UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

MULTIPLEXAGEM DE SINAIS PARA SISTEMA MCP DE 30 CANAIS TELEFÔNICOS

por

Fábio Violaro

Tese submetida como requisito parcial
para a obtenção do grau de

MESTRE EM CIÊNCIAS

DE

ENGENHARIA ELÉTRICA

Campinas, Outubro de 1975

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Dr. Rege R. Scarabucci pela orientação desse trabalho, aos Engenheiros Hélio Malavazzi e Reginaldo Palazzo Jr. pela colaboração na realização dos testes. Às Srtas. Vilma A. Pavanatti e Alice Vicente pela datilografia, ao Sr. Antonio Carlos O. Campos pelos desenhos, como também a todas as pessoas que de alguma forma colaboraram para a elaboração desse trabalho.

SUMÁRIO

Neste trabalho é apresentado o projeto da secção análoga do multiplex de um sistema MCP (Modulação por Codificação de Pulsos) de 30 canais telefônicos que está sendo desenvolvido nos laboratórios de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia da Universidade Estadual de Campinas.

O projeto é feito observando-se as recomendações da CCITT e a necessidade de interface com o codificador e decodificador do sistema.

ÍNDICE

Página

RESUMO _____

ÍNDICE _____

I. INTRODUÇÃO _____

I.1 - DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA MCP _____
I.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO _____
I.3 - TERMINOLOGIA DE NÍVEIS DE POTÊNCIA _____
I.4 - RECOMENDAÇÕES DA CCITT _____
I.5 - ACOPLAMENTO DO CANAL TELEFÔNICO AO MULTIPLEX EM SISTEMAS A 2 E A 4 FIOS _____
I.6 - NÍVEIS DE SINAL NA ENTRADA E SAÍDA DO MULTIPLEX _____

II. CHAVES ANALÓGICAS _____

II.1 - INTRODUÇÃO _____
II.2 - DESCRIÇÃO DO MOSFET CANAL P TIPO ENRIQUECIMENTO DE CANAL _____
II.3 - APLICAÇÃO DO MOSFET CANAL P (ENRIQUECIMENTO) COMO CHAVE ANALÓGICA _____
II.4 - VELOCIDADE DE CHAVEAMENTO _____
II.5 - ISOLAÇÃO DA CHAVE _____
II.6 - CIRCUITO DE CONTROLE _____
II.7 - CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DA CHAVE _____

III. MULTIPLEX MCP _____

III.1 - NÍVEIS DE INTERFACE _____
III.2 - ATENUADORES _____
III.3 - UNIDADE DE CANAL/TRANSMISSÃO _____

Página

III.3-1 FILTRO PASSA-ALTAS _____
III.3-2 LIMITAÇÃO DE NÍVEL _____
III.3-3 FILTRO PASSA-BAIXAS _____
III.3-4 AMOSTRAGEM DO SINAL _____
III.3-5 CIRCUITO COMPLETO DA UNIDADE DE CANAL/ TRANSMISSÃO _____

III.4 - AMPLIFICADOR PAM E CIRCUITO AMOSTRADOR-SEGURADOR _____

III.5 - UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO _____

III.5-1 AMOSTRAGEM NA RECEPÇÃO _____
III.5-2 RECUPERAÇÃO DO SINAL DE ÁUDIO E ESTÁGIO DE SAÍDA _____
III.5-3 CIRCUITO COMPLETO DA UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO _

III.6 - LAY-OUT DAS UNIDADES DE CANAL _____

IV. RESULTADOS E CONCLUSÕES _____

IV.1 - MONTAGEM PARA A REALIZAÇÃO DOS TESTES _____
IV.2 - RESULTADOS _____
IV.3 - CONCLUSÕES _____

REFERÊNCIAS _____

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I.1 - Descrição Geral do Sistema MCP

O sistema MCP (Modulação por Codificação 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 e sincronismo através de multiplexagem em tempo.

A figura I.1 mostra o diagrama simplificado de transmissão e recepção de um canal genérico, que se faz presente através de um par de fios para conversação e dos fios E & M para sinalização de linha (linha livre ou ocupada).

Considere-se inicialmente a parte superior do diagrama relacionada à transmissão. O sinal de voz inicialmente passa por uma junção híbrida, é submetido a uma filtragem que o limita em faixa a 4 KHz e amostrado a uma taxa de 8 KHz para geração do sinal PAM (modulação por amplitude de pulsos). Essa amostragem é feita através de uma chave analógica comandada pelo contador de canal. Esse contador coordena a multiplexagem em tempo, acionando sequencialmente as chaves de todos os 30 canais de voz e dos canais a e b destinados à sinalização e ao sincronismo.

As amostras de cada canal telefônico são quantizadas em 256 níveis e codificadas digitalmente em palavras de 8 binits através de um codificador com característica não linear tal que a relação sinal/ruído de quantização fique 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 intervalos de tempo correspondentes aos canais a e b respectivamente.

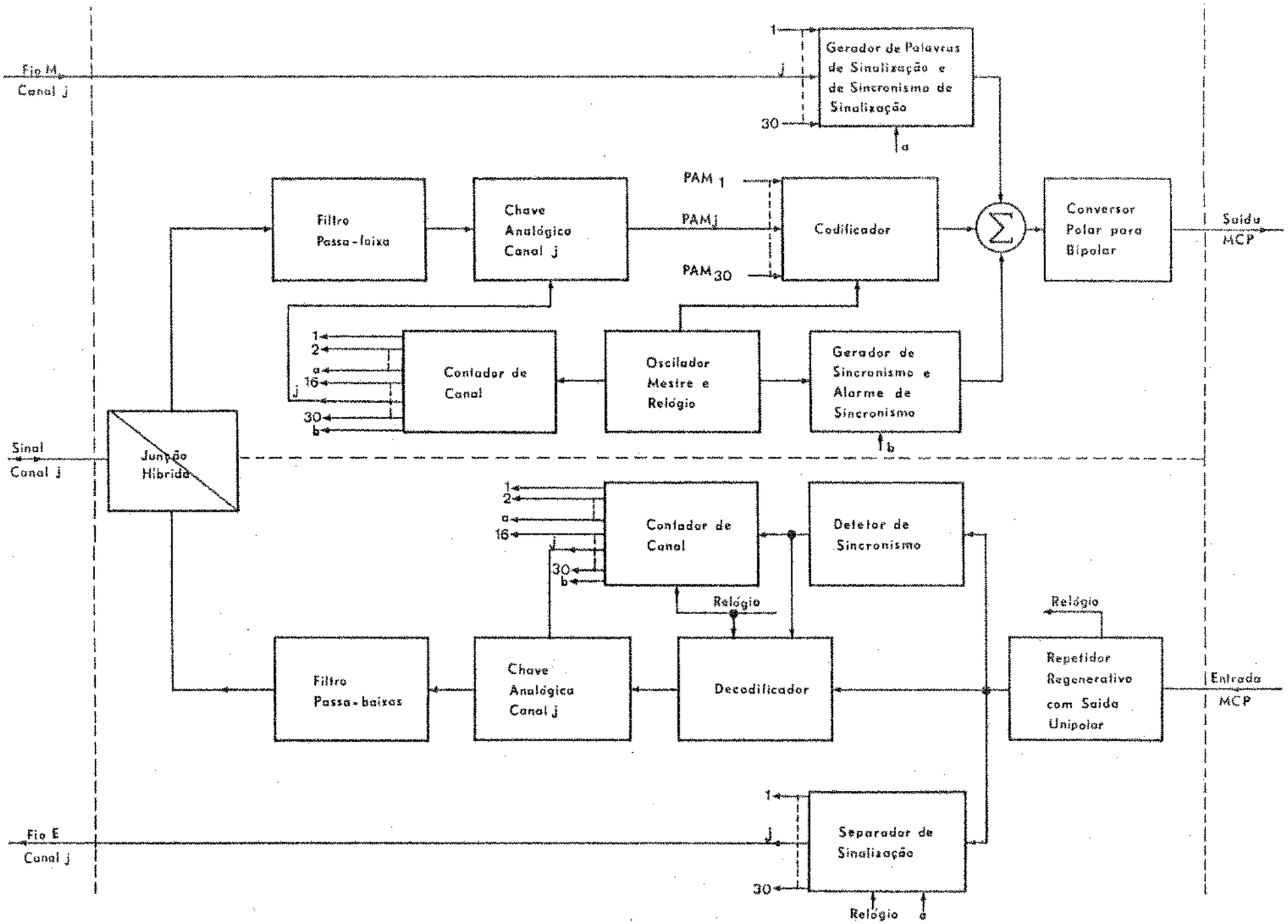


Figura I.1 - Diagrama de transmissão e recepção de um canal genérico

A sinalização de registro (nº de assinante) pode ser do tipo pulsada ou do tipo MFC (código multifrequencial). A sinalização pulsada é enviada no canal de sinalização (canal a) através de codificação dos estados dos fios E&M, enquanto que a sinalização MFC é enviada através do próprio canal de voz. Em ambos os casos, não há necessidade de nenhum processamento adicional pelo sistema MCP.

Antes de ser transmitido, o sinal digital com a informação codificada dos 30 canais de voz e dos canais de sinalização e sincronismo é passado à forma bipolar e os pulsos recebem uma forma apropriada à sua propagação ao longo do cabo de transmissão.

O sinal MCP é transmitido a uma taxa de 2,048 Mbauds/s e via ja pelo meio de transmissão constituído de trechos de cabos multipares e repetidores regenerativos, que evitam que o ruído se torne cumulativo ao longo do trajeto. Ao chegar ao outro terminal, sofre um processamento inicial semelhante ao imposto por qualquer repetidor regenerativo e ganha a forma de um trem de pulsos unipolares.

A parte inferior da figura I.1 mostra o diagrama do receptor MCP. As informações de relógio e sincronismo são extraídas do trem de pulsos MCP e 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 binits e gera em correspondência biunívoca um pulso análogo segundo uma característica de decodificação não linear, inversa à do codificador.

A chave analógica do canal j, acionada sincronamente pelo contador de canal, recupera da saída do decodificador o sinal PAM correspondente. Finalmente 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 distribuida entre os 30 canais telefônicos através do separador de sinalização.

I.2 - Objetivos do Trabalho

O presente trabalho tem por objetivo o estudo e a implementação física de tôda secção análoga do multiplex de um sistema MCP de 30 canais. Essa secção análoga compreende:

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 multiplexadora, onde:
   - é feita a somatória e amplificação dos sinais PAM dos 30 canais de voz;
   - os pulsos PAM são submetidos a um circuito amostrador-segurador, que mantém o valor de cada amostra constante durante o tempo de codificação.

c) Unidade de canal para recepção, onde:
   - é feito um chaveamento analógico para extrair da saída do decodificador os pulsos PAM 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.

Todo o desenvolvimento do projeto é feito baseado nas recomendações da CCITT (Comitê Consultatif International des Téléphonique et Télégraphique) para sistemas MCP.

I.3 - Terminologia de Níveis de Potência

Apresenta-se a seguir a definição de alguns níveis relativos

e absolutos de potência usuais em telefonia e que se farão presentes ao longo desse trabalho.

dB - Decibel $\quad x\ dB = 10 \log (P_2/P_1)$

dBr - O termo x dBr é utilizado para referenciar em decibéis o nível de sinal de um ponto qualquer do sistema a um ponto arbitrário do mesmo designado como ponto de 0 dBr.

$$x\ dBr = 10 \log (P/Preferência)$$

dBm - O termo x dBm é utilizado para referenciar em decibéis o nível de sinal de um ponto do sistema a uma potência de 1 mW. Uma vez que a potência de referência é conhecida, o dBm expressa um nível absoluto de potência.

$$x\ dBm = 10 \log (P/1\ mW)$$

Para um sinal senoidal aplicado a uma impedância de 600 Ω, o nível em dBm pode ser expresso em função da tensão de pico envolvida:

$$x\ dBm = 10 \log (V^2_{pico}(V)/1,2)$$

dBm0 - O termo x dBm0 é utilizado para indicar um nível de x dB relativo ao valor nominal do canal expresso em dBm.

$x\ dBm0 = 10 \log (P/Pnominal) = 10 \log (P/1mW) - 10 \log (Pnominal/1mW) = P(dBm) - Pnominal(dBm)$.

dBm0p - O termo x dBm0p é utilizado para designar um nível de sinal ou ruído que ocasiona a mesma indicação no medidor psofométrico padrão da CCITT que um tom de 800 Hz de x dBm0.

I.4 - Recomendações da CCITT (Geneva, 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 , um para a transmissão e outro para a recepção do sinal de audio. As medidas são feitas a quatro fios (sem intervenção da junção híbrida) e com os terminais de entrada e saída de cada canal terminados em suas impedâncias nominais (600 Ω).

As especificações que se seguem dependem do desempenho total do sistema, mas o maior peso das mesmas recai sobre o multiplex; o codificador e o decodificador vão responder 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 na faixa de áudio deve estar contida nos limites da figura 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 com frequência do retardo de grupo.

Retardo de grupo = $d\Theta/d\omega$, onde Θ é a defasagem do canal em radianos e $\omega = 2\pi f$.

