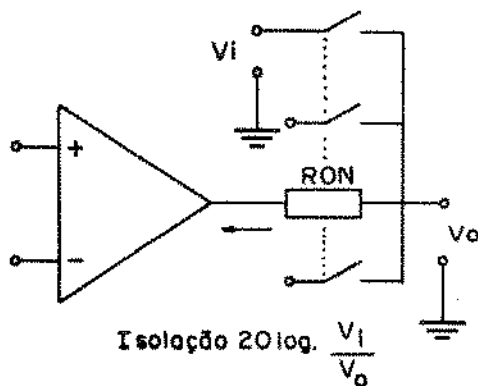


Fig. III.6 - Modelo para cálculo de isolações das chaves de canal

Supondo uma frequência máxima de 3400 Hz, $R_{ON} = 100\Omega$ e Z_f muito baixo (impedância de saída de um amplificador operacional realimentado), a isolação é de aproximadamente 100 dB.

III.2.4 - AMPLIFICAÇÃO DE ÁUDIO

De posse das atenuações e ganhos típicos de cada circuito e dos níveis de pico nos terminais de áudio e da interface com o codificador, pode-se determinar o ganho em tensão do amplificador isolador A_v :

Tem-se na secção de transmissão:

- Nível de pico nos terminais de áudio: 314 mV
- Nível de pico à entrada do decodificador: 3,20 V
- Atenuação no amplificador isolador de entrada: 0 dB
- Ganho de filtro na banda-base passante: 4,15 dB
- Atenuação do sinal de áudio devido às resistências terminais: 6,02 dB

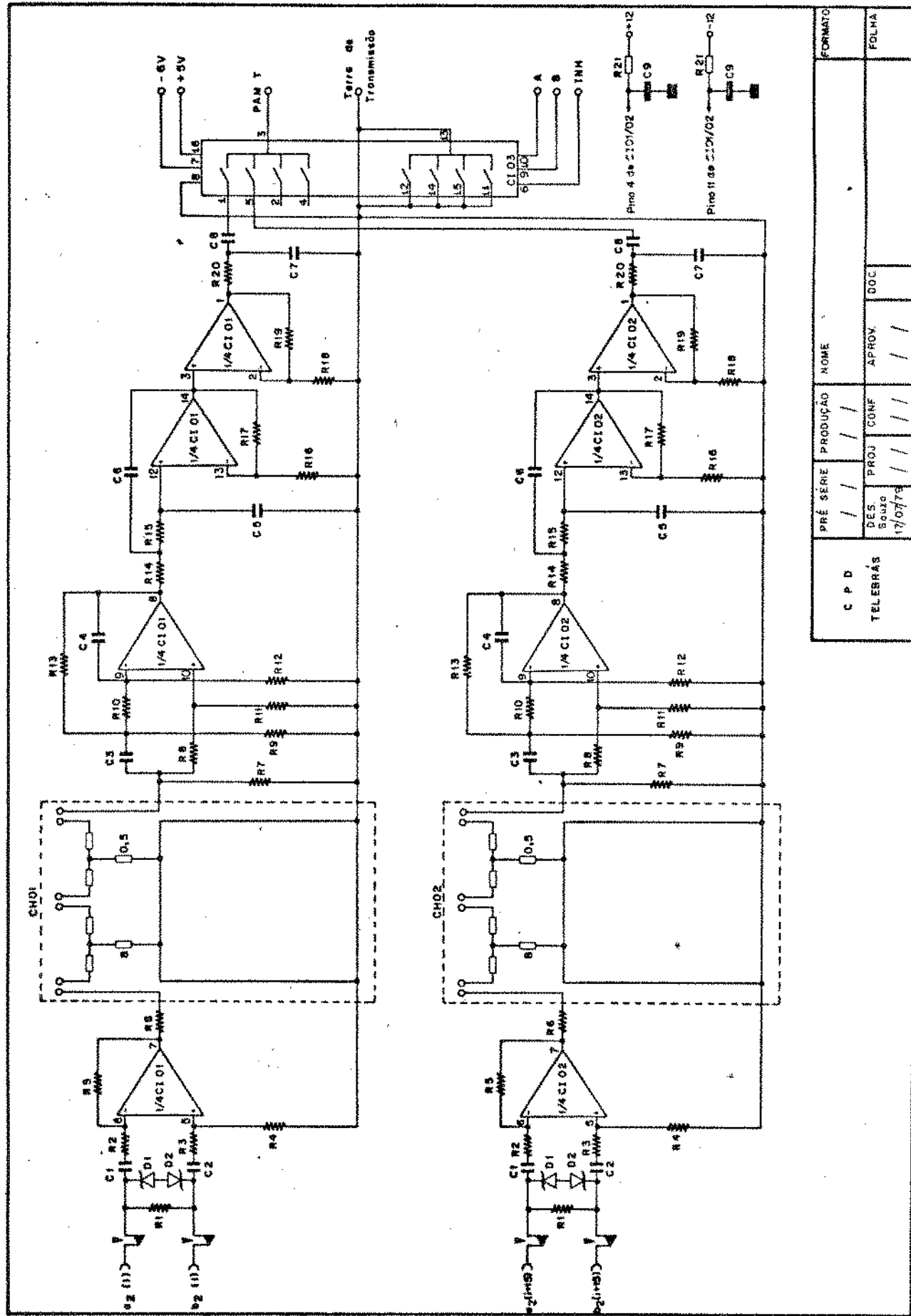
Portanto:

$$20 \log A_v = 20 \log(3,20/0,314) = 4,15 + 6,02$$

$$A_v = 12,64$$

III.2.5 - CIRCUITO COMPLETO DA UNIDADE DE CANAL/TRANSMISSÃO

O circuito completo da secção transmissão da unidade de canal está apresentado na Fig. III.7 e tabela III.1.



C P D		PRÉ SÉRIE		PRODUÇÃO		NOME		FORMATO	
TELEBRÁS		DES. Souza		PROJ. CONF.		APROV. DOC.		FOLHA	
		17/07/79		/ / /		/ / /			

Fig. III.17 - Diagrama esquemático completo da unidade de canal/transmissão

UNIDADE DE CANAL/TRANSMISSÃO

CI01,02	LM348	C ₁ ,C ₂ ,C ₈	0,22μF POLIESTER METALIZADO
CI03	CD4052	C ₃	10nF [±] 1,25% POLISTIROL
D ₁ ,D ₂	DIODO ZENER 3V3-400mW	C ₄	180pF [±] 1,25% "
R ₁	600Ω [±] 1% 1/8W	C ₅	1,5nF [±] 1,25% "
R ₂ ,R ₅	30KΩ [±] 1% 1/8W	C ₆	2,2nF [±] 1,25% "
R ₃ ,R ₄	10KΩ [±] 1% 1/8W	C ₇	47nF - POLIESTER METALIZADO
R ₆ ,R ₇	600Ω [±] 1% 1/8W		
R ₈	634Ω [±] 1% 1/8W	C ₉	22μFx15V - ELETROLÍTICO
R ₉	174KΩ [±] 1% 1/8W	CH01,02	ATENUADOR
R ₁₀	3160Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₁	20KΩ [±] 1% 1/8W		
R ₁₂	113KΩ [±] 1% 1/8W		
R ₁₃	35700Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₄	36500Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₅	29400Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₆	49900Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₇	6490Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₈	866Ω [±] 1% 1/8W		
R ₁₉	10KΩ [±] 1% 1/8W		
R ₂₀ ,R ₂₁	100Ω [±] 5% 1/8W		

TABELA III.1

I.3 - UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO

Na unidade de canal/recepção é feita a demultiplexagem do sinal PAM correspondente, amostrando-se sincronamente a saída do decodificador à 8 KHz. O sinal PAM é então submetido a uma filtragem passa-baixa para a recuperação do sinal de áudio e levado a um nível conveniente, através do amplificador isolador de saída. É também colocada uma proteção no estágio de saída contra transientes que porventura ocorram na linha da central telefônica.

A Fig. III.8 mostra o diagrama esquemático do processamento na recepção e a seguir é feita a descrição de cada circuito.

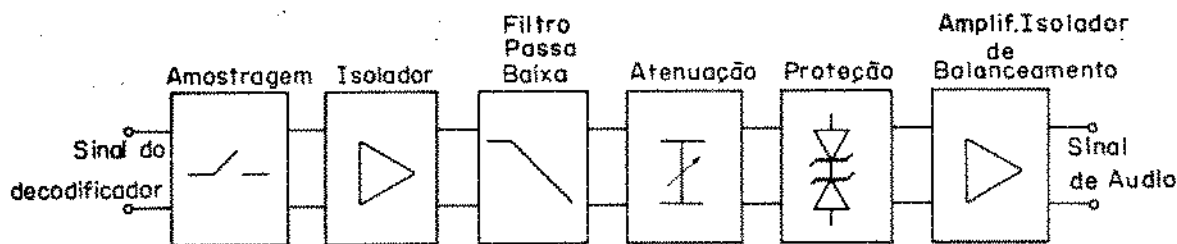


Fig. III.8 - Processamento do sinal na unidade de canal/recepção

III.3.1 - AMOSTRAGEM NA RECEPÇÃO

A amostragem instantânea de um sinal $x(t) \leftrightarrow X(\omega)$ a uma frequência $\omega_0 = 2\pi/T$ e com uma forma de pulso $h(t) \leftrightarrow H(\omega)$ tem como resultado um sinal PAM, cujo espectro em frequência é:

$$Y(\omega) = H(\omega) \left[\frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X(\omega - m\omega_0) \right] \quad (\text{III.5})$$

Considerando amostras retangulares com largura δ , tem-se:

$$Y(\omega) = \delta/T \frac{\frac{\text{sen } \frac{\omega \delta}{2}}{\frac{\omega \delta}{2}}}{2} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} X(\omega - m\omega_0) \right] \quad (\text{III.6})$$

A equação acima pode ser usada então para representar o sinal PAM, que é recuperado à saída do codificador, sem levar em conta o ruído de quantização.

Como estão sendo utilizadas amostras com largura igual ao período de amostragem, isto é, $\delta = T = 125\mu\text{s}$, o fator de atenuação T/δ é unitário. Em compensação, a utilização dessas amostras vai gerar uma variação de ganho ao longo da faixa $[0,3400]$ Hz de aproximadamente 2,8 dB.

Assim, se não necessitamos de qualquer modelamento na forma dos pulsos PAM, devemos compensar a variação ao longo da faixa através do filtro passa-baixa. Então, para os cálculos posteriores, utilizar-se-á como função de transferência relativa à amostragem, a seguinte equação:

$$T_A(s) = \frac{\frac{\text{sen } \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}}}{2} \quad (\text{III.7})$$

O chaveamento na recepção é feito da mesma maneira que na transmissão, utilizando-se a chave análoga CD-4052. A diferença que existe entre a transmissão e a recepção está apenas na impedância de carga que é vista pelas chaves. Na recepção, a impedância de carga corresponde a uma capacitância de 470pF em paralelo com a impedância de entrada do isolador. Assim, se a capacitância equivalente da chave é de 0,5pF e a impedância de entrada do isolador é bastante elevada e pode ser desprezada, temos, da Fig. III.9:

$$\text{isolação} = 20 \log \frac{V_i}{V_0} \cong 20 \log \frac{470}{0,5}$$

$$\text{isolação} \cong 70 \text{ dB}$$

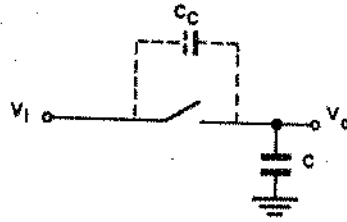


Fig. III.9 - Modelo equivalente para cálculo de isolação na recepção

O valor de $C = 470\text{pF}$ utilizado para o cálculo de isolação é obtido sabendo-se que o valor de C deve ser tal que permita o carregamento quase total da capacitância durante o tempo de amostragem ($1,95\mu\text{s}$) e que mantenha a carga durante o intervalo de $125\mu\text{s}$.

III.3.2 - CIRCUITO ISOLADOR

Após a demultiplexagem, o sinal PAM se faz presente através de valores diferentes de impedância, dependendo se a chave de recepção estiver ligada ou desligada. Torna-se, pois, necessária a utilização de um circuito isolador, de modo a submeter o sinal PAM à filtragem através de uma impedância conveniente.

Para a função de isolador, optou-se por um amplificador operacional integrado LM310, que tem uma configuração interna não inversora e ganho unitário, e cujas principais características são: 30V/s de "slew-rate" e uma faixa de 20 MHz para pequenos sinais. A Fig.III.10 mostra o circuito isolador utilizando o amplificador operacional LM310.