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

- o valor mínimo do retardo de grupo é tomado como referência;

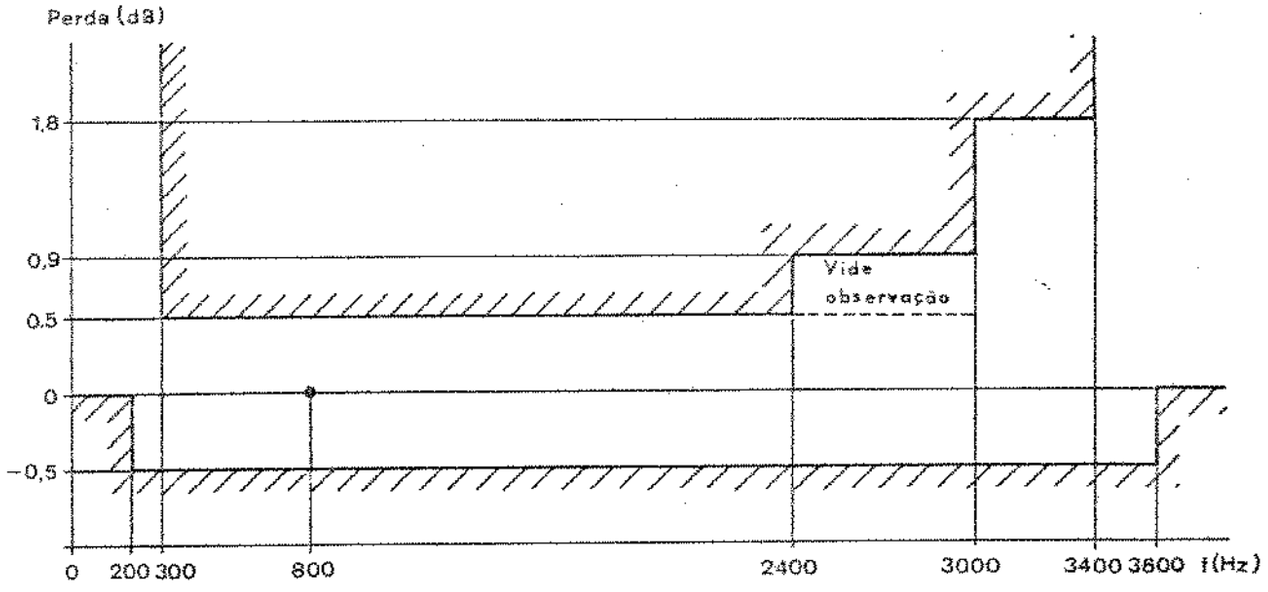


Figura I.2 - Ondulação da resposta em frequência

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.

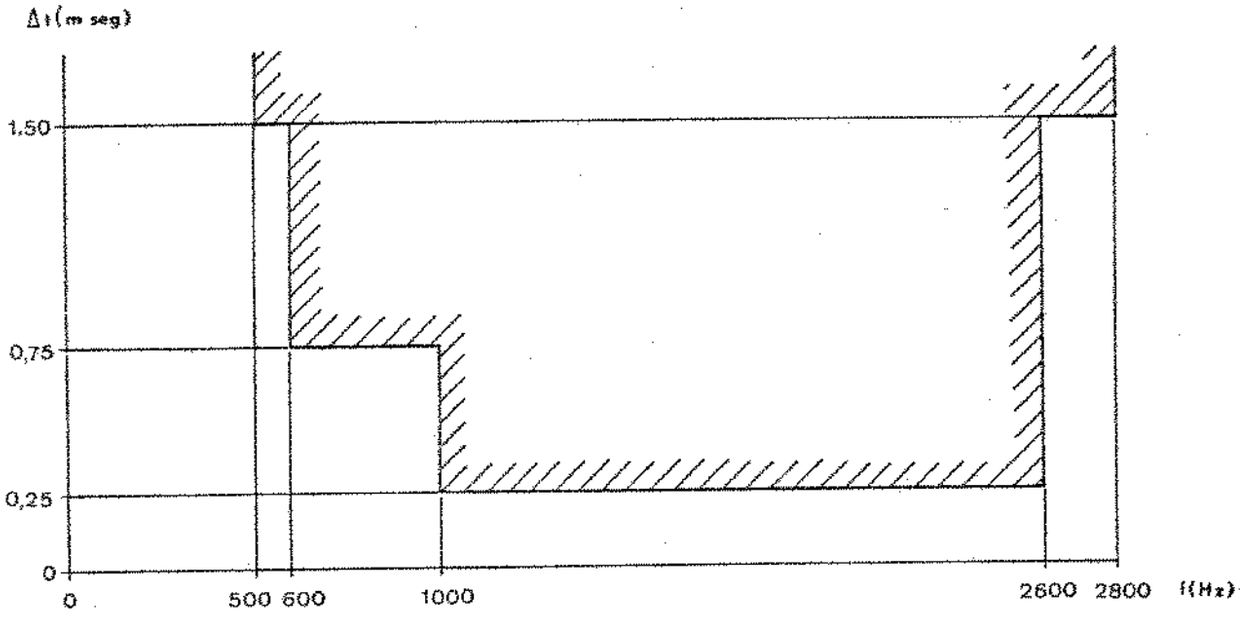


Figura I.3 - Variação com frequência do retardo de grupo

- o nível de potência na entrada do canal deve ser de 0 dBm0.

c) Ruído de canal ocioso.

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

d) Atenuação das frequências-imagem.

Para qualquer sinal senoidal no intervalo [300, 3400] Hz ou [4,6 , 72] KHz e a um nível de 0 dBm0 aplicado na entrada de áudio do canal, as frequências-imagem produzidas na saída do mesmo (8 KHz $\pm$ f, 16 KHz $\pm$ f, ...) 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 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 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 devem produzir na saída do mesmo nenhum produto de intermodulação excedendo a -49 dBm0.

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

Ao aplicar-se na entrada do canal um sinal senoidal no intervalo [700, 1100] Hz (excluindo sub-múltiplos de 8 KHz) e a

um nível de 0 dBm0, o nível de saída de qualquer frequência, que não a do sinal de entrada, deve estar abaixo de -40 dBm0 na faixa [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 [700, 1100] Hz (excluindo submúltiplos de 8 KHz), o nível de saída desse sinal em qualquer outro canal (crosstalk) 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 "crosstalk" recebido em qualquer outro canal não deve exceder -60 dBm0p. O sinal telefônico convencional é simulado submetendo-se ruído branco a uma filtragem cuja característica em frequência é ilustrada na figura 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.5 - Acoplamento do Canal Telefônico ao Multiplex em Sistemas a 2 e a 4 Fios

As comunicações telefônicas são realizadas normalmente com sistemas a 2 e a 4 fios. Os primeiros são utilizados em circuitos urbanos e os últimos, por facilitarem a amplificação, são empregados nas conexões interurbanas e internacionais.

Se o canal telefônico está acessível através de 4 fios, basta acoplá-lo à unidade de canal através de 2 transformadores de isolação e normalizá-lo aos níveis nominais de operação do multiplex através de dois conjuntos de atenuadores, um para a transmissão e outro para a recepção. Esse acoplamento encontra-se ilustrado na figura I.5, onde os capacitores C_1 e C_2 têm por finalidade bloquear sinais DC de sinalização de linha.

Se o canal telefônico se faz presente através de 2 fios, tor-

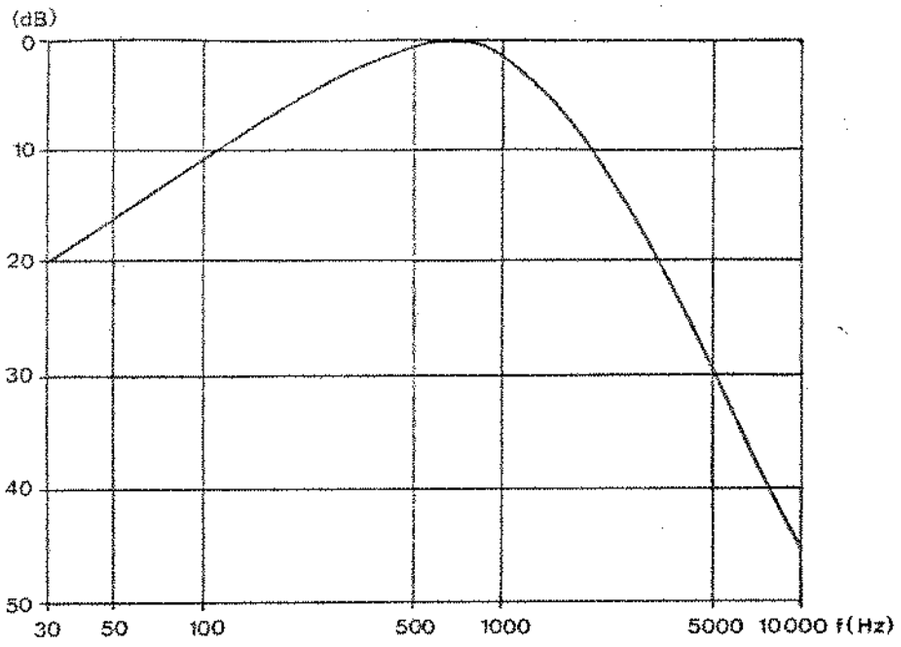


Figura I.4 - Resposta em frequência do filtro para simulação do sinal telefônico convencional.

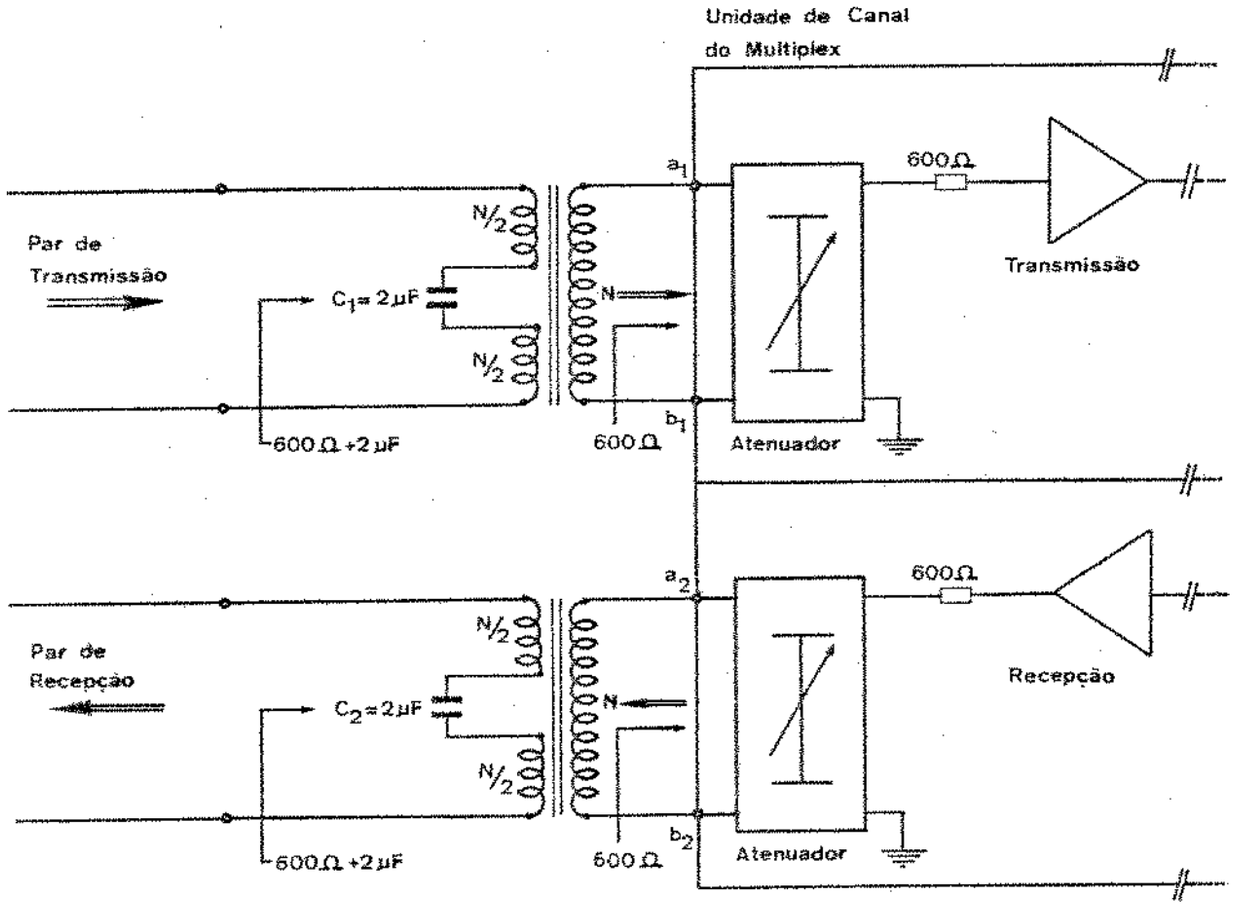


Figura I.5 - Acoplamento de canal a 4 fios ao multiplex do sistema MCP.

na-se necessária a utilização de uma junção híbrida para convertê-lo a 4 fios, separando assim os sinais de transmissão e recepção e possibilitando seu acoplamento ao multiplex - figura I.6.

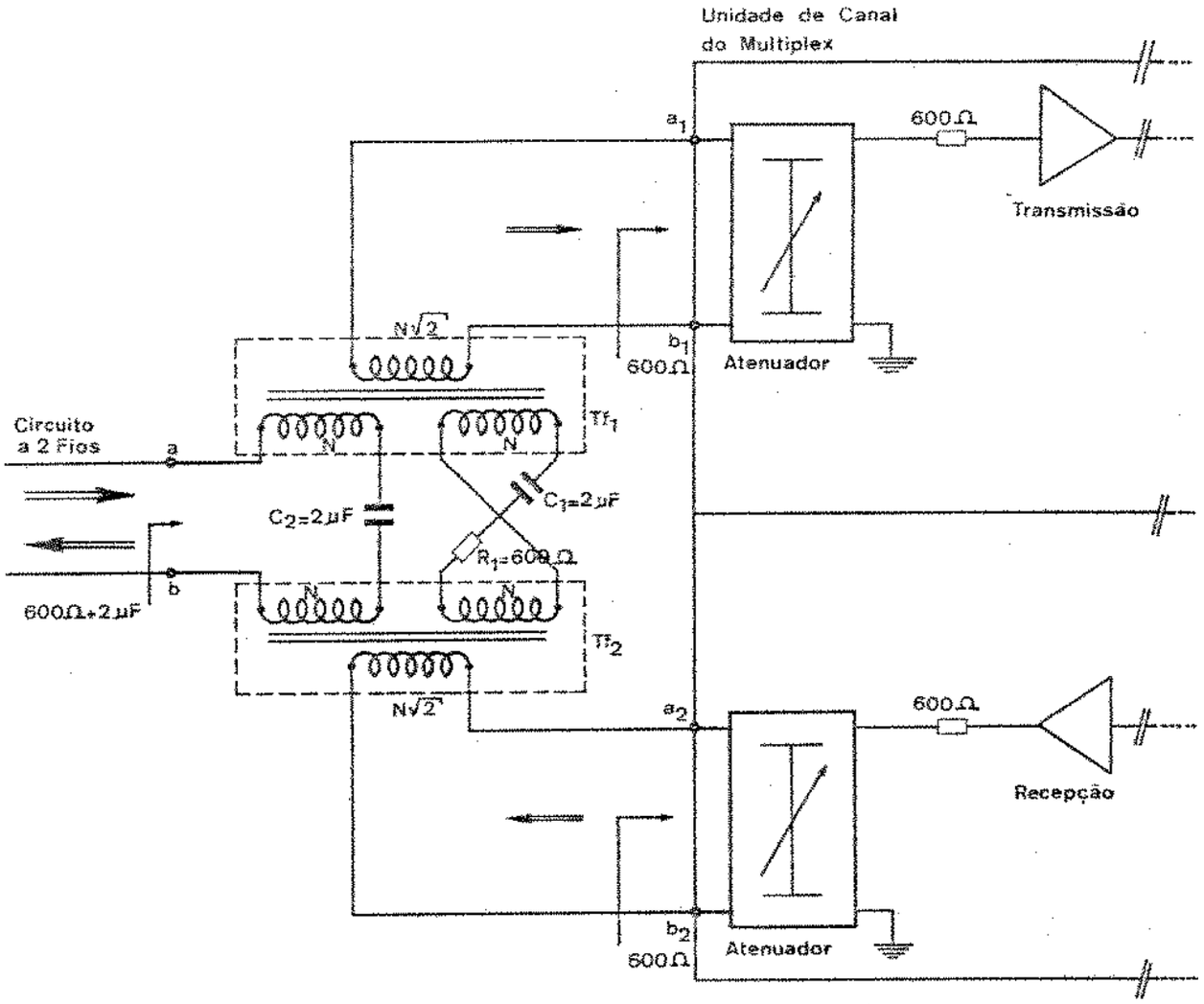


Figura I.6 - Acoplamento de canal a 2 fios ao multiplex do sistema MCP.

A junção híbrida normalmente utilizada consta de 2 transformadores com 3 enrolamentos e um circuito de balanceamento. A potência de áudio proveniente do circuito a 2 fios se divide igualmente entre os terminais de transmissão e recepção da unidade de canal. A fração incidente nos terminais de transmissão é processada pelo multiplex, ao passo que a fração incidente nos terminais de recepção é dissipada. Quanto ao sinal de recepção, sua potência se divide igualmente entre o circuito a 2 fios e o circuito de balanceamento (R_1, C_1), desde que suas

impedâncias sejam iguais; nesse caso também, apenas a primeira parcela é útil, sendo a segunda dissipada em R_1. A híbrida causa, pois, uma atenuação de 3 dB em cada direção de transmissão.

Quando a impedância do circuito a 2 fios (impedância de linha mais C_2) está perfeitamente balanceada pelo circuito R_1C_1, não ocorre realimentação de sinal da recepção para a transmissão, uma vez que ocorre um cancelamento dos fluxos magnéticos desse sinal no transformador Tf_1. Na prática, entretanto, o balanceamento não é perfeito por dois motivos principais:

a) As linhas telefônicas (cabos multipares) apresentam uma enorme gama de impedâncias, função da frequência e de seu comprimento.

b) Como a aplicação principal dos sistemas MCP é a interligação entre centrais telefônicas, em cada ligação podemos ter uma linha diferente tendo acesso à híbrida associada a uma certa unidade de canal.

A impedância de balanceamento deve, portanto, representar um valor de compromisso com tôdas essas impedâncias e normalmente é constituída por um resistor de 600 Ω em série com um capacitor de 2 μF.

O desbalanceamento sempre ocasiona uma realimentação da recepção para a transmissão (eco). O ganho em malha fechada do sistema deve pois ser menor que 1 para o pior caso de desbalanceamento, de modo a evitar instabilidade e atenuar a intensidade do eco.

No diagrama da figura I.6 o capacitor C_2 tem por finalidade bloquear sinais DC de sinalização de linha e a impedância média da linha telefônica foi suposta 600 Ω. Para linhas de 900 Ω, R_1 deve ser alterado para 900 Ω e o novo casamento com a impedância do multiplex deve ser providenciado através das relações de espira dos enrolamentos da híbrida ($N : N\sqrt{4/3}$).

I.6 - Níveis de Sinal na Entrada e Saída do Multiplex

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

Transmissão	Recepção	Ganho
- 16 dBm	+ 7 dBm	23 dB
- 14 dBm	+ 4 dBm	18 dB

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

Para o projeto serão adotados como valores nominais - 16 dBm para a transmissão e + 7 dBm para a recepção. Como nos sistemas MCP o nível de sobrecarga (máximo nível a ser processado pelo codificador) é de + 3 dBm0, o multiplex deverá operar, com níveis de pico de - 13 dBm na transmissão e + 10 dBm na recepção.

Na figura I.7 estão exemplificados esquematicamente o ajuste dos níveis através dos atenuadores num sistema a 4 fios e num sistema a 2 fios.

Em sistemas a 2 fios deve ser usado um equivalente de transmissão mínimo de 2 dB. Como a híbrida sempre ocasiona uma realimentação da recepção para a transmissão, um equivalente de transmissão de 0 dB pode ocasionar uma instabilidade do sistema.

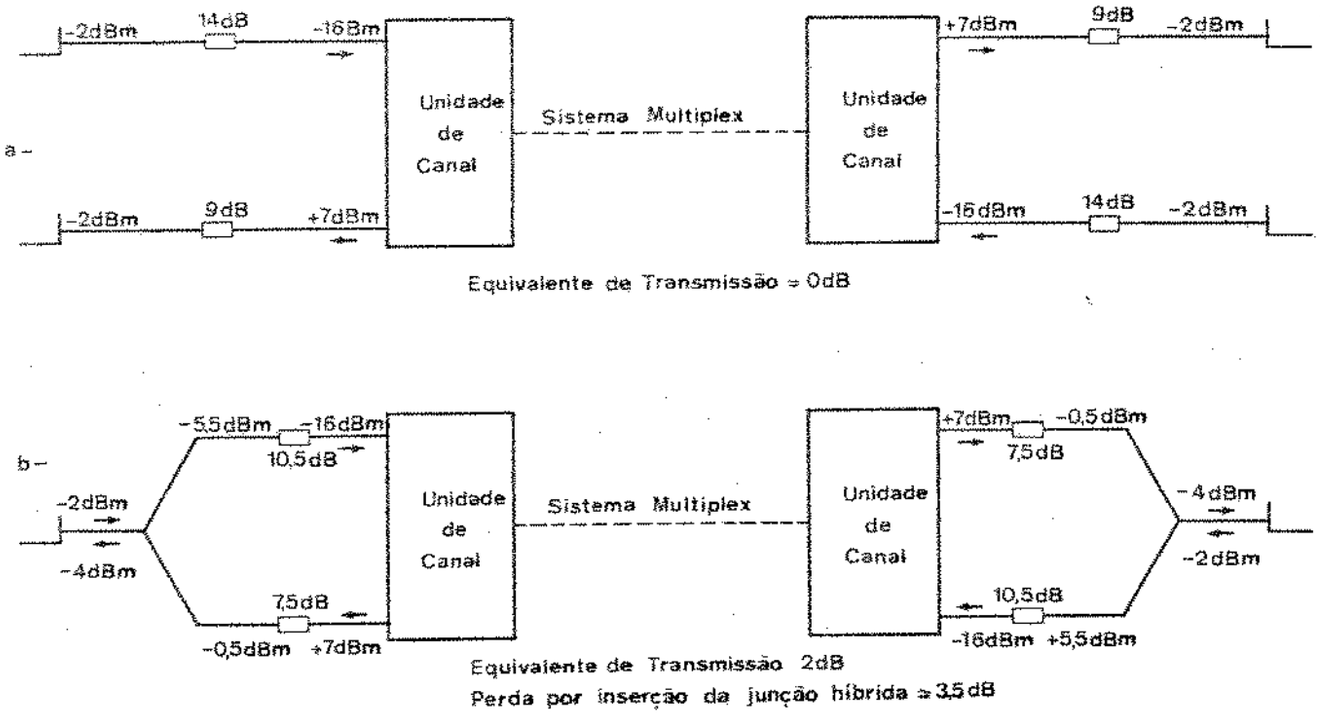


Figura I.7 - Diagrama esquemático do ajuste de níveis

a) Num sistema a 4 fios

b) Num sistema a 2 fios

CAPÍTULO II

CHAVES ANALÓGICAS

II.1 - Introdução

Na implementação do multiplex são utilizadas chaves analógicas para três funções básicas:

- amostragem do sinal de áudio para geração do sinal PAM;
- amostragem no circuito amostrador-segurador;
- amostragem da saída do decodificador para separar o sinal PAM de cada canal.

Os sinais a serem amostrados diferem em cada caso quanto ao nível de tensão, frequência, tempo de chaveamento, etc. A idéia inicial é a utilização de um único tipo de chave para todas essas funções.

As chaves analógicas constam essencialmente de um elemento principal (ponte de diodos, par casado de transistores bipolares, transistor de efeito de campo, etc.) e de um circuito de controle associado (driver). A função do circuito de controle é servir de interface entre os níveis TTL e os níveis de tensão ou corrente necessários para fazer com que o elemento principal atue como chave.

Como características principais de uma chave, podem ser enumerados:

- tempos necessários para ligar e desligar (t_{ON} e t_{OFF});
- resistência ôhmica (R_{ON});
- isolação DC e AC;
- tensão de "offset" (tensão na impedância de carga quando

a chave está ligada e a tensão de entrada é 0 V).

Para os tempos de amostragem disponíveis (≥ 1 μseg), um estudo preliminar dos tipos mais usuais de chaves analógicas[1] motivou a opção por chaves com transistor de efeito de campo de porta isolada (MOSFET). Esse tipo de chave se impõe por três características principais:

- simplicidade do circuito de controle;
- o sinal de controle não carrega a fonte de sinal ou a impedância de carga;
- não têm tensão de "offset".

Como desvantagem, as chaves com MOSFET são as que apresentam maior R_{ON} (centenas de ohms). Essa característica, entretanto, não é problemática no multiplex, uma vez que as atenuações podem ser compensadas nos vários estágios de amplificação a que é submetido o sinal.

Na figura II.1 é apresentado um diagrama com os diversos tipos de transistores de efeito de campo, tanto os de porta isolada (MOSFET) quanto os de junção (JFET).

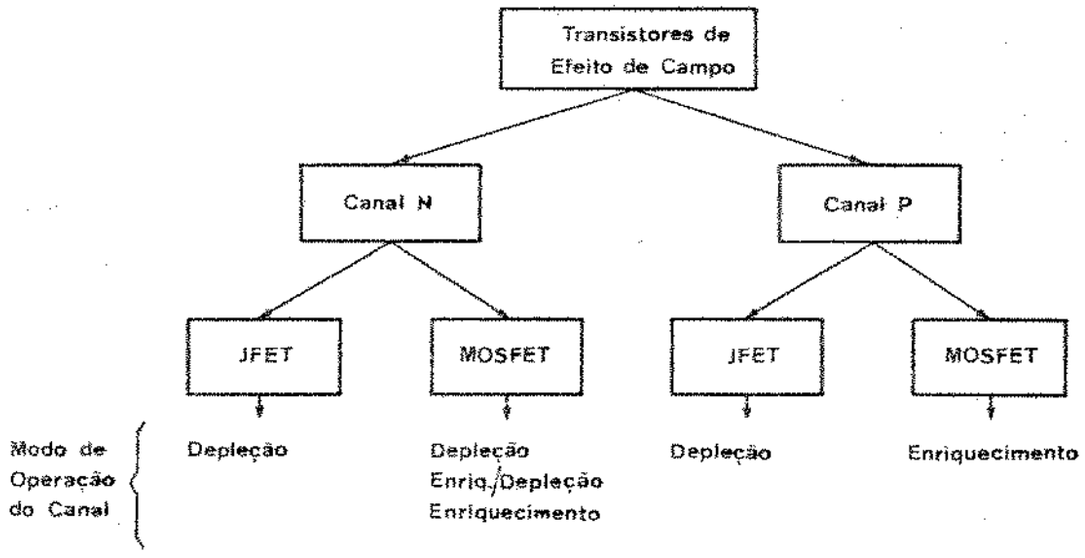


Figura II.1 - Tipos de transistores de efeito de campo.

Entre os vários tipos de MOSFET, o de canal P operando por enriquecimento de canal é o que será utilizado. Embora mais lento que os de canal N, é o mais difundido comercialmente e de menor custo.

II.2 - Descrição do MOSFET Canal P Tipo Enriquecimento de Canal

O MOSFET canal P tipo enriquecimento (figura II.2) consiste basicamente de um substrato tipo N levemente dopado onde se faz uma difusão (5 a 10 μm) de duas regiões altamente dopadas (P^+) que constituirão a fonte e o dreno do dispositivo. O espaço entre a fonte e o dreno (10 a 20 μm) constitui a região do canal. Sobre a região do canal é feito o crescimento de uma camada dielétrica de SiO_2 (0,1 a 0,2 μm) e em seguida efetuada uma metalização de alumínio que constituirá a porta do dispositivo.