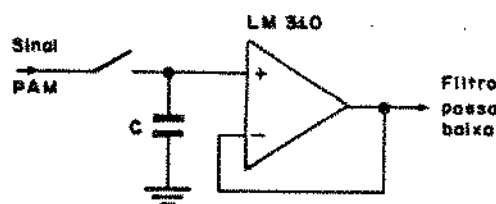


Fig.III.10 - Circuito isolador

III.3.3 - FILTRO PASSA-BAIXA

Nas unidades de canal com filtros passivos, geralmente é utilizada a mesma configuração passa-baixa, tanto para a transmissão como para a recepção. Isto acontece pois, nesse caso, a amostragem da recepção não introduz variação de ganho na faixa de interesse, que é de $[0,3400]$ Hz. A desvantagem em utilizar tal tipo de amostra é que se necessita de um elevado ganho após a recuperação do sinal de áudio.

Como no presente trabalho optou-se por uma amostra na recepção com a largura do tempo de amostragem de cada canal, o fator de atenuação é um, mas agora com a desvantagem de que há uma variação de ganho dada pela função de transferência:

$$T_A(s) = \frac{\frac{\text{sen } \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}}}{2}$$

Deve-se então compensar essa atenuação ao longo da faixa, através de uma das partes do filtro ativo passa-baixa. Como a secção rejeita-frequência - passa-baixa é a mais crítica, ela não será alterada e somente a secção passa-baixa será modificada, de modo a compensar a variação de ganho introduzida pela amostragem do sinal na recepção.

Portanto, a distribuição de zeros e polos fica da seguinte maneira, para que as recomendações da CCITT sejam atendidas:

1) Secção rejeita-frequência - passa-baixa

$$f_{\text{zero}} = 4832 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{polo}} = 3460 \text{ Hz}$$

$$Q_{\text{polo}} = 3,418$$

2) Secção passa-baixa

$$f_{\text{polo}} = 3210$$

$$Q_{\text{polo}} = 0,695$$

Na Fig. III.10 tem-se as curvas de respostas do filtro com a distribuição de zeros e polos anteriormente mencionados. A função de transferência utilizada para obtenção das curvas é:

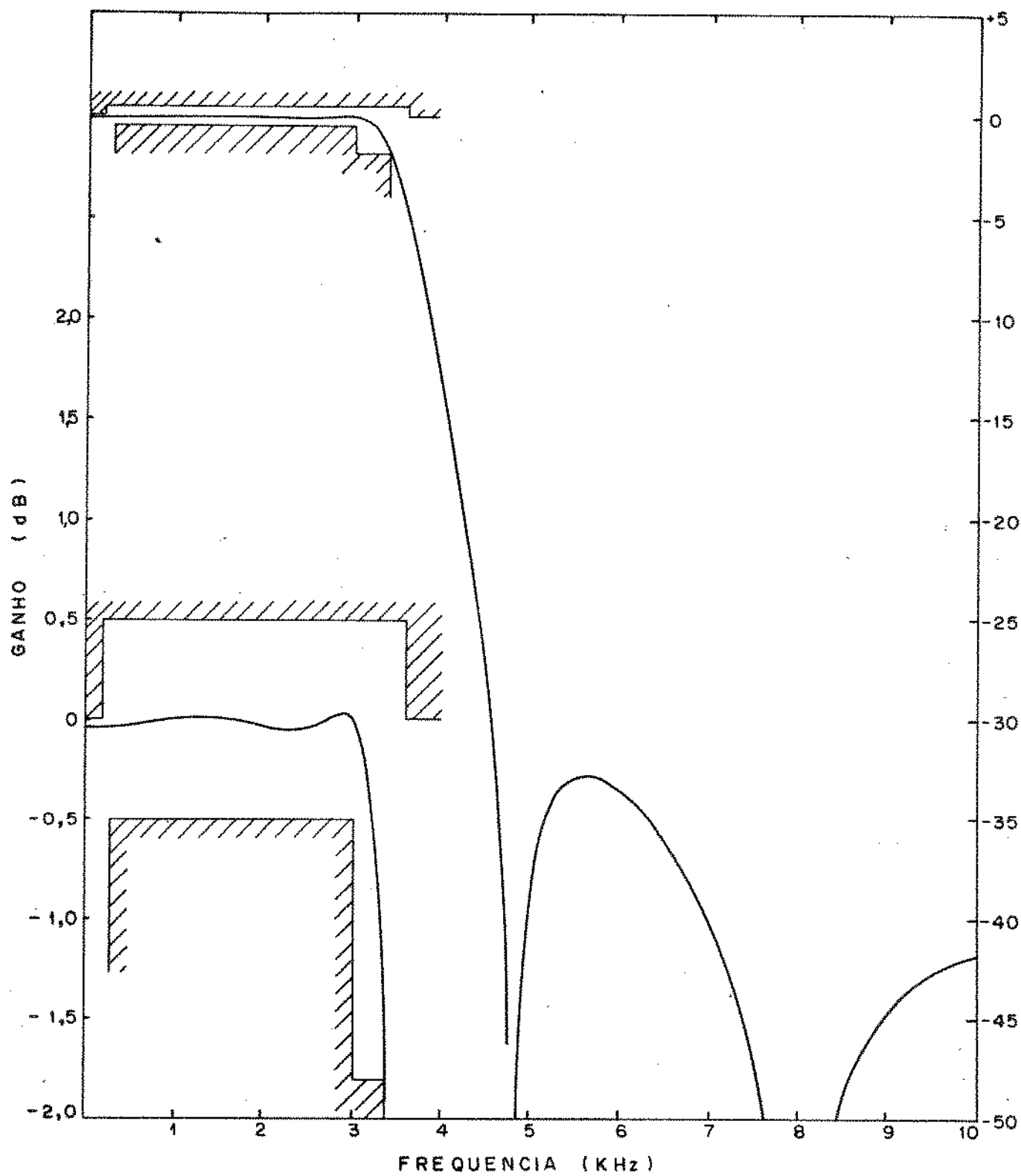


Fig. III.11 - Resposta em frequência teórica do filtro passa-baixas/sentido recepção

$$T(s) = \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \times \frac{(s^2 - \omega_z^2)}{\left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0}s + \omega_0^2\right)} \times \frac{\omega_{01}^2}{\left(s^2 + \frac{\omega_{01}}{Q_{01}}s + \omega_{01}^2\right)} \quad (\text{III.8})$$

Como a amostragem é feita a 8 KHz, $T = 1/f_{\text{amost}} = 125\mu\text{s}$. A frequência de referência é 800 Hz e é tomada como tendo o ganho de 0 dB. Apesar de possuir uma ondulação um pouco maior do que na transmissão, dentro da faixa passante, todas as especificações da CCITT são obedecidas, com uma margem razoavelmente boa.

III.3.3.1 - SECÇÃO REJEITA-FREQUÊNCIA - PASSA-BAIXA

Como esta secção não será modificada, sua configuração e o valor dos componentes são os mesmos que os calculados na unidade de canal/transmissão.

III.3.3.2 - SECÇÃO PASSA-BAIXA

Para uma melhor uniformidade de componentes, manteve-se para este filtro os mesmos capacitores utilizados na secção passa baixa no sentido transmissão. Assim:

$$C_1 = 1500\text{pF}$$

$$C_2 = 2200\text{pF}$$

Isso implica em $\gamma = 0,68181$.

Utilizando $K = 1,25$, tem-se da equação (II.75):

$$\alpha = 1,00663$$

Tomando o valor de β como sendo 1,5, tem-se para R_2 :

$$R_2 = 31706\Omega$$

Então, da equação (II.72):

$$R_1 = 22840\Omega$$

Como $K = 1,25$ e R_3 pode ser tomado arbitrariamente:

$$R_3 = 49900\Omega$$

$$R_4 = 12375\Omega$$

Utiliza-se então os seguintes valores nominais para os resistores:

$$R_1 = 22600\Omega$$

$$R_2 = 32400\Omega$$

$$R_3 = 12700\Omega$$

$$R_4 = 49900\Omega$$

III.3.4 - ESTÁGIO DE SAÍDA

Na saída de áudio que é entregue à linha da central telefônica, necessita-se de um sinal que deve ser balanceado em relação-terra e com um nível de +4 dBm0.

Num circuito convencional, a maneira utilizada é com transformadores de balanceamento, porém o presente trabalho visa exatamente eliminar o inconveniente de usar núcleos de ferrita. Assim, utilizar-se-ão amplificadores operacionais em uma configuração que está mostrada na Fig. III.11.

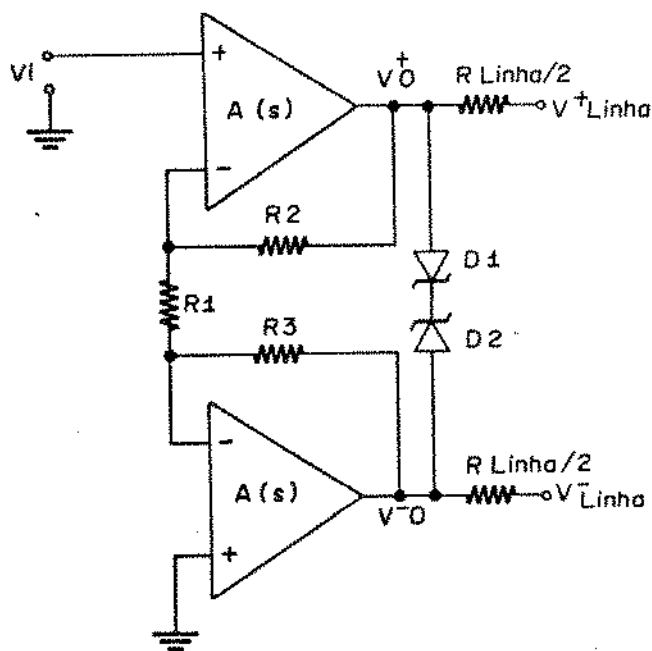


Fig. III.12 - Estágio de saída

As seguintes igualdades representam o circuito da Fig. III.11:

$$V_0^+ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i \quad (\text{III.9})$$

$$V_0^- = - \frac{R_3}{R_1} \cdot V_i \quad (\text{III.10})$$

Portanto, para que os sinais de saída V_0^+ e V_0^- tenham a mesma amplitude, isto é, sejam simétricas, devemos fazer:

$$R_1 + R_2 = R_3$$

O valor da tensão de saída sobre uma carga com impedância igual a $R_{\text{linha}} = 600\Omega$ será então:

$$V_0 = \left(2 + \frac{2R_2}{R_1}\right) V_i$$

$$e \quad V_{\text{linha}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i$$

Utilizam-se dois diodos zener conectados "costa a costa" como proteção contra transientes vindo da linha, proteção essa que somente existe quando o transiente é induzido de uma maneira que não seja em modo comum. Na presença de transientes em modo comum, a única proteção existente é a resistência apresentada pelo circuito de saída do amplificador operacional. Como a CCITT não apresenta nenhuma recomendação ou especificação com respeito a esse problema, será utilizado esse tipo de configuração; porém, com a ressalva de que é limitado pelo valor máximo do transiente que ocorre na linha em modo comum.

III.3.5 - AMPLIFICAÇÃO DE ÁUDIO

Analogamente à transmissão, pode-se determinar o ganho ou atenuação necessária para que os níveis na interface com o de codificador e os terminais de áudio estejam corretos.

• Tem-se:

- Nível de pico nos terminais de áudio: 2,452 V
- Nível de saída do decodificador: 3,15 V
- Ganho do filtro na banda passante: 5,01 dB
- Ganho do amplificador isolador de saída: 6,02 dB
- Atenuação do sinal de áudio devido às resistências terminais: 6,02 dB

Portanto:

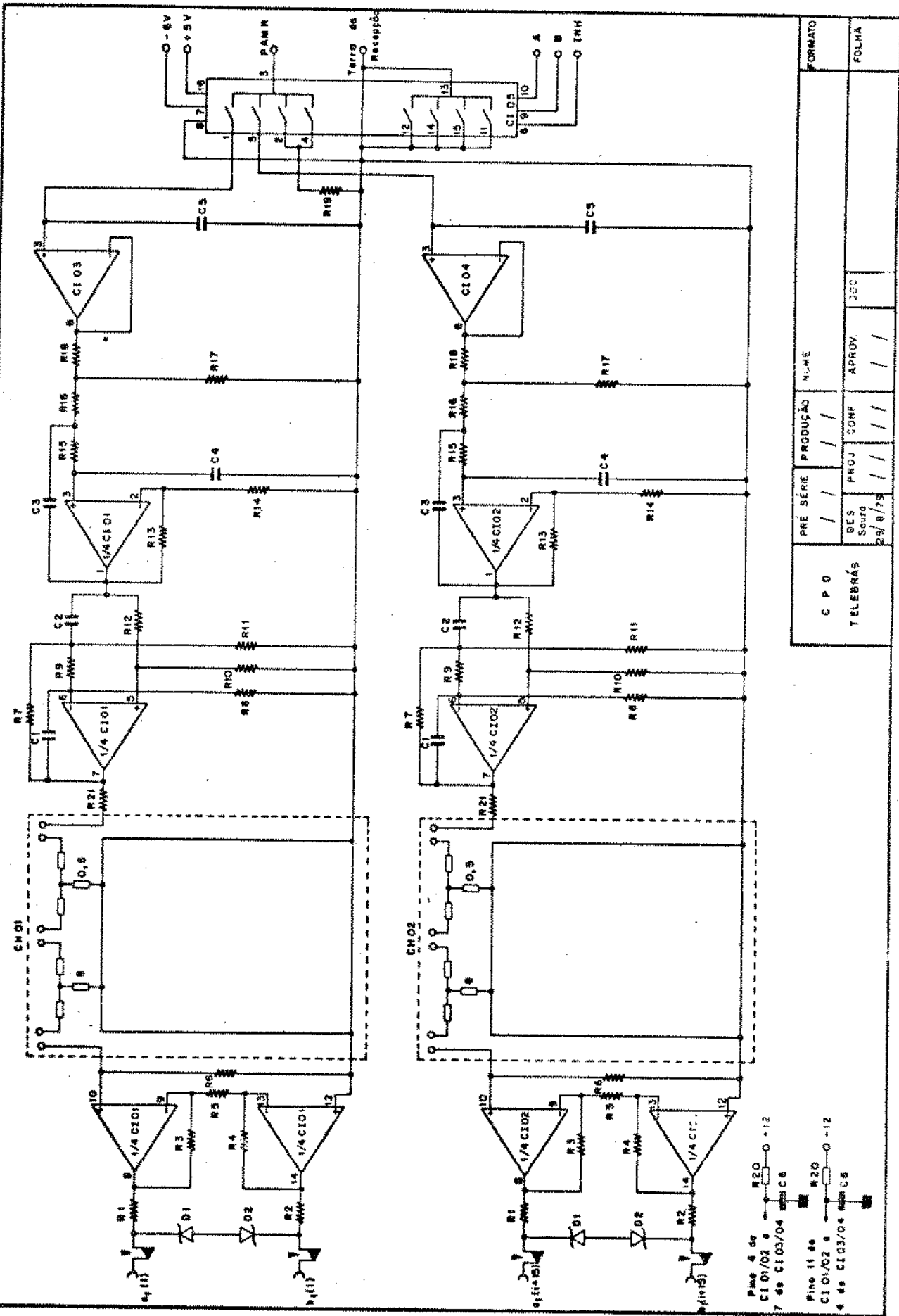
$$20 \log A_v = 20 \log(2,452/3,15) - 6,02 + 6,02 - 5,01$$

$$A_v = 0,437$$

A atenuação necessária é então implementada, utilizando um divisor resistivo entre a saída do amplificador isolador e a entrada do filtro passa-baixas.

III.3.6 - CIRCUITO COMPLETO DA UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO

O esquema completo da unidade de canal sentido recepção e a realção dos componentes estão apresentados na Fig. III.13 e a tabela III.2, respectivamente.



C P D		PRÉ SÉRIE		PRODUÇÃO		NOME		FORMATO	
TELEBRÁS		DES		PROJ		CONF		APROV.	
		Sour		29/8/79		/ /		/ /	
								JCS	

Fig. III.13 - Diagrama esquemático completo da Unidade de Canal/Recepção

UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO			
CI01,02	LM348	C ₁	180pF ⁺ -1,25% POLISTIROL
CI03,04	LM310	C ₂	10nF ⁺ -1,25% "
CI05	CD4052	C ₃	2,2nF ⁺ -1,25% "
D ₁ ,D ₂	DIODO ZENER 5V6-400mW	C ₄	1,5nF ⁺ -1,25% "
R ₁ ,R ₂	261Ω ⁺ -1% 1/8W	C ₅	470pF ⁺ -1,25% "
R ₃ ,R ₅	10KΩ ⁺ -1% 1/8W	C ₆	22μFx15V ELETROLÍTICO
R ₄	20KΩ ⁺ -1% 1/8W	CHO1,02	ATENUADOR
R ₆ ,R ₂₁	600Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₇	35700Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₈	113KΩ ⁺ -1% 1/8W		
R ₉	31600Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₀	20KΩ ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₁	174KΩ ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₂	6340Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₃	12700Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₄	49900Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₅	32400Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₆	22600Ω ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₇	7680 ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₈	10KΩ ⁺ -1% 1/8W		
R ₁₉	1MΩ ⁺ -5% 1/8W		
R ₂₀	100Ω ⁺ -5% 1/8W		

TABELA III.2

II.4 - ESTUDO TEÓRICO DO DESEMPENHO DOS FILTROS PASSA-BAIXAS

O desempenho dos filtros ativos passa-baixas calculados com respeito à variação de temperatura e a precisão dos componentes, é analisado, simulando as situações dos piores casos, e observando as características de amplitude na resposta em frequência dos filtros. As respostas em frequência são obtidas a partir da função de transferência de cada filtro ativo, onde a característica real do amplificador operacional é levada em conta.

Primeiramente, apresenta-se nas Figs. III.14 e III.15 as curvas de resposta em frequência dos filtros passa-baixas sentido transmissão e recepção, respectivamente, utilizando valores nominais para os capacitores e resistores que fazem parte de cada filtro.

A ondulação máxima observada na faixa passante é de $\sim 0,1$ dB, tanto na transmissão como na recepção e fora da faixa passante a atenuação é maior que 25 dB. E as características especificadas pela CCITT, nas figuras tracejadas, são todas satisfeitas, tendo como pontos importantes as frequências de 3000 e 3400 Hz.

Portanto, teoricamente, o filtro ativo projetado corresponde às necessidades, apresentando um desempenho bastante satisfatório.

III.4.1 - DESEMPENHO COM VARIAÇÃO DE TEMPERATURA

A seguir, far-se-á um estudo do comportamento dos filtros ativos passa-baixas calculados para determinadas variações de temperatura, pois o sistema MCP-30 deve trabalhar dentro de uma faixa de temperaturas determinada, sem apresentar mudanças sensíveis em suas características.

Para a simulação de variação de temperatura, considerar-se-á então que os resistores de filme-fino utilizados no projeto possuem em média um coeficiente de temperatura de $+100\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ e os capacitores de poliestirol um coeficiente de temperatura de $-100\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$. Para facilitar a obtenção das curvas de resposta em frequência, supõe-se então uma variação máxima de 100°C , tanto positiva quanto negativa, tomando como referência a temperatura ambiente de 25°C , valor esse em que se define o valor nominal do componente.

Obtêm-se então os gráficos das Figs. III.16 e III.17 ,

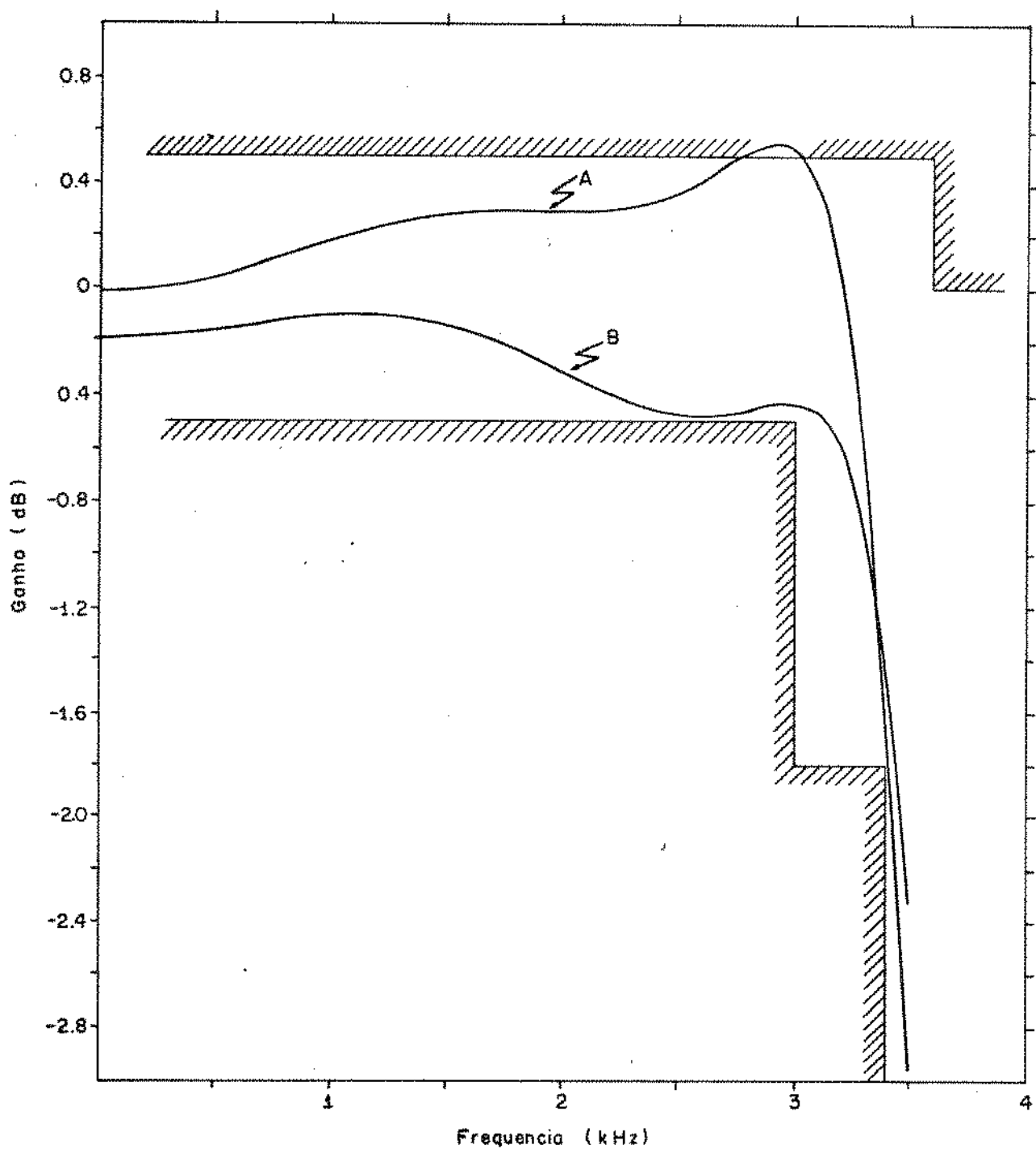


Fig. III.18 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas com simulação do pior caso nos valores dos componentes utilizados

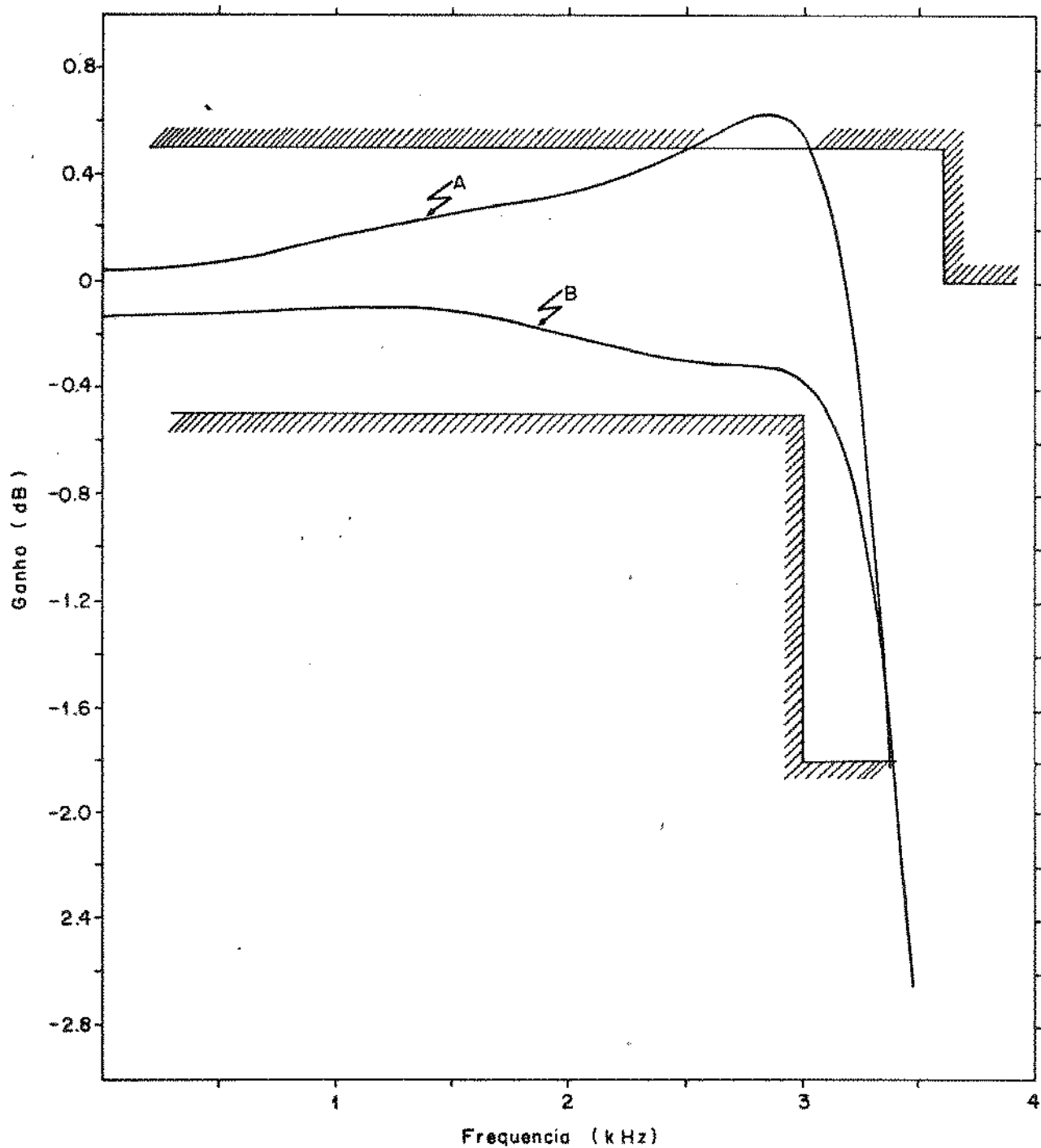


Fig. III.19 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas com simulação do pior caso nos valores dos componentes utilizados