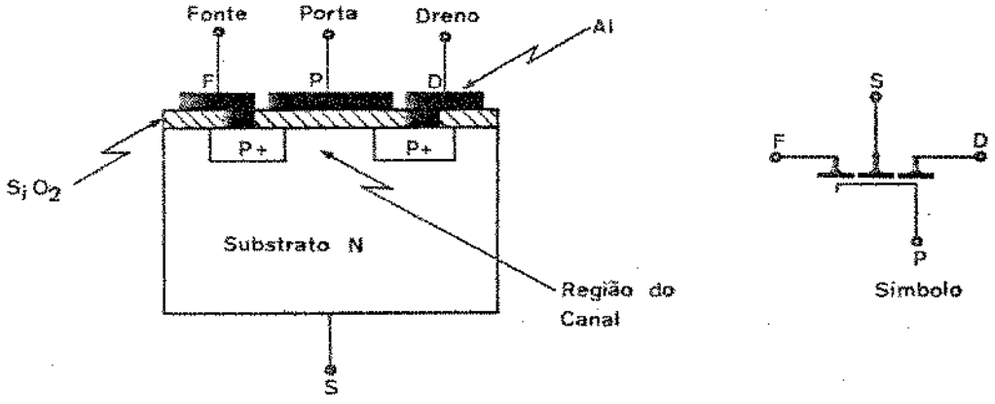


Figura II.2 - Configuração do MOSFET canal P tipo enriquecimento de canal.

Se a fonte, o dreno e o substrato forem mantidos a um potencial zero, ao aplicar-se uma tensão negativa à porta do dispositivo vão aparecer lacunas induzidas na região do canal. Quando a tensão aplicada à porta for tal que a quantidade de lacunas induzidas é suficiente para inverter o tipo de portadores majoritários dessa região, diz-se que ocorreu uma inversão do canal (de tipo N para tipo P), ficando assim eliminadas as duas junções PN costa a costa que respondiam pela alta impedância entre fonte e dreno (figura II.3). A tensão V_{PF}

em que ocorreu essa inversão é denominada tensão de transição V_T.

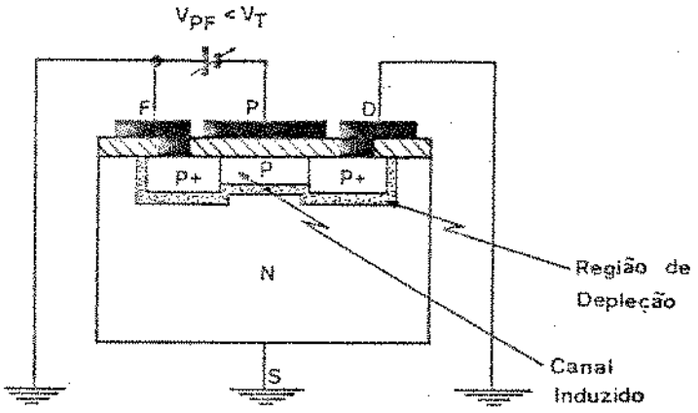


Figura II.3 - MOSFET com o canal induzido.

Após a transição, quanto mais negativa se tornar a tensão da porta, menor será a resistência do canal induzido. A taxa de variação da resistência do canal com V_{PF}, entretanto, vai se tornando cada vez menor. É na região em que essa resistência é praticamente constante, independente de V_{PF}, que o MOSFET deve operar como chave ligada ($R_{FD} = R_{ON}$).

A tensão de transição situa-se entre -1,8 a -2,5V para MOS - FETs construídos com silício de orientação (1,0,0) e em torno de -4V para MOSFETs de silício (1,1,1). Existem, entretanto, alguns processos de fabricação que conseguem alterar a tensão de transição do MOSFET de silício (1,1,1) para cerca de -2,5V como a utilização de um dielétrico de Si_3N_4/SiO_2 entre porta e substrato (constante dielétrica do Si_3N_4 é maior que a do SiO_2) ou a substituição da porta de alumínio por uma porta de silício (silicon gate).

II.3 - Aplicação do MOSFET Canal P (enriquecimento) como Chave Analógica

Para o chaveamento analógico de tensões o MOSFET deve ser utilizado na configuração ilustrada na figura II.4. A tensão de substrato deve ser man

tida a um potencial positivo maior ou igual ao máximo valor do sinal a ser amostrado de modo a manter as junções fonte-substrato e dreno-substrato reversamente polarizadas.

A chave estará desligada para $V_P \geq V_S$, condição em que não - há canal induzido, e estará ligada para V_{PF} suficientemente negativa e menor que V_T de modo que, além de causar a inversão do canal, lhe assegure uma baixa resistência. Numa análise DC, tem-se:

- chave desligada : $V_P \geq V_S$, $R_{FD} = R_{OFF} \approx 10^{14}\ \Omega$, $V_o/V_i \approx 0$

- chave ligada : $V_P < V_T$, $R_{FD} = R_{ON} \approx 200\ \Omega$, $V_o/V_i =$

$$= R_c/(R_i + R_{ON} + R_c)$$

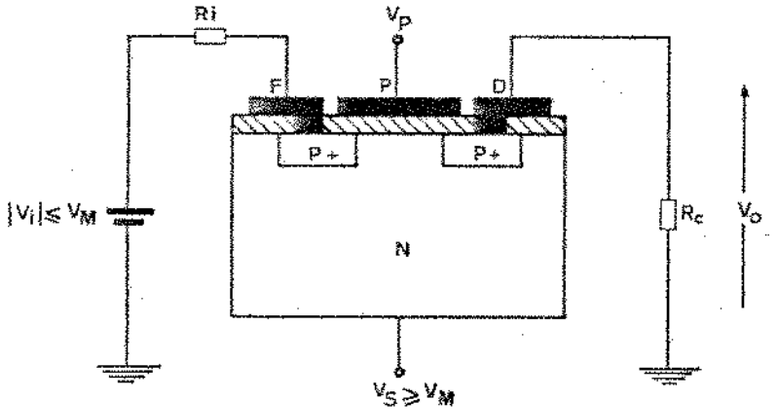


Figura II.4 - Montagem para o chaveamento analógico de tensões

Quando a chave está ligada, a um incremento da tensão de substrato corresponde um aumento da resistividade do canal. O motivo é que o acréscimo da tensão V_{SF} implica num alargamento da camada de depleção entre o canal e o subs-

trato, o que se faz às custas das lacunas induzidas na região do canal, diminuindo assim a quantidade daquelas que concorrem para a condutividade do mesmo. Esse efeito não é entretanto muito significativo, e a tensão de substrato a ser empregada poderá exceder razoavelmente o valor de pico de V_i, uma vez que será ditada pelas fontes de tensão disponíveis no sistema.

Na figura II.5 são apresentadas as curvas de $R_{FD} \times V_{PF}$ levantadas para alguns MOSFETs MFE 3003 e a montagem utilizada para tal, onde a resistência R_{FD} foi calculada a partir da atenuação sofrida pelo sinal V_i. Através dessas curvas pode-se notar que, ao se manter V_P constante, uma variação de V_F e, consequentemente, V_{PF}, ocasiona uma modulação na resistividade do canal. Essa modulação faz com que os níveis positivos sofram uma atenuação menor que os níveis negativos.

Deve ser lembrado que a atenuação da chave não é importante para a aplicação no multiplex, uma vez que pode ser compensada por amplificadores de outros estágios de processamento do sinal. Já a variação da atenuação com o nível do sinal merece atenção pois pode ocasionar distorções. Uma rápida análise dessas distorções pode ser feita considerando-se a montagem da figura II.4 e fixando-se uma tensão de porta suficiente para ligar a chave. Chamando de R_{ON} a resistência da chave para $V_i = 0$ (valor nominal) e linearizando a curva $R_{FD} \times V_{PF}$ em torno de $R_{FD} = R_{ON}$ para pequenos sinais, pode-se escrever:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_c}{R_i + R_c + R_{FD}} \simeq \frac{R_c}{R_i + R_c + R_{ON} + \left(\frac{\partial R_{FD}}{\partial V_{PF}} \,\middle|\, V_i = 0 \right) \cdot \Delta V_{PF}}$$

$$V_P = \text{constante} \quad \therefore \quad \Delta V_{PF} = V_i$$

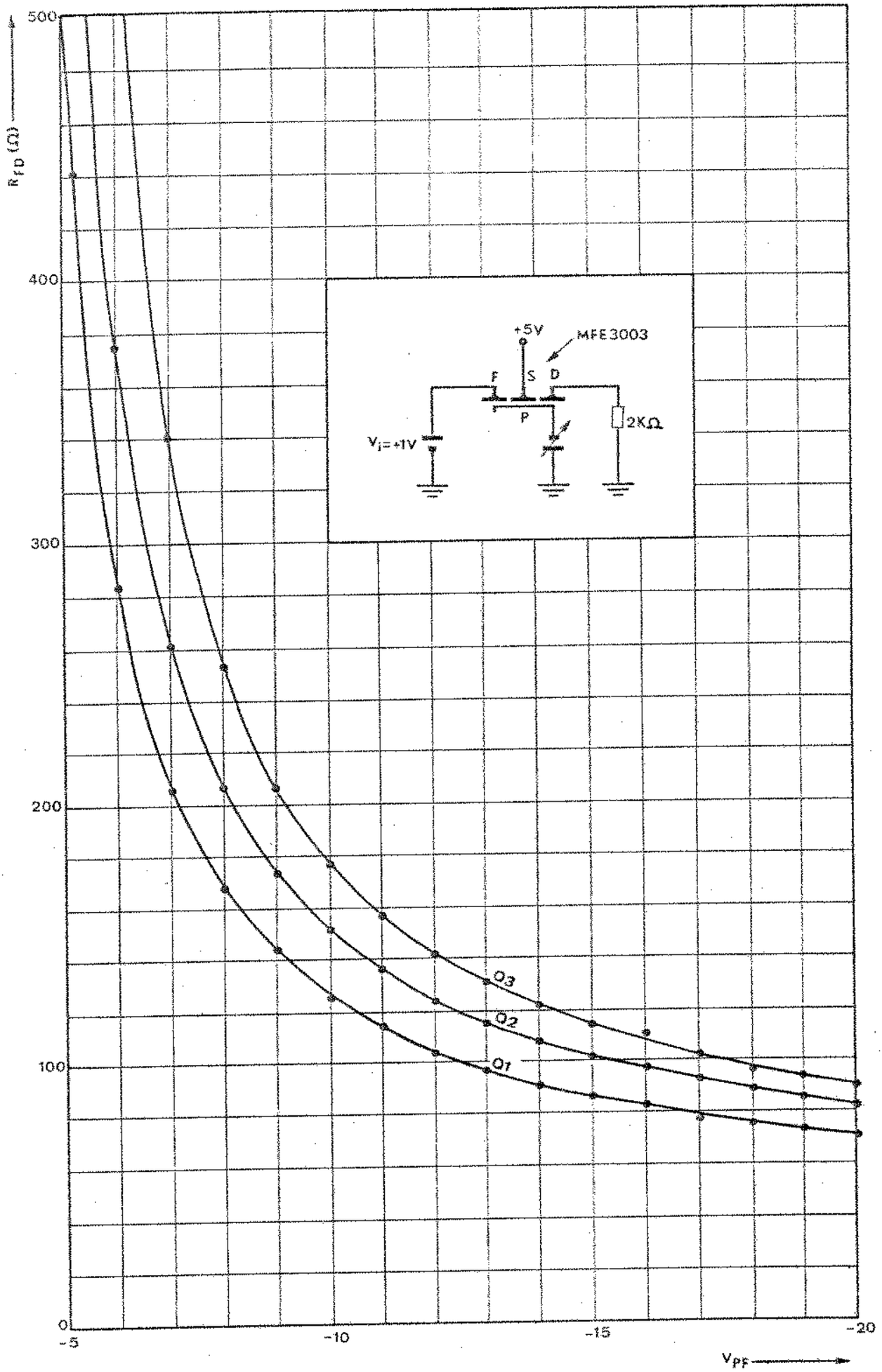


Figura II.5 - Variação de R_{FD} com V_{PF}

$$\frac{V_o}{V_i} \simeq \frac{\dfrac{R_c}{R_i + R_c + R_{ON}}}{1 + \dfrac{1}{R_i + R_c + R_{ON}} \cdot \left(\dfrac{\partial R_{FD}}{\partial V_{PF}} \bigg|_{V_i = 0} \right)} \cdot V_i$$

$$V_o \simeq \frac{R_c}{R_i + R_c + R_{ON}} V_i - \underbrace{\left[\frac{R_c}{(R_i + R_c + R_{ON})^2} \left(\frac{\partial R_{FD}}{\partial V_{PF}} \bigg|_{V_i = 0} \right) \right] V_i^2}_{\text{distorção}} \qquad \text{(II.1)}$$

Para que a distorção introduzida pela chave seja mantida a um nível desprezível deve-se pois:

- operar com pequenas excursões de V_i, onde é válida a espressão acima obtida;
- utilizar uma resistência de carga R_c muito maior que R_{ON};
- manter V_p a um nível tal que a variação de R_{FD} com V_{PF} seja pequena.

Para excursões muito grandes de V_i é necessário aumentar demasiadamente R_c, o que implica numa deterioração da velocidade de chaveamento. Uma outra alternativa é a utilização de um par com simetria complementar (COS/MOS), ou seja, um MOSFET canal P em paralelo com um MOSFET canal N, ambos operando por enriquecimento de canal. Se suas tensões de porta forem mantidas em níveis suficientes para induzir seus respectivos canais, as variações de seus R_{FD} com o nível de sinal se processam em sentidos contrários, o que implica numa resistência equivalente praticamente constante (figura II.6).

Para as amplitudes de sinal e impedâncias de carga que serão utilizadas, a chave com um MOSFET canal P (enriquecimento) apresenta um desempenho -

satisfatório a um custo menor. Por esse motivo será o tipo empregado no multiplex.