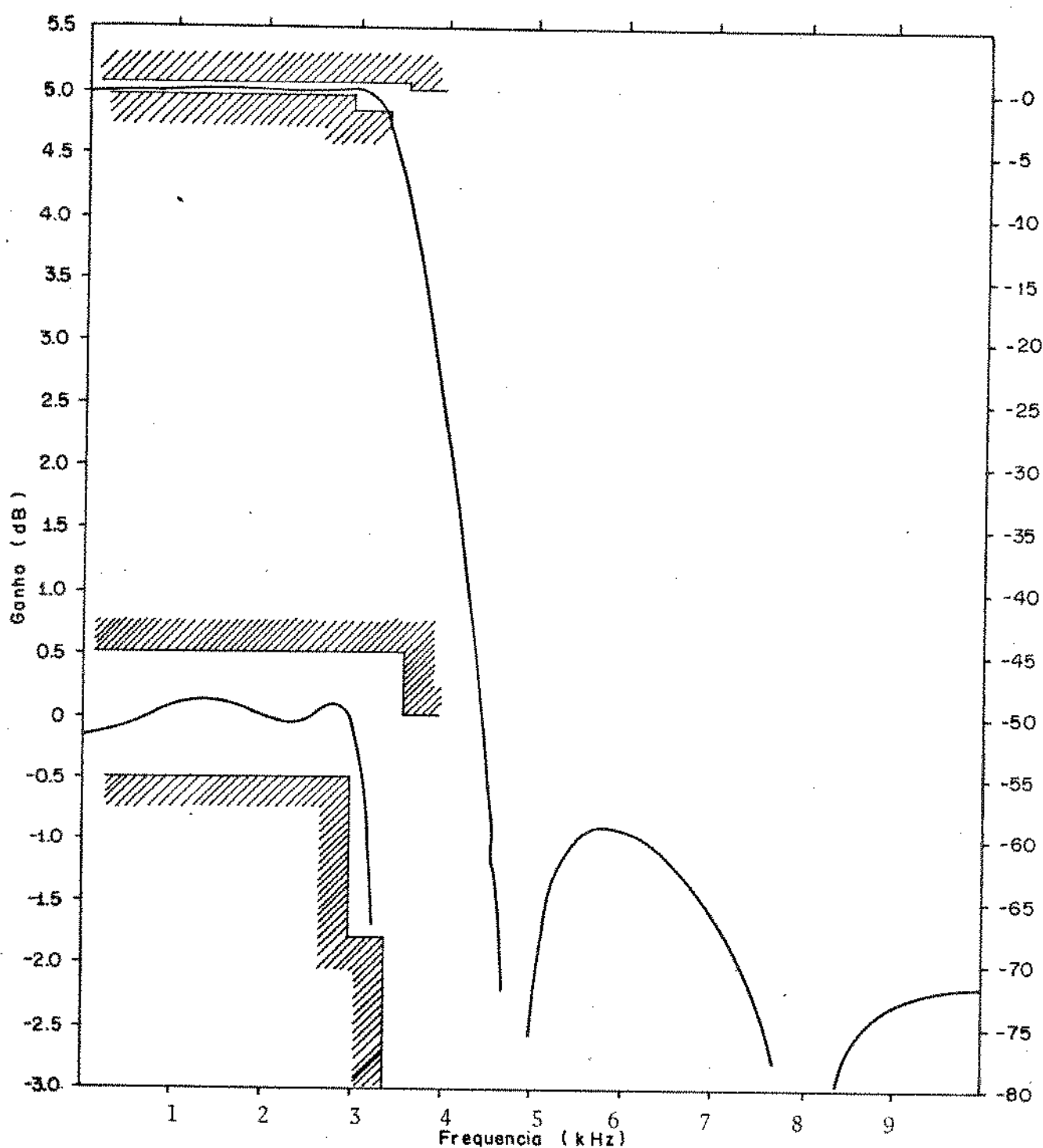


Fig. III.20 - Resposta em frequência dos filtros passa-baixas transmissão e recepção conectados, utilizando valores nominais dos componentes

III.5 - MONTAGEM DAS UNIDADES DE CANAL

São montadas duas unidades de canal completas, numa placa padrão para o sistema MCP-30, com as seguintes dimensões:

110 x 70mm.

A Fig. III.23 mostra a fotografia da unidade de canal, sem os atenuadores de adaptação dos níveis da central para os níveis do multiplex.

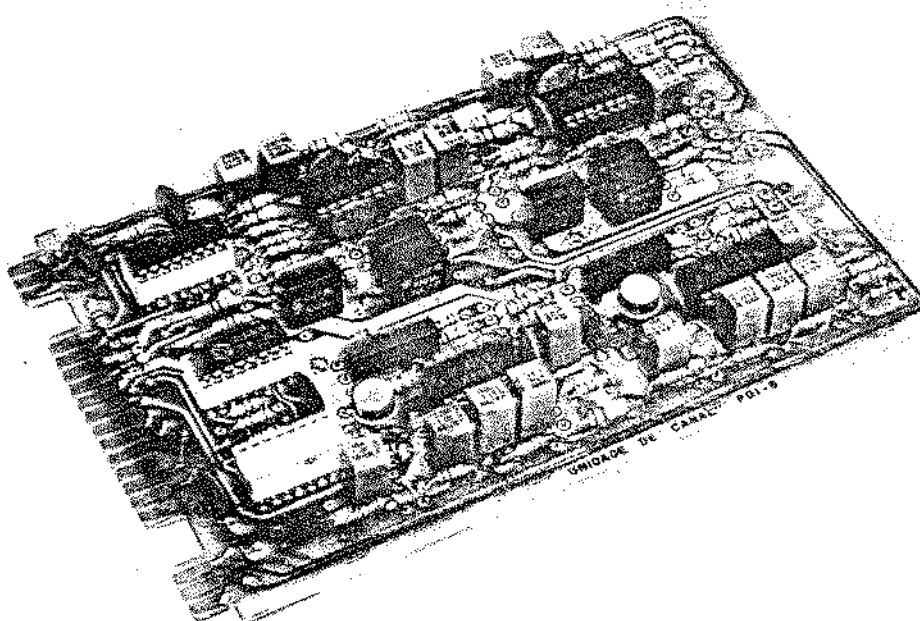
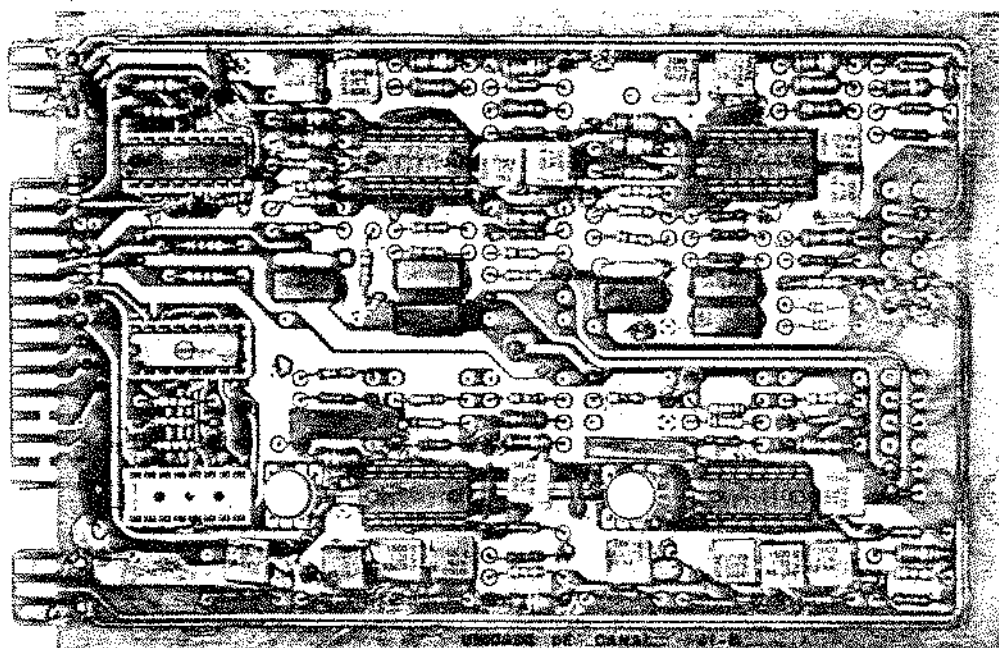


Fig. III.23

CAPÍTULO IV

TESTES E RESULTADOS

IV.1 - MONTAGEM PARA REALIZAÇÃO DE TESTES

Primeiramente, os testes para se medir o desempenho do multiplex são efetuados com apenas uma unidade de canal e, sem a intervenção do codificador e decodificador. São obtidas nessa montagem (Fig. IV.1) as características de resposta em frequência para amplitude e fase, e também os níveis de distorção do sinal de áudio.

Nestes testes, o efeito de quantização das amostras não aparece e, conseqüentemente, os níveis de distorção medidos devem estar abaixo dos limites especificados pelo CCITT, de modo a assegurar uma margem para as distorções a serem introduzidas pelo codificador e decodificador.

Os restantes dos testes são efetuados com a unidade de canal, dentro do próprio sistema MCP-30 já construído e que está em fase de montagem industrial. Aqui, as características de intermodulação, interferência entre canais e mesmo as características de resposta em frequência para determinadas pontos são obtidos e discutidos.

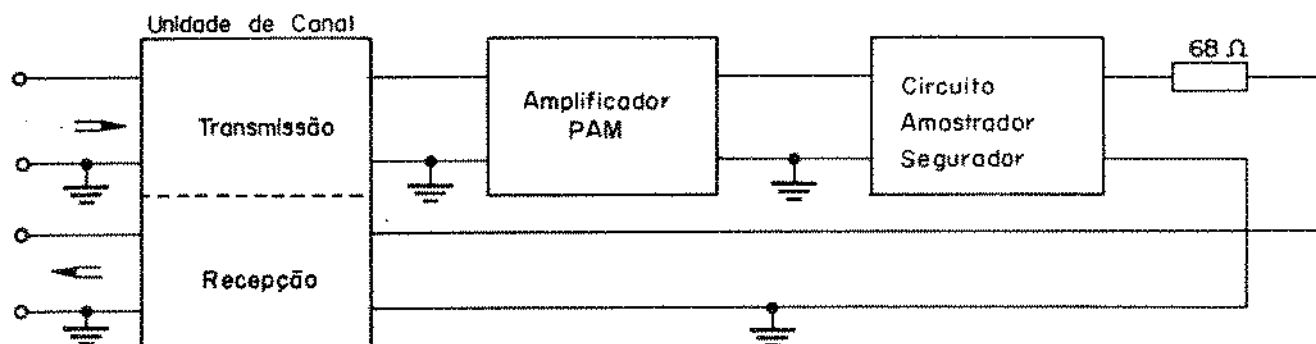


Fig. IV.1 - Esquema de montagem para testes

IV.2 - RESULTADOS

IV.2.1 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

a) Amplitude:

A resposta em frequência em amplitude é função exclusiva dos filtros ativos do multiplex e do chaveamento dos pulsos PAM na recepção.

Na Fig. IV.2 está plotado o resultado obtido para a unidade de canal transmissão; e na Fig. IV.3 o resultado obtido para a recepção. Na Fig. IV.4 tem-se a resposta do sistema total transmissão/recepção, e na Fig. IV.5 a ondulação na banda-passante ampliada, que é uma das características importantes a serem observadas.

Observa-se então que as características de resposta em frequência são bastante satisfatórias. A ondulação máxima observada na banda-passante é de 0,2dB, portanto, dentro das especificações recomendadas pela CCITT. Comparando com os resultados do Cap. III, observa-se que o desempenho dos filtros ativos, responsáveis pela ondulação, estão bastante próximos dos resultados obtidos teoricamente.

É de se supor então que os valores dos componentes utilizados estão bem próximos dos valores nominais e que, se existe a possibilidade de utilização de componentes mais precisos (por exemplo, 0,5%), as características de ondulação se aproximarão bastante do obtido com simulação teórica.

Fora da banda-passante deve-se observar as curvas obtidas para a transmissão e recepção separadamente. Isto porque a atenuação especificada pela CCITT que é de 25 dB, acima de 4600KHz, é válida para cada secção, transmissão e recepção, independentemente.

Os resultados obtidos estão dentro das especificações, com 26dB de atenuação no sentido transmissão e 27dB no sentido recepção.

As curvas plotadas foram obtidas para uma secção da unidade de canal completa das duas existentes em cada cartão. Foram tomadas então as medidas correspondentes à outra secção de unidade de canal e pôde-se observar que a variação das características de resposta em frequência, principalmente a ondulação na banda passante, é mínima.