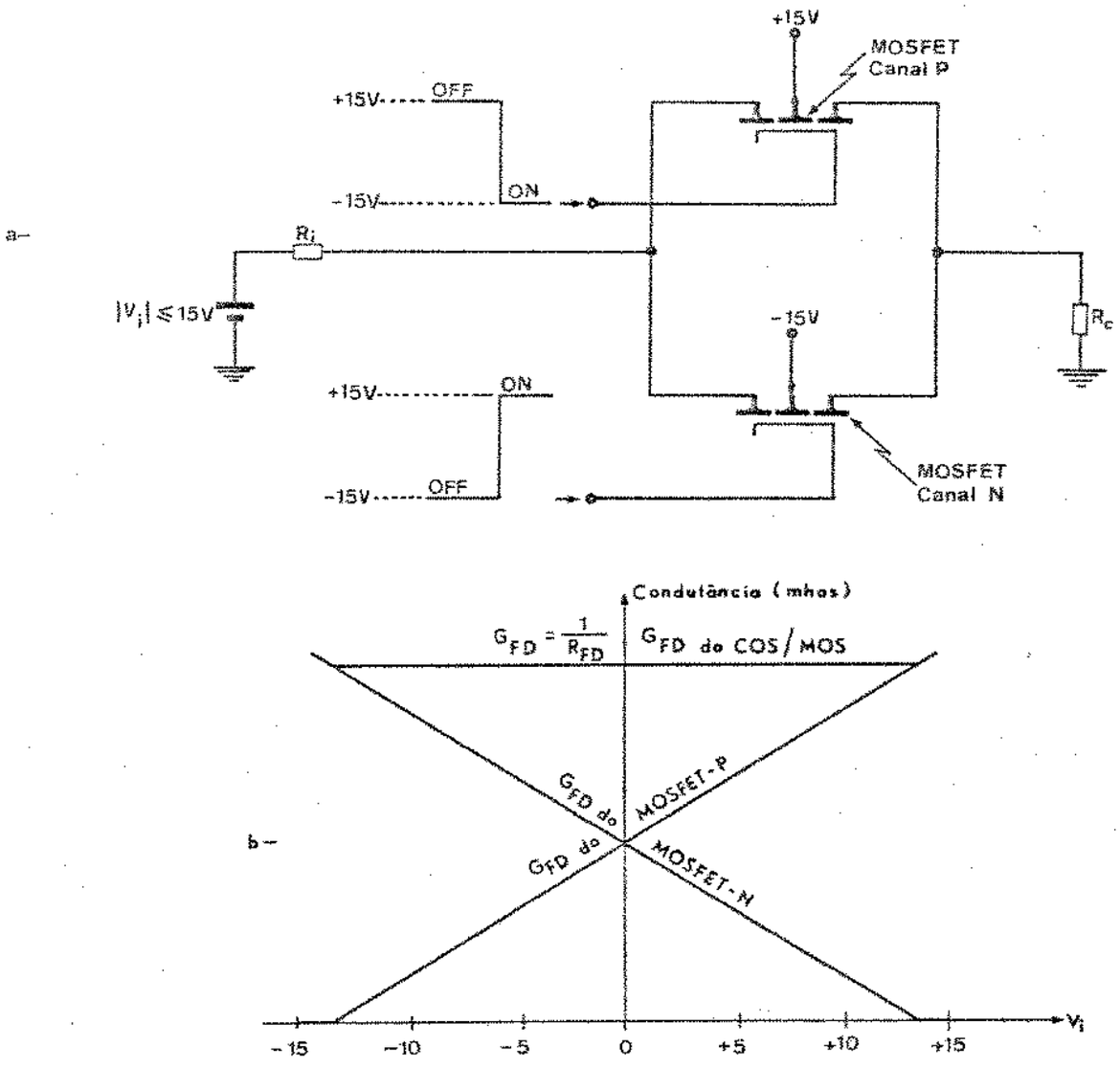


Figura II.6 - a) Chave com COS/MOS;

b) Diagrama da condutância equivalente da chave quando ligada.

O MOSFET adotado será o MFE 3003. Tendo em vista suas tensões limites de operação, a tensão de porta empregada para induzir o canal será de -13,5 V (para $V_S \simeq +5$ V). Nestas condições de operação obtém-se uma modulação da resistividade do canal menor que 10 Ω/V e uma resistência nominal $R_{ON} \simeq 110$ Ω.

II.4 - Velocidade de Chaveamento

A velocidade de chaveamento de qualquer dispositivo eletrônico é limitada pelo tempo necessário para carregar e descarregar suas capacitâncias intrínsecas.

Ao se aplicar um sinal de controle negativo à porta do MOSFET, só após se carregarem as capacitâncias C_{PS}, C_{PF} e C_{PD} é que se tem na impedância de carga o sinal estabilizado, livre de transitórios. Ao se desligar a chave com a aplicação de um sinal positivo à porta, só após se descarregarem as mesmas capacitâncias é que se tem ausência de sinal em R_c. A carga e descarga das capacitâncias C_{PS}, C_{PF} e C_{PD} se processam através de Z_{Ctr} (impedância de saída do circuito de controle), $(Z_{Ctr} + R_i)$ e $(Z_{Ctr} + R_c)$ respectivamente (figura II.7), impedâncias essas que devem ser minimizadas dentro das possibilidades. Deve-se lembrar aqui que a distorção produzida pela modulação da resistividade do canal é inversamente proporcional a R_c.

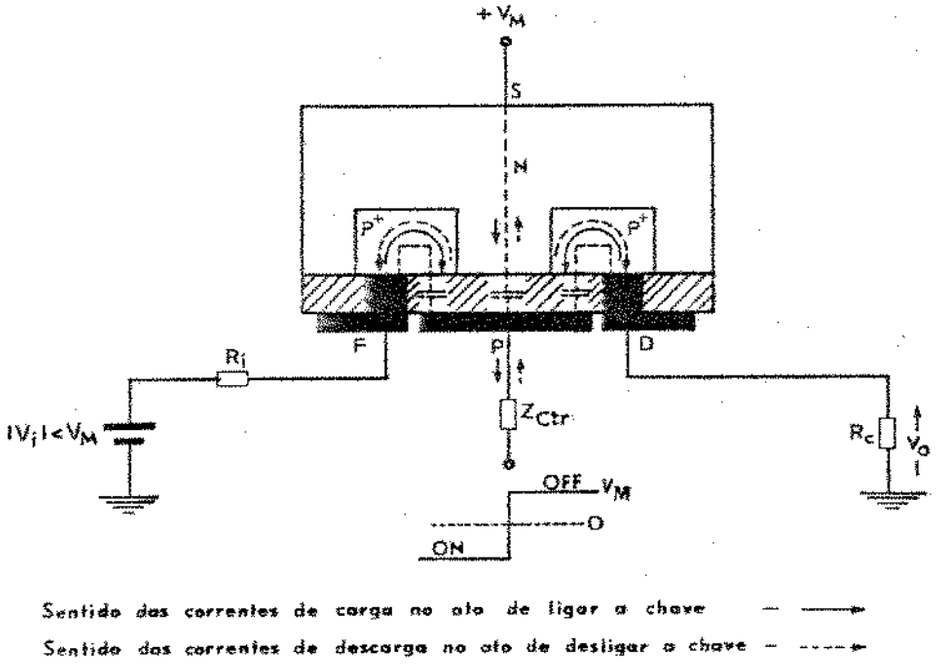


Figura II.7 - Diagrama ilustrativo das capacitâncias envolvidas no tempo de chaveamento.

Na figura II.8 encontram-se ilustrados os transitórios de chaveamento e a maneira como serão definidos os tempos de chaveamento (t_{ON} e t_{OFF}).

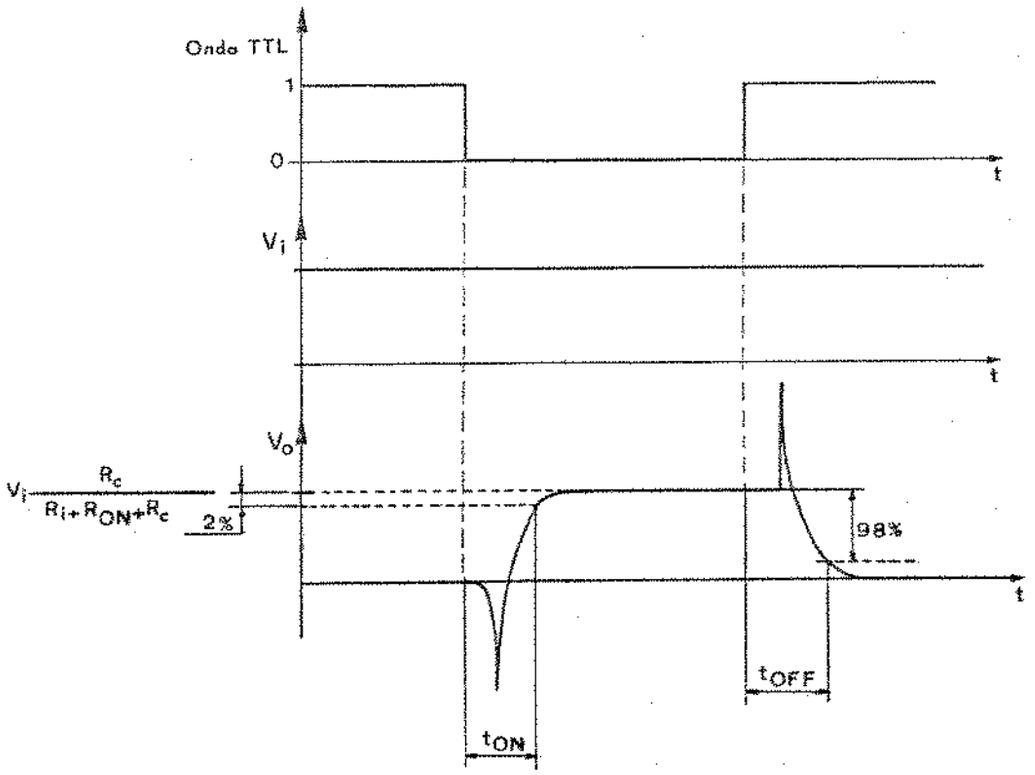


Figura II.8 - Transitórios no sinal amostrado

II.5 - Isolação da Chave

Na configuração em que o MOSFET vai ser operado, como o substrato deve ficar a um potencial positivo sempre maior que o sinal aplicado à fonte, a corrente que circula pelo terminal do dreno quando não há canal induzido é devida quase que exclusivamente à corrente reversa através da junção dreno-substrato.

Através da montagem da figura II.9 foram obtidos os seguintes dados a respeito da corrente de fuga I_D do MFE 3003:

a) praticamente independe de V_i;

b) para $V_S = V_P = +5V$ e $T_A = 25^oC$, está normalmente abaixo de 30 pA;

c) aproximadamente dobra a cada 10^oC de incremento de temperatura;

d) é dependente da tensão V_S, aumentando de cerca de 50% - cada vez que V_S dobra de valor.

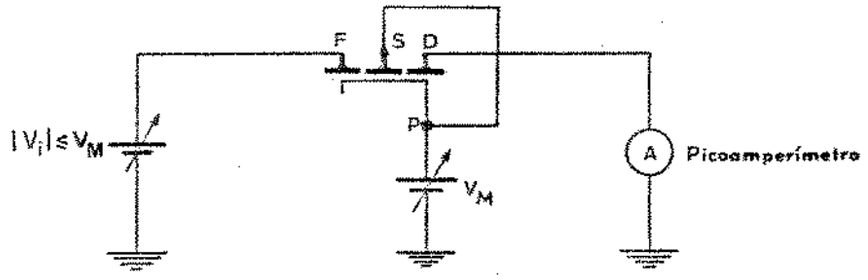
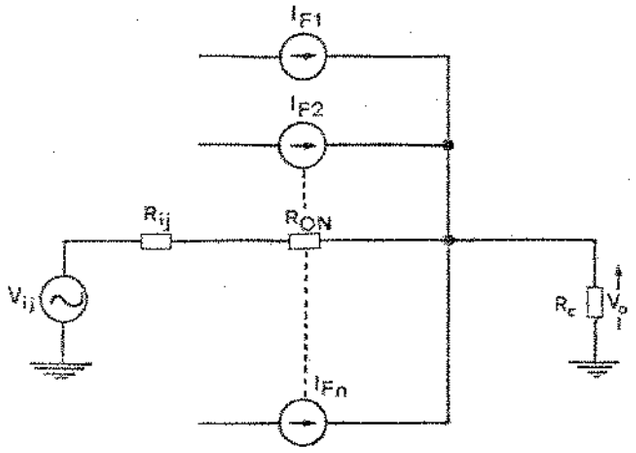


Figura II.9 - Montagem para medida da corrente de fuga I_D

A corrente reversa substrato-dreno é composta pela corrente de saturação da junção e pela corrente de geração-recombinação devida a defeitos na rede cristalina. Este último tipo de corrente é o predominante, apresenta a mesma variação com temperatura que a corrente de saturação, mas é dependente da tensão reversa aplicada à junção[2], o que justifica o resultado do ítem d.

Em aplicações de multiplexagem, várias chaves convergem numa única impedância de carga R_c. Se a impedância dos geradores de sinal (R_i) for da ordem de R_{ON}, as correntes de fuga (I_F) das chaves desligadas percorrem preferencialmente o caminho de baixa impedância da chave ligada, tendo pois influência menor em R_c (figura II.10).



$$V_o = \frac{R_c}{R_{ij}+R_{ON}+R_c}\, V_{ij} + \left[R_c \,//\, (R_{ij}+R_{ON})\right] \sum_{k\neq j} I_{Fk}$$

Figura II.10 - Efeito das correntes de fuga na multiplexagem.