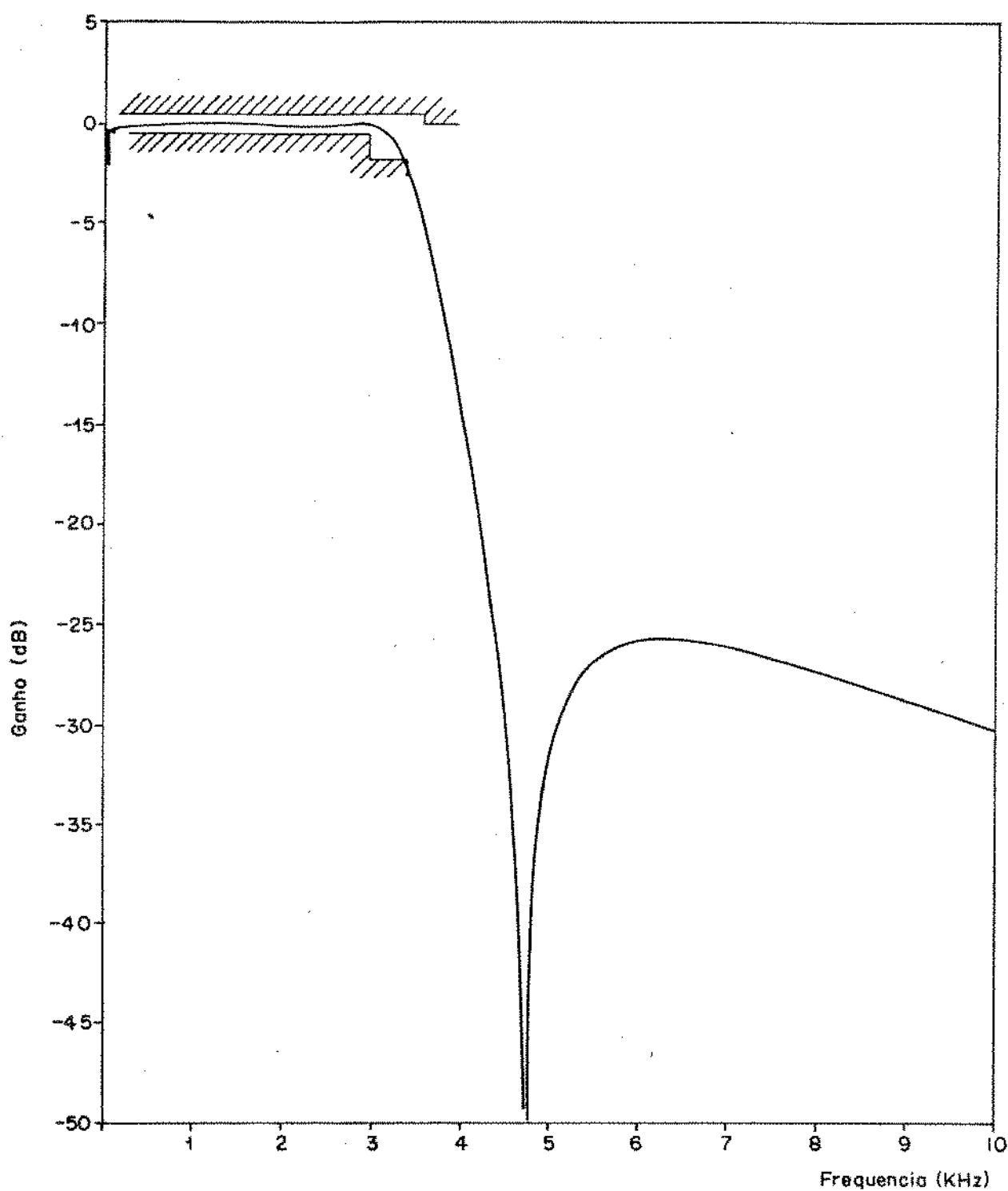


Fig. IV.2 - Resposta em frequência sentido transmissão

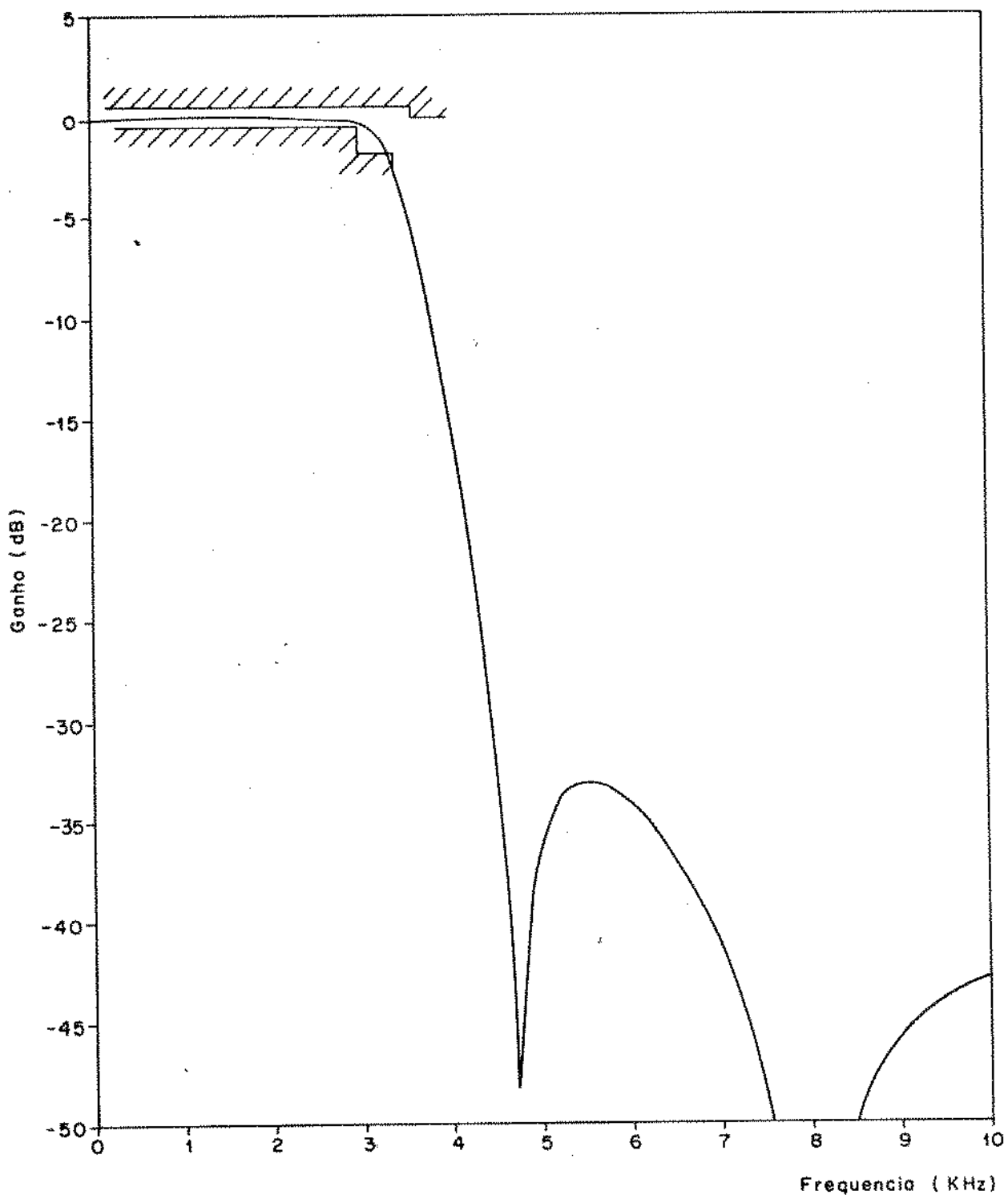


Fig. IV.3 - Resposta em frequência sentido recepção

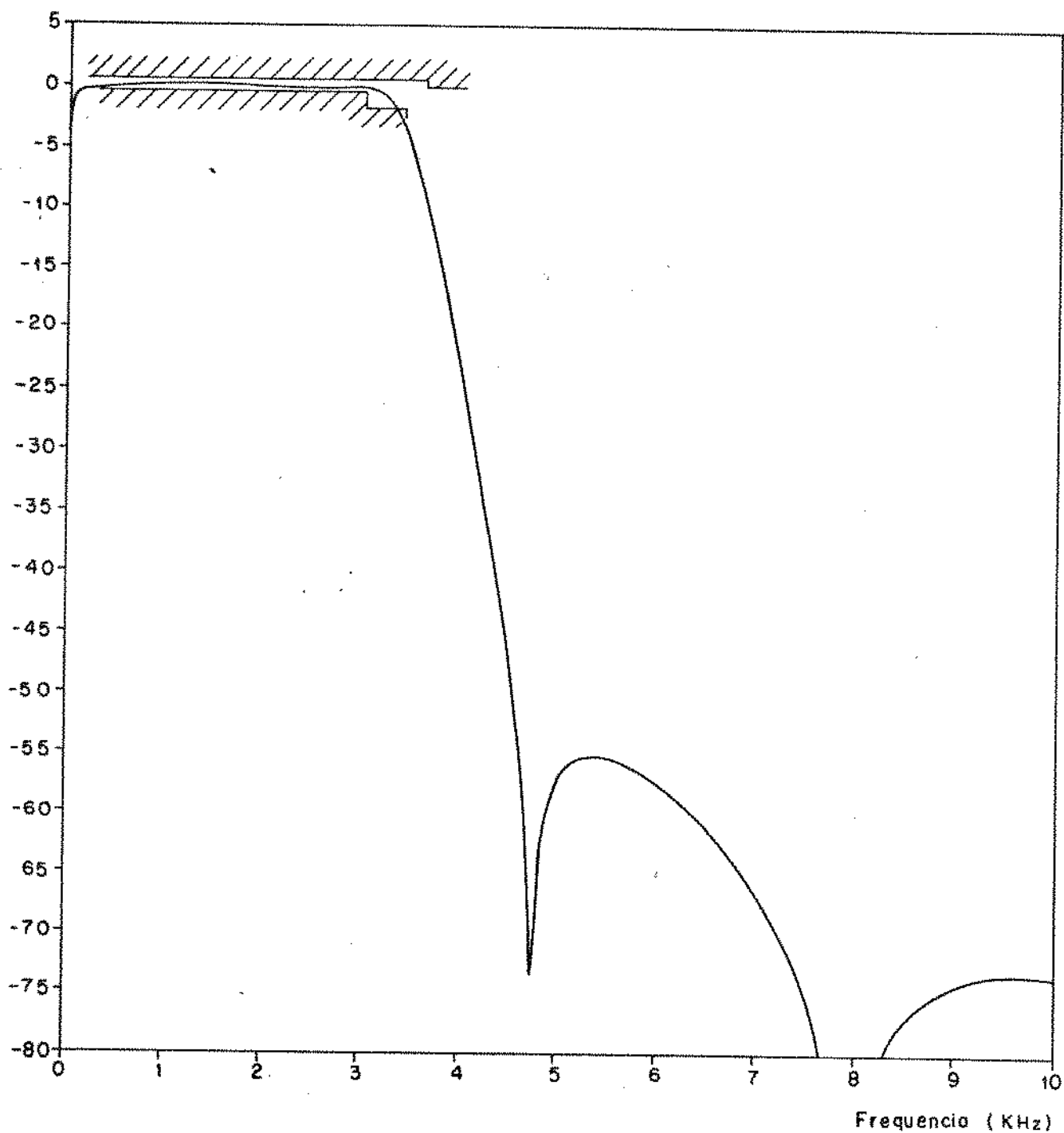


Fig. IV.4 - Resposta em frequência para a unidade de canal completa

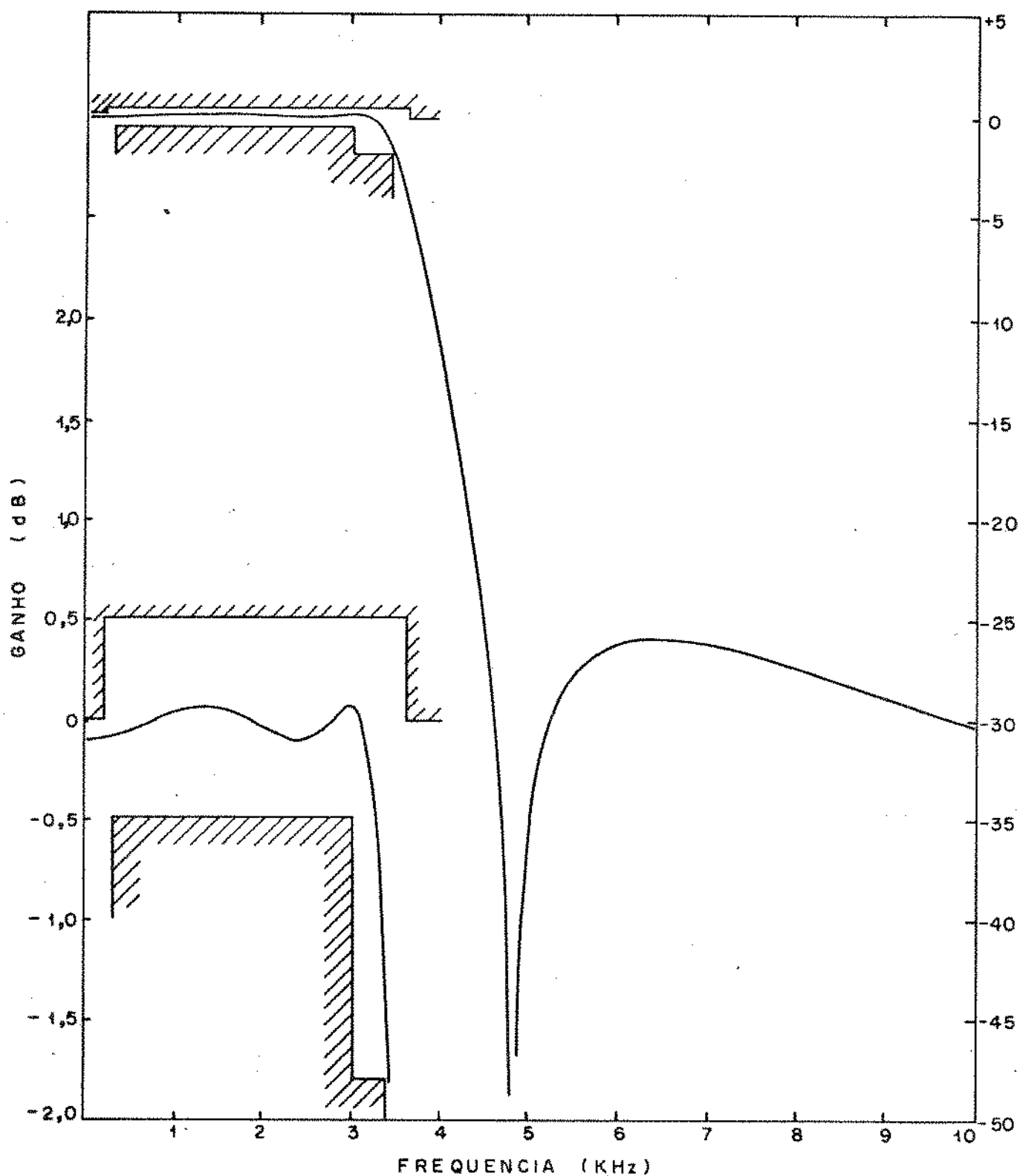


Fig. III.14 - Resposta em frequência simulada do filtro passa-baixas sentido transmissão, com os valores nominais dos componentes

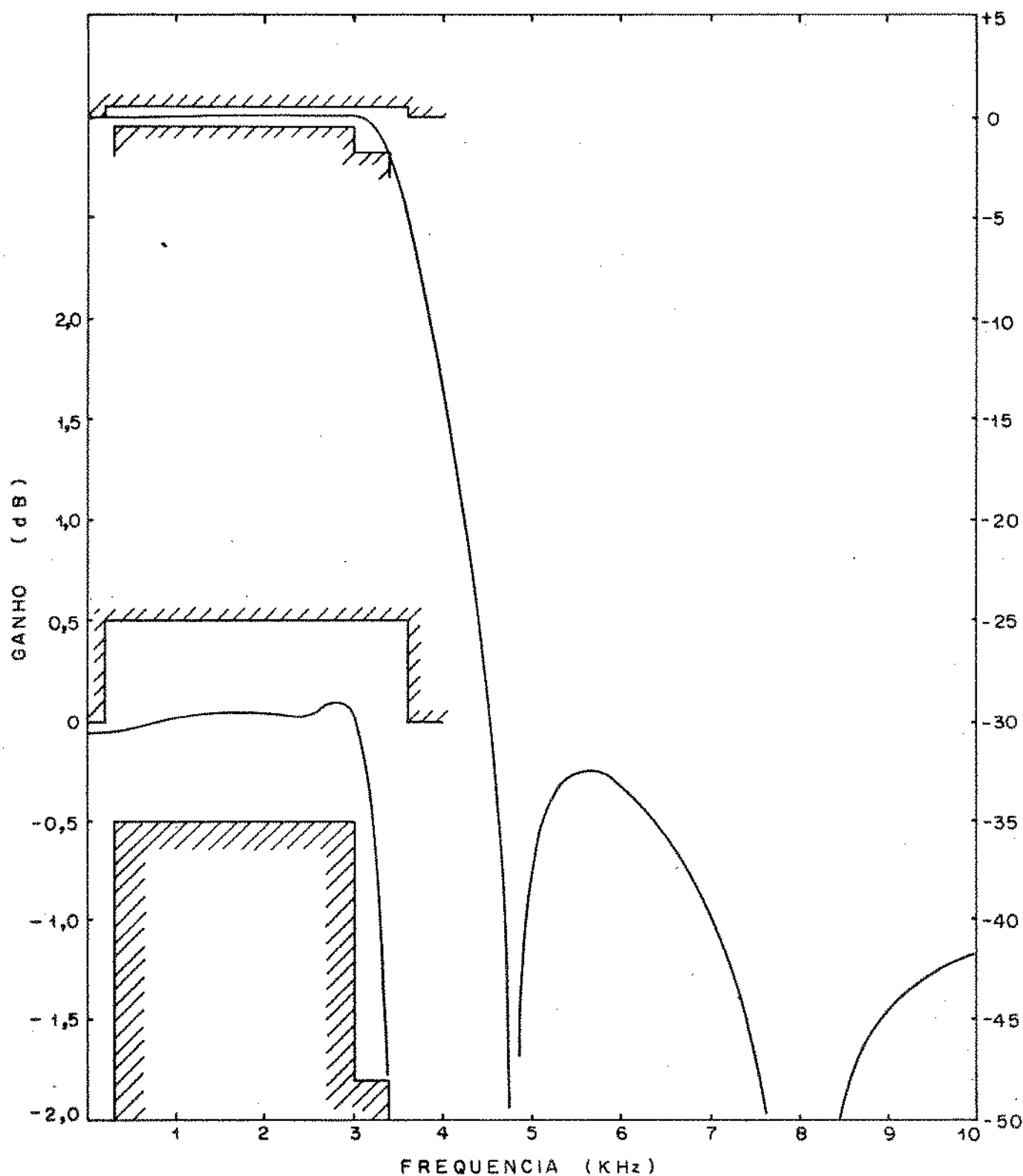


Fig. III.15 - Resposta em frequência simulada do filtro passa-baixas sentido recepção, com os valores nominais dos componentes

onde é mostrada apenas a parte correspondente à faixa passante, que é a faixa de frequência de maior interesse.

Os resultados teóricos mostram portanto que, mesmo para uma variação simulada bastante alta da temperatura (no sistema prático MCP-30 a variação é de $\sim 50^{\circ}\text{C}$), a ondulação na faixa passante se altera muito pouco ($\sim 0,1$ dB), tanto no sentido transmissão como no sentido recepção. E nos pontos de frequência de 3000 e 3400 Hz, a variação também é pouco significativa. É de se supor então, que os filtros ativos projetados dentro da gama de temperatura em que vai operar o sistema MCP-30, deva ter suas características quase que inalteradas.

Para ambas as Figs. III.16 e III.17, a curva A representa a simulação de uma variação de temperatura positiva e de 100°C , e a curva B, uma variação de temperatura negativa e de 100°C .

III.4.2 - DESEMPENHO COM A PRECISÃO DOS COMPONENTES

Nas Figs. III.14 e III.15 foram apresentadas as curvas de respostas em frequência, utilizando valores nominais para os componentes. Porém, valores nominais são valores definidos para uma determinada temperatura e com uma determinada precisão.

O sistema MCP-30 para o qual estão sendo projetados os filtros ativos passa-baixas aceitam no máximo componentes com precisão de 1%. Então, mesmo que se defina um valor nominal para cada componente, este pode apresentar um valor que pode estar no máximo 1% a mais que o valor nominal e no mínimo 1% a menos que o valor nominal.

Deve-se portanto fazer uma análise quanto ao desempenho dos filtros ativos projetados, utilizando os valores máximos e mínimos que o componente com determinado valor nominal pode apresentar.

Como nos filtros passa-baixas, sentido transmissão ou sentido recepção, têm em sua configuração vários componentes, há a necessidade de simular a variação num pior caso possível, isto é, determinados componentes com valores máximos e outros com valores mínimos.

Pelo processo de tentativas, foi então obtida a situação dos piores casos, que estão mostrados nas Figs. III.18 e III.19.

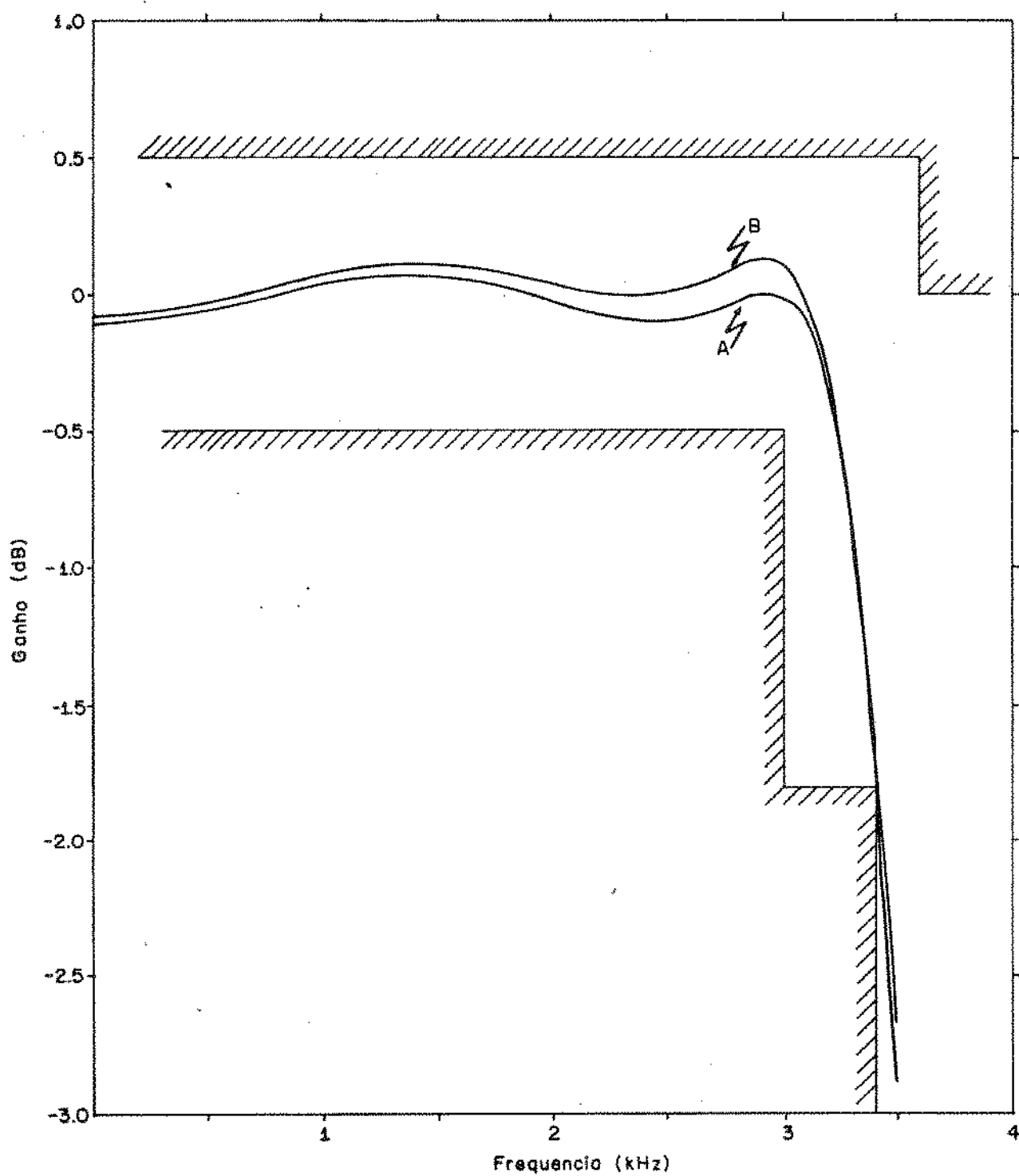


Fig. III.16 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas sentido transmissão, com simulação de variação de temperatura