Quando o sinal a ser amostrado possui altas frequências, ocorre uma queda na isolação da chave, uma vez que o sinal de entrada é transferido à saída através de acoplamento capacitivo, principalmente por meio de C_{PF} e C_{PD}. Este efeito pode ser atenuado fazendo com que o circuito de controle apresente uma baixa impedância (Z_{Ctr}), proporcionando um caminho preferencial para as altas frequências (figura II.11).

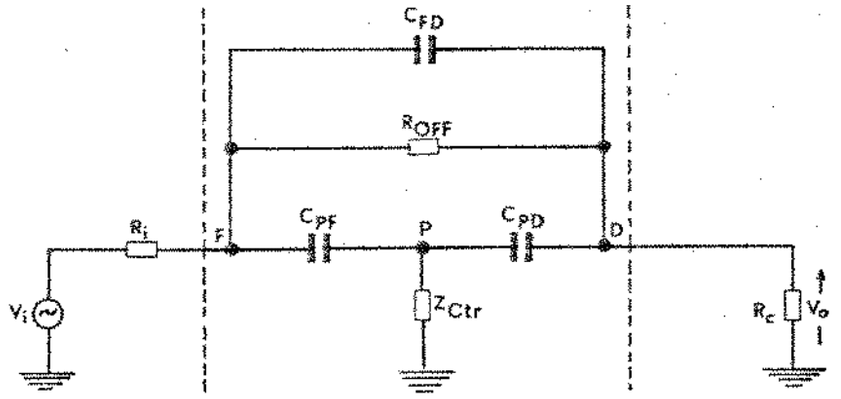


Figura II.11 - Circuito equivalente para a chave desligada

II.6 - Circuito de Controle

As ondas que comandam a abertura e fechamento das chaves são normalmente geradas por circuitos TTL com lógica negativa (0 - liga, 1 - desliga). O circuito de controle é pois uma interface entre os níveis TTL (0,2 V/3,3 V) e os níveis que devem ser aplicados à porta do MOSFET para ligar ou desligar a chave - (-13,5V/+5V).

O circuito que será utilizado (figura II.12) apresenta uma - carga normalizada de entrada (fan-in) menor que 1, e o seguinte comportamento:

- para um nível lógico de entrada igual a 1, $V_E \approx 2,1V$, Q_1 e Q_2 estão cortados, $Z_{Ctr} = 1,5\ K\Omega$ e a chave está desligada;
- para um nível lógico de entrada igual a 0, Q_1 conduz, Q_2 satura, $V_{Ctr} \approx -13,5V$, $Z_{Ctr} = 1,5\ K\Omega\ //\ (R_{CE\ sat} + 68\ \Omega) \approx 85\ \Omega$ e a chave está ligada.

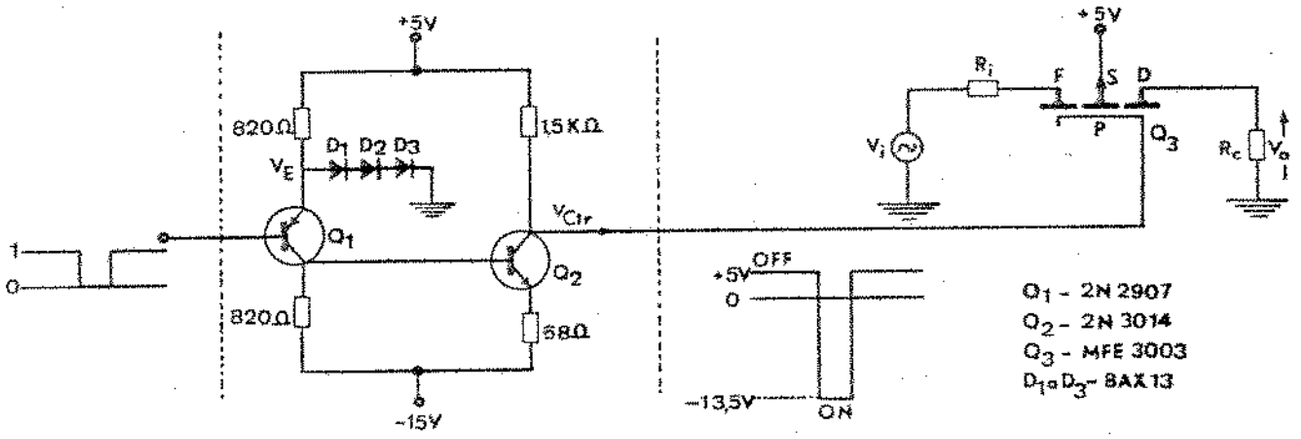


Figura II.12 - Circuito de controle

Os tempos de resposta do circuito de controle encontram-se indi

cados a seguir:

- tempo de atraso para iniciar a transição negativa : 20 nseg
- tempo de descida (10%/90%) : 15 nseg
- tempo de atraso para iniciar a transição positiva : 20 nseg
- tempo de subida (10%/90%) : 80 nseg

II.7 - Características Típicas da Chave

Tempo de chaveamento (figura II.8) :

- condição de medida: V_S = + 5V, R_i = 100 Ω, R_c = 3 KΩ, - $V_i = \pm 1{,}7\ V_{DC}$
- t_{ON} - tempo a partir do início da transição da onda TTL para que a chave ligue e a tensão V_0 se estabilize a menos de 2% de seu valor final : < 100 nseg
- t_{OFF} - tempo a partir do início da transição da onda TTL para que a chave desligue e a tensão V_0 se estabilize a menos de 2% de seu valor inicial : < 400 nseg

Transitórios :

- condição de medida : V_S = + 5V, R_i = 100 Ω, R_c = 3KΩ, V_i = = 0
- os transitórios (spikes) que aparecem em R_c no ato de ligar e desligar a chave têm um nível inferior a 1V.

Isolação :

- condição de medida : $V_P = V_S = +5V$, $R_i = 100\ \Omega$, $R_C = 3\ K\Omega$

  $V_i = 1,7 \cos (2\pi ft)\ V$

- isolação > 70 dB para f < 10 KHz.

- isolação > 60 dB para f < 250 KHz.

- isolação > 65 dB para f < 500 KHz.

- isolação >45 dB para f < 2 MHz.

CAPÍTULO III

MULTIPLEX MCP

III.1 - Níveis de interface

Na interface do multiplex com a central telefônica, o casamento de níveis é providenciado através de atenuadores. Os níveis nominais adotados para o multiplex são:

- transmissão	0 dBmO = -16 dBm
- recepção	0 dBmO = + 7 dBm

Para o projeto dos circuitos interessam as tensões de pico envolvidas. Segundo recomendação da CCITT, o maior nível de quantização do codificador/decodificador deve corresponder a uma senóide de 1 KHz e +3 dBmO, ou seja, o nível de saturação deve estar 3 dB acima do valor nominal. Como consequência, o nível máximo na entrada da unidade de canal deve corresponder a uma senóide de -13 dBm que, aplicada a uma impedância de 600Ω resulta um valor de pico de 245 mV. De maneira análoga, o nível máximo na saída da unidade de canal deve corresponder a uma senóide de +10 dBm que, aplicada em 600Ω, resulta um valor de pico de 3,46V.

No sistema MCP em desenvolvimento, o maior nível de quantização foi fixado em 5,12V para o codificador e em 3,5V para o decodificador.

A figura III.1 apresenta um diagrama esquemático do multiplex e os níveis de pico nas interfaces do mesmo com os demais subsistemas.

Deve ser ressaltado que o nível do sinal de voz depende do comprimento da linha que tem acesso ao canal multiplex. Um valor típico é de 15 dB abaixo do nível de teste da central[3] e, consequentemente, -15 dBmO. Como a quantização não linear das amostras[4] assegura uma relação sinal-ruído de quantização superior a 35 dB no intervalo [0, -30] dBmO, o sinal de voz é mantido numa região de baixo ruído de quantização e as distorções devidas à saturação dos níveis de

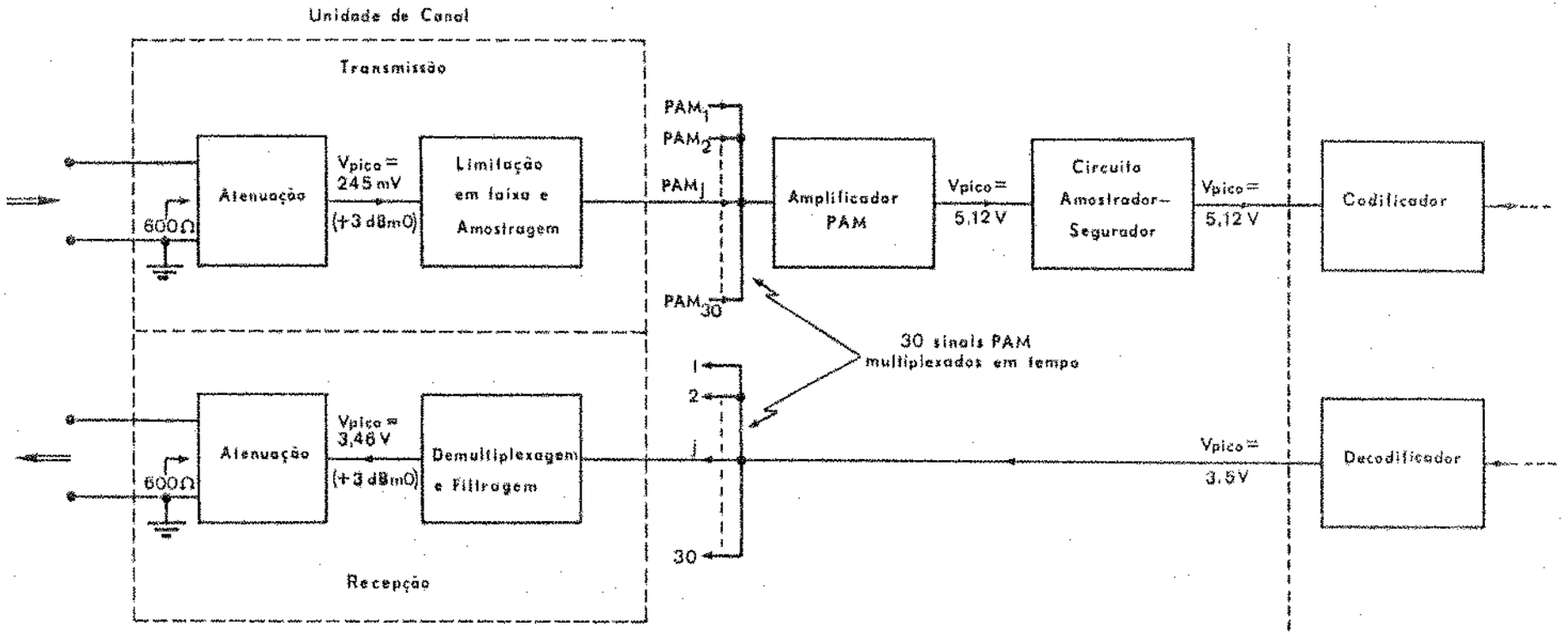


Figura III.1 - Diagrama esquemático do multiplex

quantização nos picos do sinal se tornam pouco frequentes. Para a sinalização MFC um nível típico é de -8 dBm0.

III.2 - Atenuadores

Os atenuadores para adaptar os níveis da central aos níveis do equipamento multiplex podem ser estruturas simétricas T ou Π com impedância característica de 600 Ω.

Para atenuadores no intervalo [0, 16,5] dB, o multiplex MCP pode ser utilizado em centrais com níveis de teste compreendidos nos limites abaixo:

- Sistema a 4 fios: transmissão - nível de teste entre +0,5 e -16 dBm
  recepção - nível de teste entre +7 e -9,5 dBm

- Sistema a 2 fios: transmissão - nível de teste entre +4 e -12,5 dBm
  recepção - nível de teste entre +3,5 e -13 dBm

sendo que para sistemas a dois fios a perda por inserção da junção híbrida é suposta 3,5 dB.

Considere-se inicialmente a estrutura T (figura III.2-a). Impondo-se uma impedância característica de 600Ω, ela pode ser obtida pelas expressões abaixo em função da atenuação requerida:

$$R_a = -600\,\frac{\alpha}{1+\alpha} + \frac{1}{2}\cdot\sqrt{\left(1200\,\frac{\alpha}{1+\alpha}\right)^2 + 1{,}44\cdot 10^6\,\frac{1-\alpha}{1+\alpha}} \qquad \text{(III.1)}$$

$$R_b = \frac{\alpha}{1 + \alpha} (R_a + 600) \qquad \text{(III-2)}$$

onde $\alpha = 10^{-(\frac{\beta}{20})}$ e β = perda por inserção em dB

A estrutura Π (figura III.2-b) pode ser obtida a partir da estrutura T pelas relações:

$$R_c = R_a + 2R_b \qquad \text{(III.3)}$$

$$R_d = \frac{R_a^2}{R_b} + 2R_a \qquad \text{(III.4)}$$

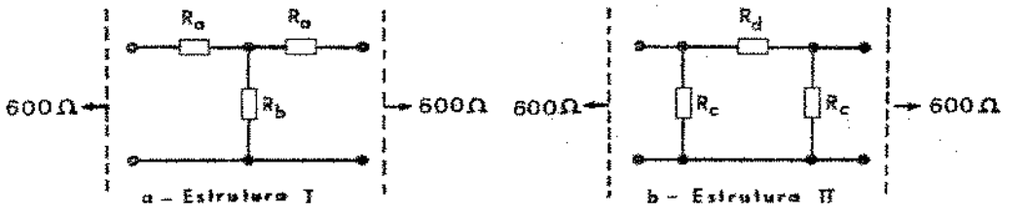


Figura III.2 - Estruturas dos atenuadores

Na tabela III.1, uma relação de atenuadores nas configurações T e Π, variando de 0,5 em 0,5 dB no intervalo [0, 16,5] dB, é apresentada.

ATENUAÇÃO β (dB)	ESTRUTURA T		ESTRUTURA TT	
	R_a (Ω)	R_b (Ω)	R_c (Ω)	R_d (Ω)
0	0	∞	∞	0
0,5	17	10417	20852	35
1,0	35	5200	10435	69
1,5	52	3457	6966	104
2,0	69	2583	5235	139
2,5	86	2056	4198	175
3,0	103	1703	3509	211
3,5	119	1449	3018	248
4,0	136	1258	2652	286
4,5	152	1108	2368	325
5,0	168	987	2142	365
5,5	184	887	1958	406
6,0	199	803	1806	448
6,5	215	732	1678	492
7,0	230	670	1569	538
7,5	244	616	1475	585
8,0	258	568	1394	634
8,5	272	525	1323	685
9,0	286	487	1260	739
9,5	299	453	1204	795
10,0	312	422	1155	854
10,5	324	393	1111	915
11,0	336	367	1071	980
11,5	348	344	1035	1048
12,0	359	322	1003	1119
12,5	370	302	973	1194
13,0	381	283	946	1273
13,5	391	266	922	1356
14,0	400	249	899	1444
14,5	410	234	878	1536
15,0	419	220	860	1634
15,5	428	207	842	1737
16,0	436	195	826	1845
16,5	444	184	811	1960
Resistores de 1/4 W e tolerância ± 1%				

TABELA III.1

III.3 - Unidade de canal/transmissão

A finalidade básica dessa unidade é a limitação em faixa do sinal de áudio seguida de amostragem para geração do sinal PAM. É feita também uma filtragem passa-altas para eliminar sinais da rede (60 Hz), uma proteção na entrada do circuito contra transitórios e uma limitação de nível de tensão correspondente a +3 dBm0 de modo a não sobrecarregar os demais circuitos. Um diagrama esquemático desse processamento é ilustrado na figura III.3

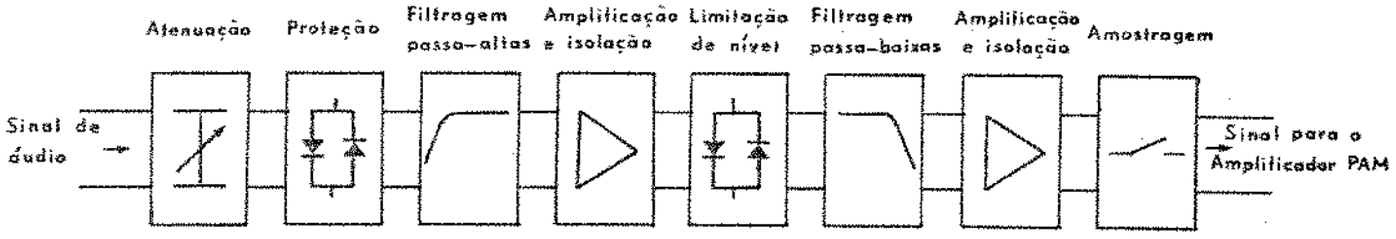


Figura III.3 - Processamento do sinal na unidade de canal/transmissão

A proteção contra transitórios é feita por um simples par de diodos de silício, uma vez que o nível de sinal nesse ponto do circuito deve estar abaixo de 245 mV.

A limitação do sinal em +3 dBm0 é feita antes do filtro passa baixas. A vantagem desse procedimento é que mesmo que os picos de sinal atinjam com freqüência o nível limite, a distorção de alta frequência devida ao ceifamento desses picos é atenuada pelo filtro passa-baixas.

Uma descrição pormenorizada de todos os circuitos é apresentada a seguir:

III.3-1 Filtro passa-altas

Embora a CCITT ainda não apresente nenhuma recomendação para o filtro passa-altas, uma imposição que parece satisfatória e se encontra aplicada em alguns sistemas MCP é uma atenuação maior que 20 dB para sinais de 60 Hz.

Empregar-se-á um filtro Butterworth de 3a. ordem. Para uma frequência de corte normalizada $\omega_c = 1$ rad/seg (ponto de -3 dB), sua função de transferência é dada por:

$$H(s) = \frac{s^3}{s^3 + 2s^s + 2s + 1} = \frac{s^2}{s^2 + s + 1} \cdot \frac{s}{s + 1} \qquad \text{(III.3)}$$

Essa função pode ser realizada na configuração ilustrada na figura - III.4, onde se tem um filtro ativo de segunda ordem em cascata com um filtro passivo RC de 1a. ordem[5]. A função de transferência em função do ganho do amplificador operacional e dos parâmetros R, R', C , C' é dada por

$$H(s) = \frac{K s^2}{s^2 + \left(\frac{1}{R'C'} + \frac{1}{RC} + \frac{1}{RC'} - \frac{K}{R'C'}\right) s + \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{R'C'}} \cdot$$

$$\cdot \frac{RCs}{1 + RCs} \qquad \text{(III.4)}$$

Levando em conta condições de estabilidade e sensibilidade, fixou-se $R' = 1\Omega$, $C' = 1F$, $R = 10\Omega$, $C = 0{,}1F$, $K = 1{,}1$, resultando

$$H(s) = \frac{1{,}1\ s^2}{s^2 + s + 1} \quad \frac{s}{s+1} \qquad \text{(III.5)}$$

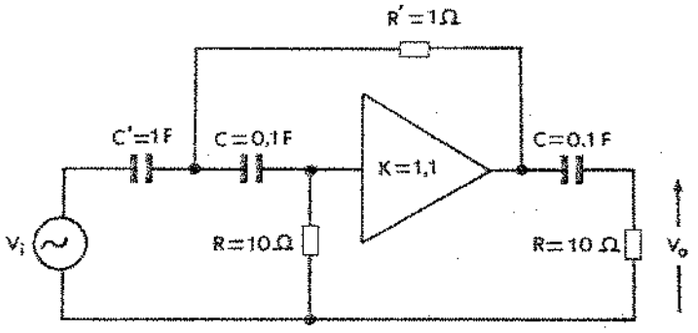


Figura III.4 - Filtro Butterworth de 3a. ordem

Fazendo um escalonamento de frequência para $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot 153{,}5$ rad/seg, e um escalonamento de impedâncias para $R' = 4700\Omega$, resulta um circuito com valores comerciais de componentes, uma impedância de entrada de 23,5 kΩ na faixa de áudio e atenuações de 24,5 dB em 60 Hz e de 0,08 dB em 300 Hz.

O filtro na configuração da figura III.4 deve ser alimentado por uma fonte ideal de sinal (impedância zero). Desde que sua impedância de entrada seja suficientemente elevada, essa condição pode ser satisfeita com boa aproximação mesmo para fontes de sinal com impedância não nula, o que permite seu acoplamento direto à entrada da unidade de canal, sem nenhum estágio de isolação (figura III.5).

A impedância da unidade de canal (600 Ω) é obtida através de um resistor de 620 Ω em paralelo à entrada do filtro (23,5 kΩ)

Como o filtro apresenta um ganho de tensão de 1,1 na faixa de áudio, o nível de +3 dBm0 à sua saída corresponde a uma senóide de 270 mV de pico.

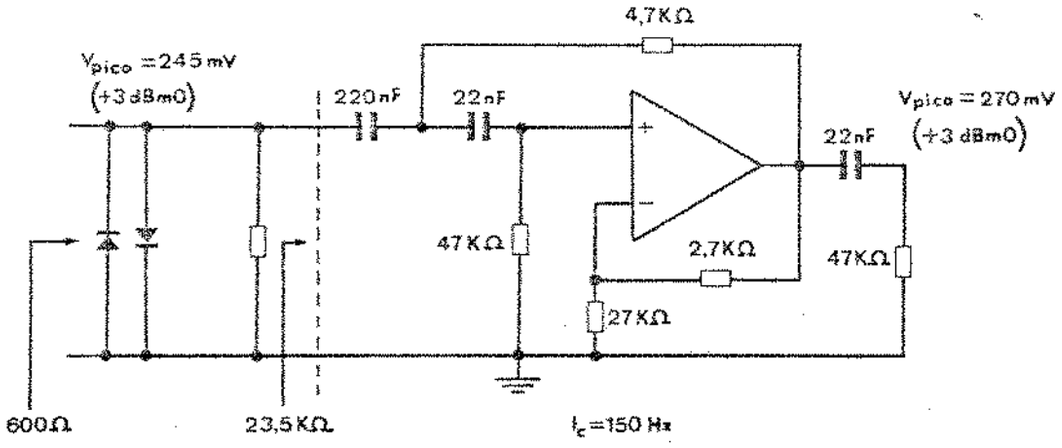


Figura III.5 - Filtro passa-altas acoplado à entrada da unidade de canal

Na figura III.6 se encontra ilustrado o lugar das raízes da secção ativa do filtro, dado por

$$s = \frac{K - 2,1}{2} \pm j \sqrt{1 - \frac{(2,1 - K)^2}{4}} \qquad \text{(III.6)}$$

A margem de ganho resultante $M_G = 1,9$ é bastante elevada, tendo em vista a estabilidade de ganho do amplificador operacional.

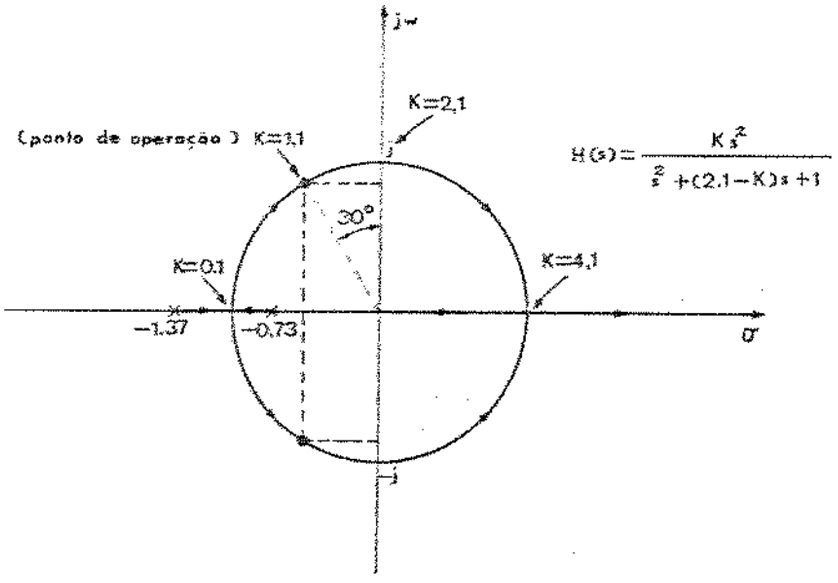


Figura III.6 - Lugar das raízes

A figura III.7 apresenta as medidas de resposta em frequência do filtro passa-altas já acoplado à entrada da unidade de canal (montagem da figura III.5).

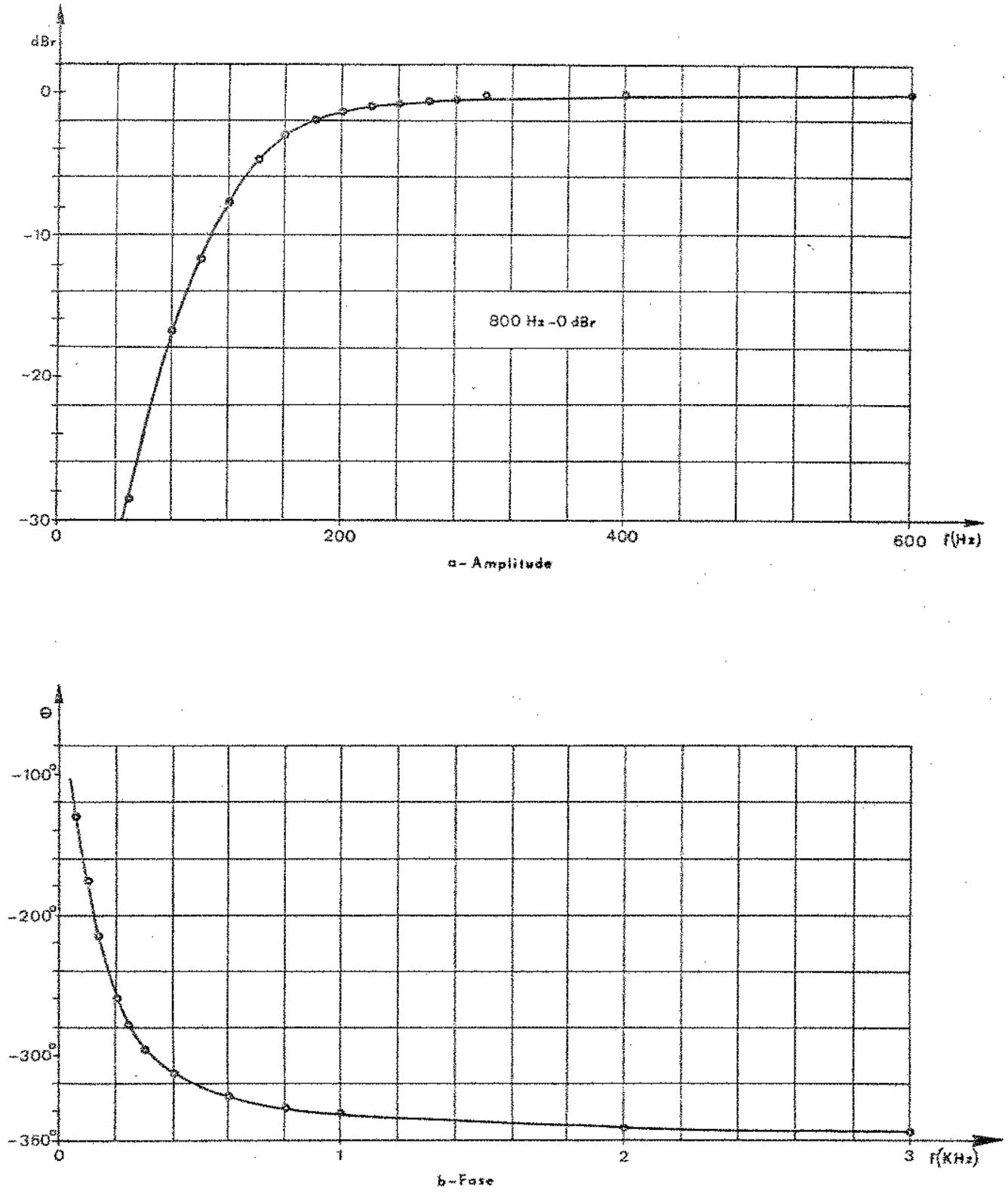


Figura III.7 - Resposta em frequência do filtro passa-altas

III.3-2 Limitação de nível

A limitação de tensão é feita correspondendo ao valor de pico de uma senóide de +3 dBm0, que é o máximo nível a ser processado pelo sistema. Com isso se evita que os demais circuitos do sistema sejam sobrecarregados por picos de sinal. Note-se que o circuito de proteção à entrada da unidade de canal é também um limitador, mas com um nível de ceifamento em torno de +11 dBm0.