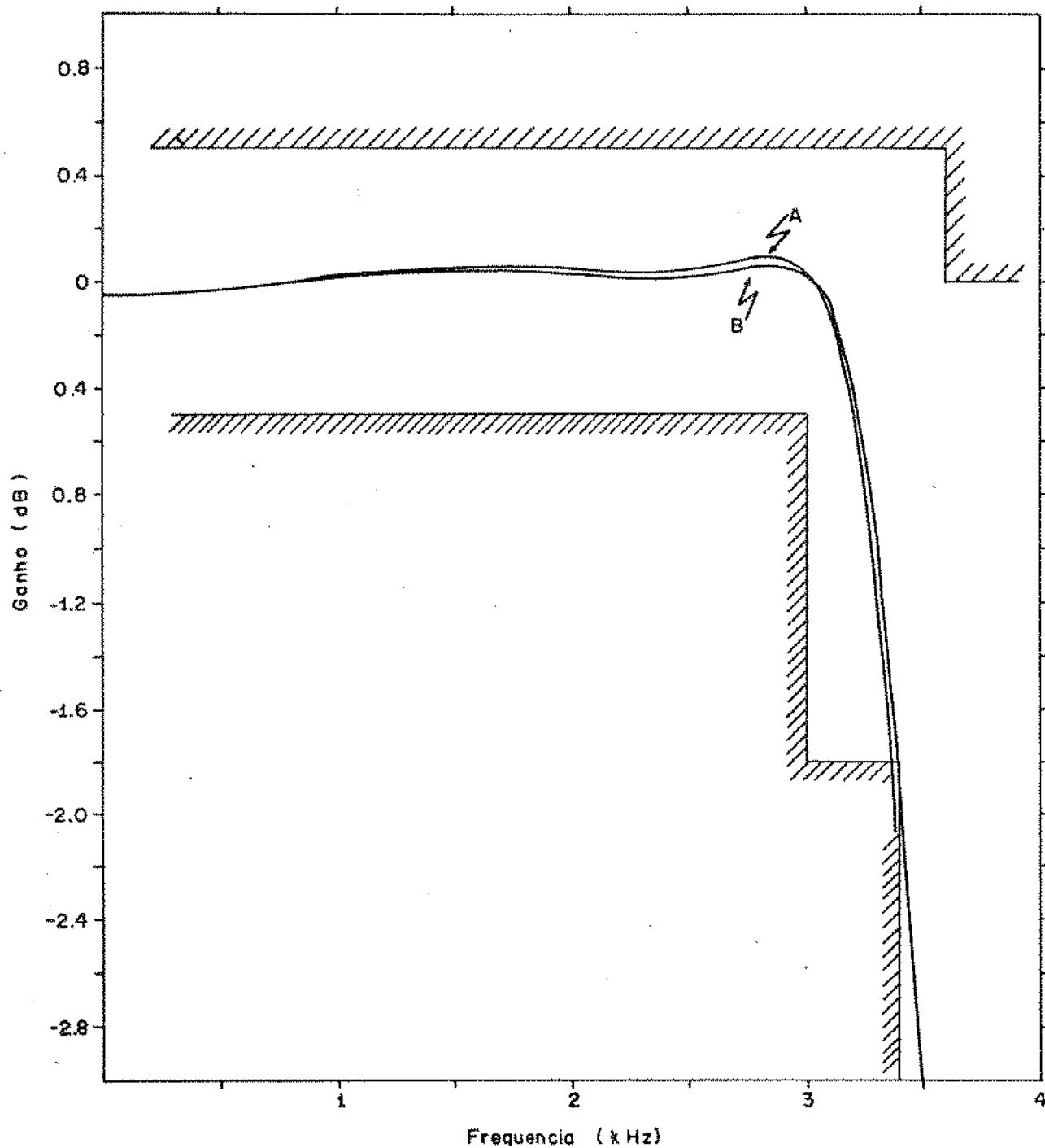


Fig. III.17 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas sentido recepção, com simulação de variação de temperatura

para os sentidos transmissão e recepção, respectivamente.

Utilizando a notação de componentes da Fig. III. , a curva A, para ambas as Figs. III.18 e III.19, foi obtida para valores máximos de $R_1, R_2, R_3, R_8, R_{10}$ e C_1, C_2 e C_4 , e valores mínimos de R_4, R_5, R_6, R_7, R_9 e C_3 , e a curva B para valores máximos de R_1, R_2, R_3, R_7, R_8 e C_3 e para valores mínimos de $R_1, R_5, R_6, R_9, R_{10}, C_1, C_2$ e C_4 .

Diferentemente do caso anterior em que o desempenho quase não se altera em função da temperatura, a precisão dos componentes influe grandemente nas características dos filtros ativos. Apesar de que as curvas foram obtidas para uma situação bastante desfavorável, pois a probabilidade de se ter as condições para que tal aconteça é bastante pequena, há uma necessidade de impor certas restrições quanto à precisão dos componentes.

Pode-se observar que nas curvas obtidas, os limites de ondulação recomendados pela CCITT, dentro da faixa passante chegam a ser ultrapassados. Então para que as características se mantenham dentro de um certo limite especificado, melhor que o da CCITT, uma maneira plausível é usar componentes com uma melhor precisão ou tolerar ajustes prévios dos componentes para que não se tenha situação dos piores casos possíveis.

III.4.3 - FILTROS PASSA-BAIXAS TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO CONECTADOS

As características dos filtros ativos passa-baixas, foram apresentadas até o presente momento, sempre independentemente para o sentido transmissão e recepção.

A Fig. III.30 mostra então a resposta em frequência dos filtro passa-baixas sentido transmissão e recepção conectados, que simula exatamente a situação dentro de uma unidade de canal. Todas as especificações recomendadas pela CCITT são satisfeitas, como mostra a figura, tanto na faixa passante como fora dela.

As curvas da Fig. III.20 foram obtidas utilizando valores nominais para os componentes.

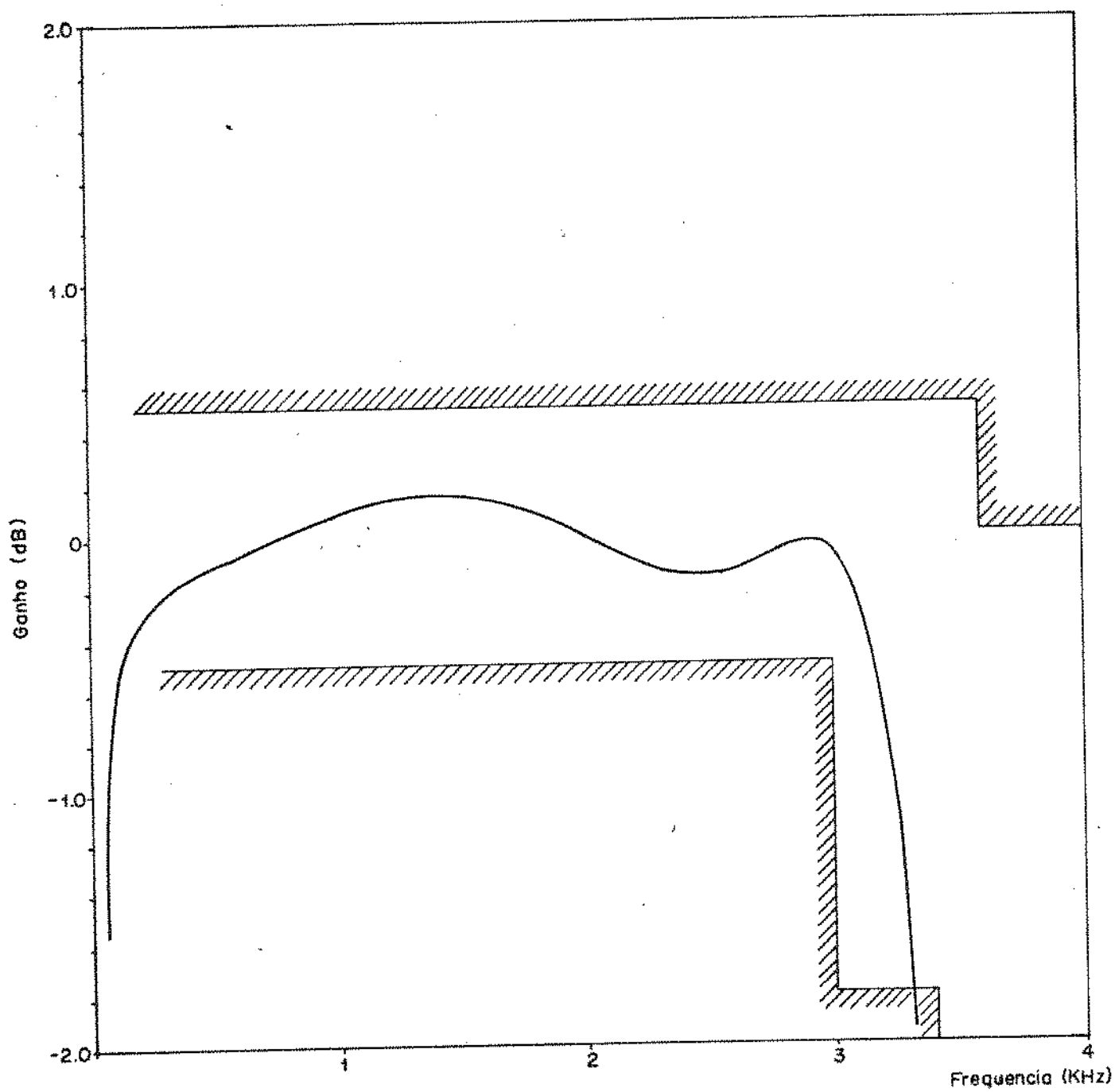


Fig. IV.5 - Ondulação na banda passante para as seções transmissão/recepção conectadas

Como para as duas secções de unidade de canal são utilizados quatro filtros ativos passa-baixas completos, os primeiros resultados mostram que a utilização dos filtros ativos em sistemas MCP é bastante viável. Não se necessita de ajustes prévios e a única restrição está na imposição de uma determinada precisão nos componentes utilizados.

Obedecidas estas condições, as suas características são bastante uniformes e com um desempenho que satisfaz plenamente as especificações recomendadas pela CCITT. Tecnicamente então os filtros ativos são uma alternativa, se não igual, melhor que os filtros passivos utilizados anteriormente em sistemas MCP.

Um ponto favorável dos filtros ativos a se destacar é a facilidade em compensar certas características de resposta em frequência, com a mudança de poucos componentes. Por exemplo, no projeto em questão, a característica do chaveamento de recepção introduz, na banda passante, uma atenuação em função da frequência na forma

$$\text{Atenuação} = (\text{sen} 2\pi f) / 2\pi f.$$

Compensando a atenuação introduzida, eliminam-se então problemas sérios, como modelamento dos pulsos PAM na recepção e os altos ganhos necessários após essa operação.

E no filtro ativo passa-baixas projetado, a atenuação é compensada com a modificação de apenas quatro componentes (resistores) mantendo a característica de resposta em frequência dentro das especificações, como se pode observar pelos resultados teóricos e práticos.

b) Fase:

As especificações recomendadas pela CCITT estipulam limites para o atraso de grupo do sistema, e estes devem ser obtidos a partir da resposta em fase do sistema.

A Fig. IV.6 ilustra o atraso de grupo obtido, que é também função exclusiva dos filtros ativos utilizados no multiplex.

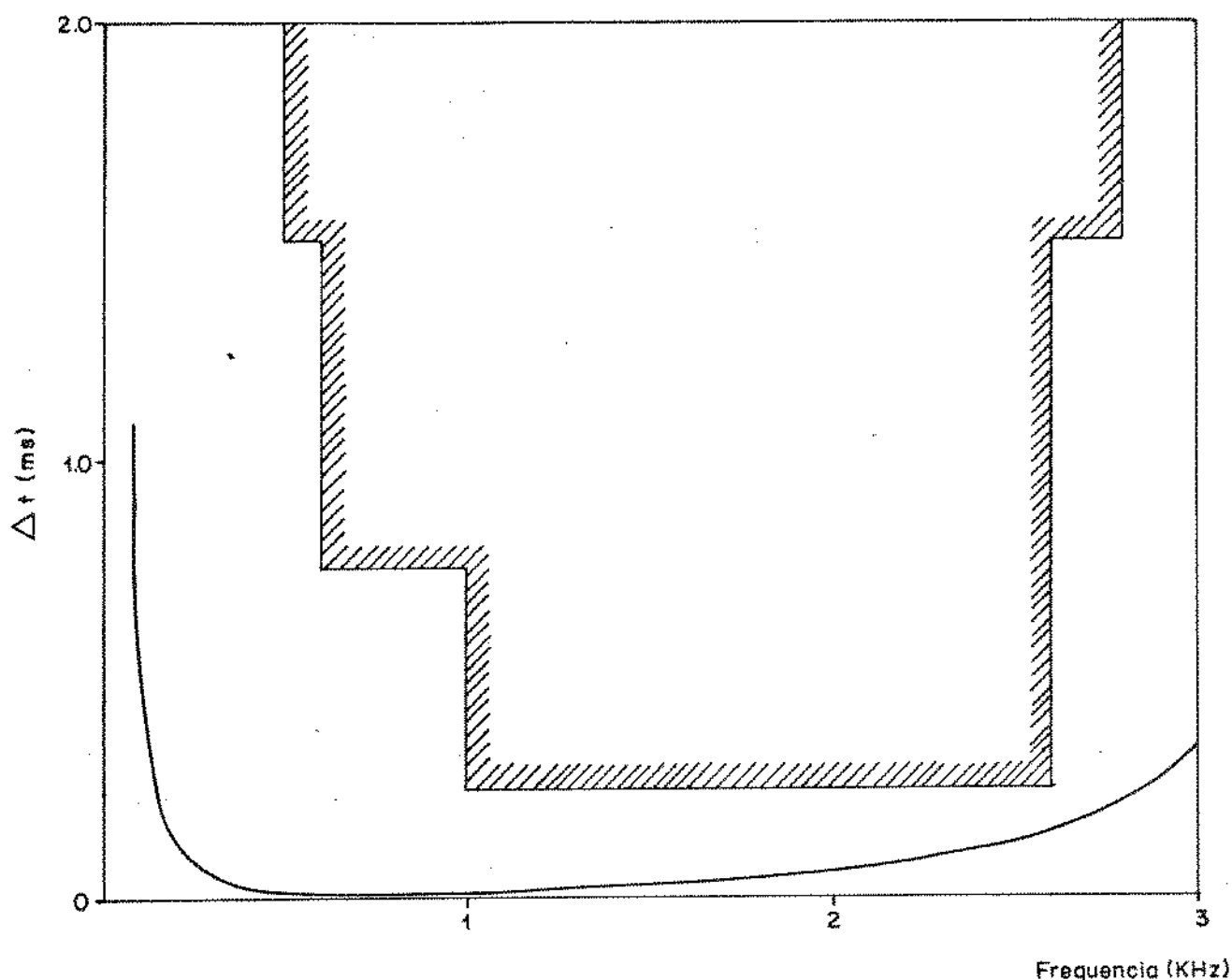


Fig. IV.6 - Atraso de grupo em função de frequência

IV.2.2 - GERAÇÃO DE HARMÔNICAS E SUB-HARMÔNICAS NA FAIXA DE ÁUDIO

A geração de harmônicas e sub-harmônicas é devida às características não-lineares das chaves analógicas utilizadas e, em menor escala, pelo fato de se utilizar amplificadores operacionais que sempre apresentam um certo nível de distorção.

Para sinais senoidais de 0 dBm0 na faixa de (700,1100) Hz, o valor máximo de segunda e terceira harmônicas medidas na saída de canal é de -67 dBm0. Assim, se compararmos com as especificações da CCITT, a margem disponível para uma possível geração de harmônicas e sub-harmônicas pelo codificador/decodificador é de 27 dB.

IV.2.3 - ATENUAÇÃO DE FREQUÊNCIA IMAGEM

A atenuação de frequência imagem é outra característica que depende exclusivamente do comportamento do filtro ativo passa-baixas para frequências acima de 4600 Hz. Para qualquer sinal senoidal dentro das faixas (300,3400) Hz e (4,6 e 72) KHz e a um nível de 0 dBm0, as frequências imagem produzidas estão abaixo de -25 dBm0.

Os resultados obtidos mostram que esta característica deve ser um pouco melhorada, ainda que obedeça às especificações recomendadas pela CCITT. O valor obtido está muito próximo do limite máximo permissível e possíveis variações de unidade para unidade poderão fazer com que o desempenho da unidade de canal não seja satisfatório.

IV.2.4 - RUÍDO DE CANAL OCIOSO

Para o ruído de canal ocioso, o multiplex isoladamente contribui somente com uma pequena parcela, sendo um efeito quase que exclusivo do desempenho do codificador nas amplitudes baixas. No teste efetuado com a unidade de canal dentro do sistema MCP-30 utilizando então o codificador e decodificador, para o canal sem sinal tem-se à sua saída a frequência de amostragem (8 KHz) e seus múltiplos a um nível inferior de -70 dBm0.

IV.2.5 - ISOLAÇÃO ENTRE CANAIS

A isolação entre canais é uma característica que depende muito do tipo de chaveamento analógico utilizado para se obter o PAM de transmissão e recuperar as amostras do PAM de recepção. Teoricamente, utilizando valores médios de capacitâncias das chaves analógicas, obteve-se para a transmissão 100 dB de isolação e 70 dB para a recepção.

Nos testes efetuados dentro do sistema MCP-30 canais, o valor obtido para isolação de canal entre os canais i e $i+15$, é de 67 dB (sinal aplicado em i) e entre $i+15$ e i de 68 dB (sinal aplicado em $i+15$).

Esse valor pode ser melhorado se o esquema de chaveamen

to for um pouco modificado, e se o lay-out da unidade de canal for mais otimizado.

IV.2.6 - VARIAÇÃO DE GANHO VERSUS NÍVEL

As especificações referentes a variação do ganho versus nível é recomendada pela CCITT, para a unidade codificador/decodificador, porém o multiplex também contribui em menor escala para essa variação. Há então a necessidade de realizar medidas referentes ao ganho para avaliar o desempenho da unidade de canal com respeito a essas características.

Para o sinal de entrada com um nível de 0 dBm0 a -56 dBm0 a variação máxima de ganho é de 0,2 dB. A frequência utilizada para tal medida é de 850 Hz.

IV.2.7 - INTERMODULAÇÃO

Tem-se duas especificações recomendadas pela CCITT para intermodulação. Uma do tipo $2f_1 - f_2$, onde f_1 e f_2 são duas frequências não relacionadas harmonicamente, e que se deve às frequências padronizadas para sinalização MFC, onde muitas das quais estão inter-relacionadas através de $2f_1 - f_2$. Assim, a especificação diz que ao aplicar-se simultaneamente duas senóides de mesmo nível no intervalo $[-4, 20]$ dBm0, com frequências f_1 e f_2 não relacionadas harmonicamente e pertencentes ao intervalo $[300, 3400]$ Hz, os produtos de intermodulação do tipo $(2f_1 - f_2)$ devem estar atenuadas de 35 dB em relação ao nível de saída de um dos sinais senoidais.

Utilizando a unidade de canal dentro do sistema MCP-30, o valor obtido foi de ~50 dB (valor mínimo de atenuação) para as frequências de 470 Hz e 320 Hz, com amplitudes desde -4 dBm0 até -20 dBm0.

A outra especificação diz respeito à intermodulação produzida quando um dos sinais senoidais é de frequência 60 Hz. Para um sinal de 60 Hz a um nível de -23 dBm0 e um sinal na faixa $[300, 3400]$ Hz a um nível de -9 dBm0, os produtos de intermodulação produzidos devem estar abaixo de -49 dBm0. O valor obtido, utilizando ainda o próprio sistema MCP-30 é de ~65 dB (valor mínimo de atenuação para as frequências de 400 Hz, 820 Hz e 1650 Hz).

IV.2.8 - CONSUMO DE POTÊNCIA

Um fator importante a ser considerado é o consumo médio de potência de cada unidade de canal. O consumo de potência é limitado, primeiro porque a dissipação dentro do bastidor já é especificada e tem um valor máximo, e segundo porque a fonte de alimentação para o sistema MCP-30 também tem um valor especificado máximo. Injetando então em ambos os canais uma senóide de -10dBm_0 , o consumo de potência medido para tensões de alimentação de $+12\text{[V]}$ e -12[V] é de 480 mW.

IV.3 - CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS

Os resultados obtidos mostram que a unidade de canal projetada satisfaz plenamente seus objetivos. A discrepância entre os resultados teóricos e práticos foi bastante pequena, o que mostra que os filtros ativos possuem um desempenho bastante satisfatório. O problema maior observado foi quanto às características de atenuação para frequências acima de 4600Hz. O resultado obtido está dentro das especificações recomendadas pela CCITT, porém deve-se alterar o projeto teórico para que se possa oferecer uma margem maior de erro nos componentes.

Pode-se concluir então que a viabilidade de sua utilização futura em sistemas MCP-30 é bastante promissora, levando-se em conta o custo e a possibilidade de integração dos componentes.

Comparando com as unidades de canal passivas, dentro da atual tecnologia brasileira, o custo da unidade de canal com filtros ativos é bem menor, ainda que utilize mais componentes, como resistores e capacitores. E se se levar em conta o custo operacional na montagem de cada unidade de canal, essa diferença aumenta, pois não se necessita de pré-ajustes de componentes. Uma outra vantagem está na implementação das placas, pois não se requer posições pré-determinadas, como os indutores e transformadores nos filtros passivos.

O presente trabalho serve então como um primeiro passo para o projeto de uma unidade de canal de dimensões tais que se possa, em um cartão de circuitos, colocar três unidades de canal. Isso será possível pois a unidade de canal projetado admite uma integração em seus componentes, como resistores e capacitores den

tro de uma única malha com vários pontos de saída. Essa malha pode ser feita utilizando-se técnicas de filme fino, que permite a precisão desejada para o filtro ativo utilizado. Exemplificando , pode-se, na secção transmissão, colocar 13 resistores e 4 capacitores dentro de uma única malha, com 10 pontos de saída e obtém-se então a configuração do filtro passa-baixas e amplificador de isolamento completa. Da mesma maneira, pode-se implementar a secção de recepção da unidade de canal.

Numa comparação quantitativa entre as duas unidades de canal levando em conta somente os componentes utilizados, tem-se que:

- custo da unidade de canal ativa : Cr\$ 1.066,00*
- custo da unjdade de canal passiva: Cr\$ 1.275,00*

* valores relativos à data de março de 1978.

Observa-se então uma diferença percentual de 17% no custo de cada unidade de canal, que representa para o sistema MCP-30 uma economia de 6,8%, dado que o multiplex representa aproximadamente 40% do sistema total.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - VIOLARO, F. e SCARABUCCI, Rege R. - "Multiplexagem de sinais para o Sistemas MCP de 30 canais telefônicos" - Departamento de Eletrônica & Comunicações da FEC - RT-18 , Out/75.
- 2 - VIOLARO, F. - "Projeto da Unidade de Canal do Protótipo Industrial do Sistema MCP-30" - Deptº de Eng^a Elétrica da FEC - RT-45, Ago/78.
- 3 - GRAEME. J.G.; TOBEY, G.E.; HUELSMAN, L.P. - "Operational Amplifiers: Design and Application" - Mc Graw Hill Kogakusga, LTD, 1971 - pp. 283 e 319.
- 4 - BOCTOR, S.A. - "Single Amplifier Functionally Tunable Low-Pass-Notch Filter" - IEEE Transactions on Circuits and Systems - Vol. Cas-22, nº 11, pp. 875-881, Nov/75.
- 5 - KEYS, L.K.; MIKHAEL, W.B. - "Economical Line Filtering for Business Communication Systems" - IEEE Journal of Solid State Circuits, pp. 196-199, Ago/74.
- 6 - KEY, E.L.; SALLEN, R.P. - "A Practical Method of Designing RC Active Filters" - IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-2, pp. 74-85, Mar/55.
- 7 - Mitra, S.K. - "Synthesizing active Filters" - IEEE Spectrum , Vol. 6, pp. 47-63, Jan/69.
- 8 - WAIT, J.Y.; HUELSMAN, L.P.; KOM, G.A. - "Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications" - McGrawHill, pp. 258-266, 1975.
- 9 - GRAEME, J.G. - "Applications Operational Amplifiers" -Mc Graw Hill, pp. 50-63, 1973.