Normalmente a limitação de tensão é feita através de diodos, sendo o nível de ceifamento determinado pelo joelho da curva característica dos mesmos. A desvantagem desse procedimento é a distorção causada aos níveis próximos ao nível de ceifamento devido às características não ideais dos diodos empregados (figura III.8).

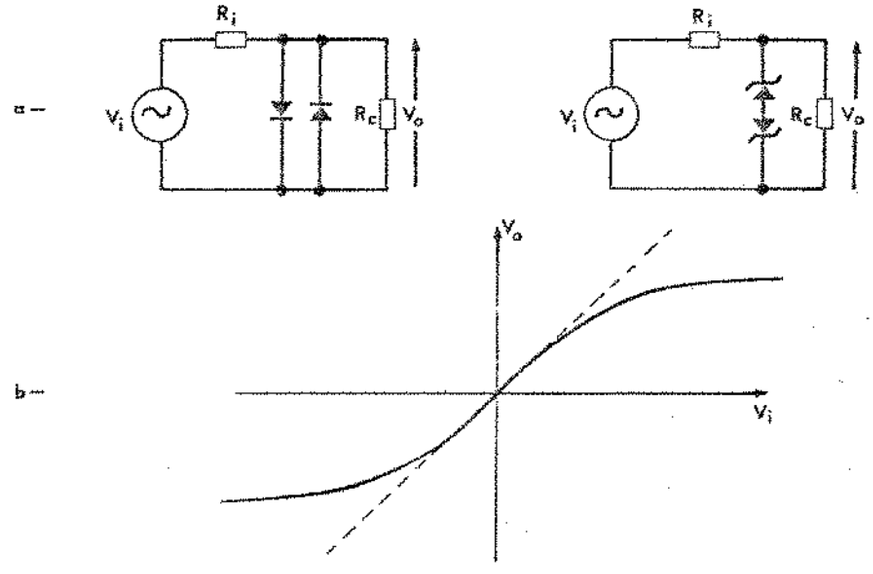


Figura III.8 - a) Circuitos usuais de limitação
b) Característica de transferência

Uma característica de limitação praticamente ideal, sem os incovenientes acima, pode ser obtida ao se acoplar um par de diodos diretamente à saída de um amplificador operacional limitado em corren

te (saída protegida contra curtos). O nível de ceifamento corresponde à tensão do diodo para uma corrente igual à corrente de curto do operacional. Enquanto o operacional não ficar limitado em corrente, êle funciona como uma fonte ideal de sinal e portanto não ocorre distorção, mesmo que se esteja na região do joelho dos diodos (figura III.9).

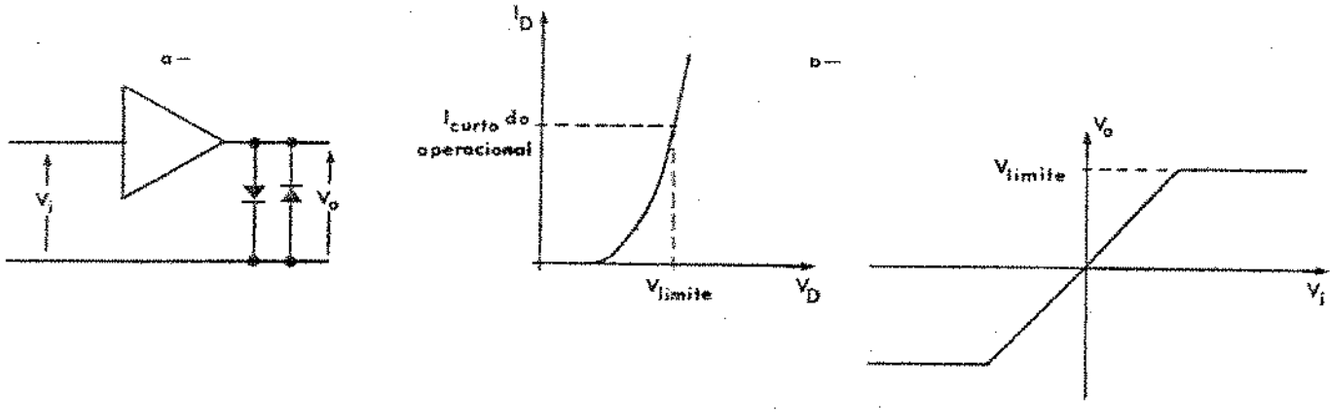


Figura III.9 - a) Circuito quase ideal de limitação

b) Característica de transferência

No circuito implementado com o operacional 741C (corrente de curto típica de 25 mA) e com o diodo BA 145, o nível limite de tensão obtido é de cerca de 0,65 V.

O operacional é montado na configuração não inversora (alta impedância de entrada) de modo a não carregar o filtro passa-altas e proporciona um ganho de tensão de 2,4 de modo a fazer com que o nível de ceifamento corresponda a +3 dBm0 (figura III.10).

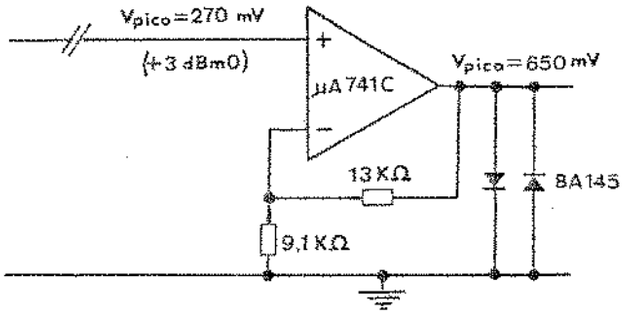


Figura III.10 - Circuito limitador utilizado

A corrente de curto do operacional e a tensão do diodo (para uma corrente constante) são funções decrescentes da temperatura e, consequentemente, o é também o nível de ceifamento. Sua variação entretanto é normalmente limitada a ± 0,7 dB na faixa [0, +50] °C.

III.3-3 Filtro passa-baixas

Esse filtro deve apresentar uma ondulação na faixa que seja metade da especificada em (I.4-a), uma vez que aquela recomendação se refere à resposta total do sistema, compreendendo os filtros de transmissão e recepção. Fora da faixa êle deve apresentar uma atenuação maior que 25 dB para frequências maiores que 4600 Hz de modo que ao se fazer a amostragem do sinal de voz [X(f)] a 8 KHz, as frequências imagem produzidas [X(f) ± k . 8 KHz] se encontrem superpostas na faixa de áudio [300 - 3400] Hz dentro dos limites especificados pela CCITT (I.4-d). A figura III.11 ilustra esse efeito (aliasing) para a amostragem ideal de um sinal com densidade espectral de potência constante.

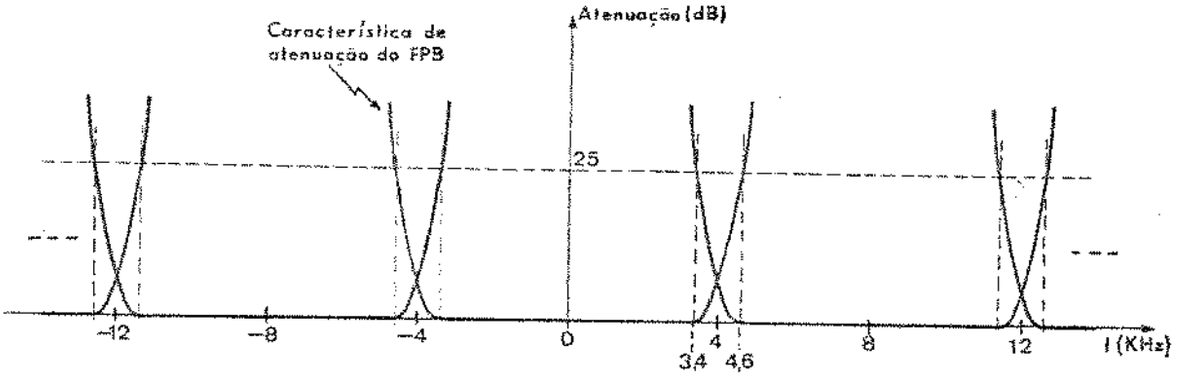


Figura III.11 - Superposição das frequências-imagem na banda-base

Entre os filtros que podem atender às especificações acima, optou-se por um filtro de funções elípticas (Cauer-Chebishev) de duas secções, que pode ser implementado com uma quantidade mínima de indutores. Esse filtro se encontra tabelado[6] em função de

- ρ - coeficiente de reflexão
- A_ρ - máxima ondulação na faixa passante
- A_s - mínima atenuação fora da faixa
- ω_s - frequência a partir da qual a atenuação é maior ou igual a A_s

com valores normalizados para impedâncias terminais de 1Ω e uma frequência de corte ω_c = 1 rad/seg definida como sendo a frequência a partir da qual a atenuação passa a exceder A_ρ.

A figura III.12 apresenta a configuração do filtro e as características principais de sua resposta em frequência.

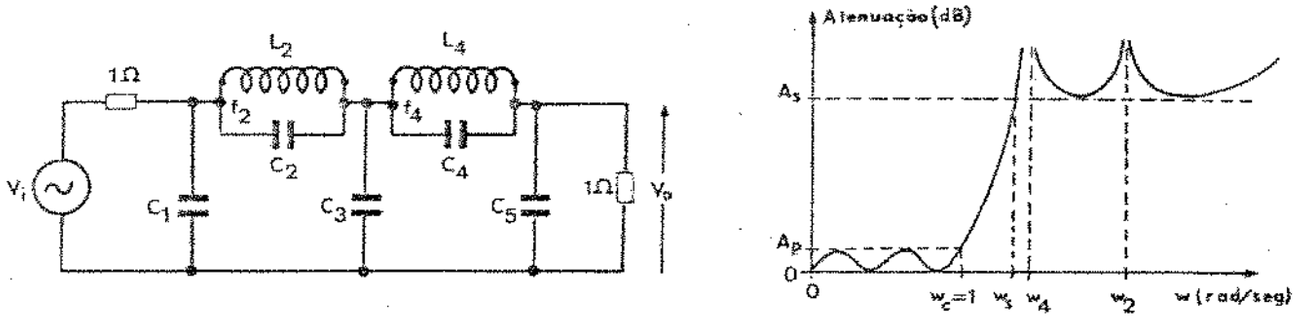


Figura III.12 - a) Configuração do filtro
b) Resposta em frequência

Fixando-se $\rho = 25\%$, $A_\rho = 0{,}28$ dB, $A_S = 35$ dB, $\omega_S = 1{,}236$, de modo a atender as especificações com razoável folga, obtem-se $C_1 = 1{,}231$ F, $C_3 = 1{,}646$ F, $C_5 = 0{,}875$ F, $C_2 = 0{,}291$ F, $L_2 = 1{,}057$ H, $C_4 = 0{,}907$ F, $L_4 = 0{,}681$ H. Fazendo-se um escalonamento de frequências para $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot 3500$ rad/seg., um escalonamento das impedâncias terminais para 1200 Ω e aproximando-se as capacitâncias obtidas aos valores comerciais mais próximos, resulta o circuito da figura III.13.

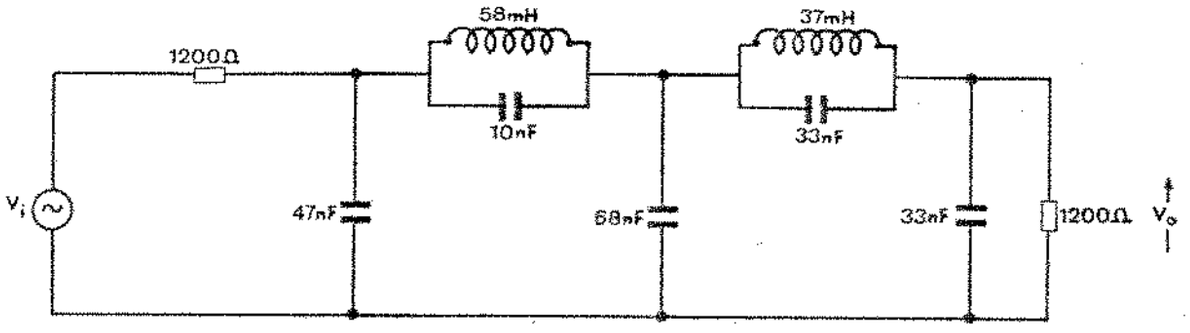


Figura III.13 - Filtro passa-baixas

Apesar das aproximações feitas com os valores dos capacitores, as características principais do filtro se mantêm muito próximas de seus valores teóricos. Sua resposta em frequência se encontra plotada na figura III.14 e os indutores utilizados devem apresentar um fator de qualidade Q > 130 para f = 1 KHz de modo a assegurar a ondulação prevista na banda passante.

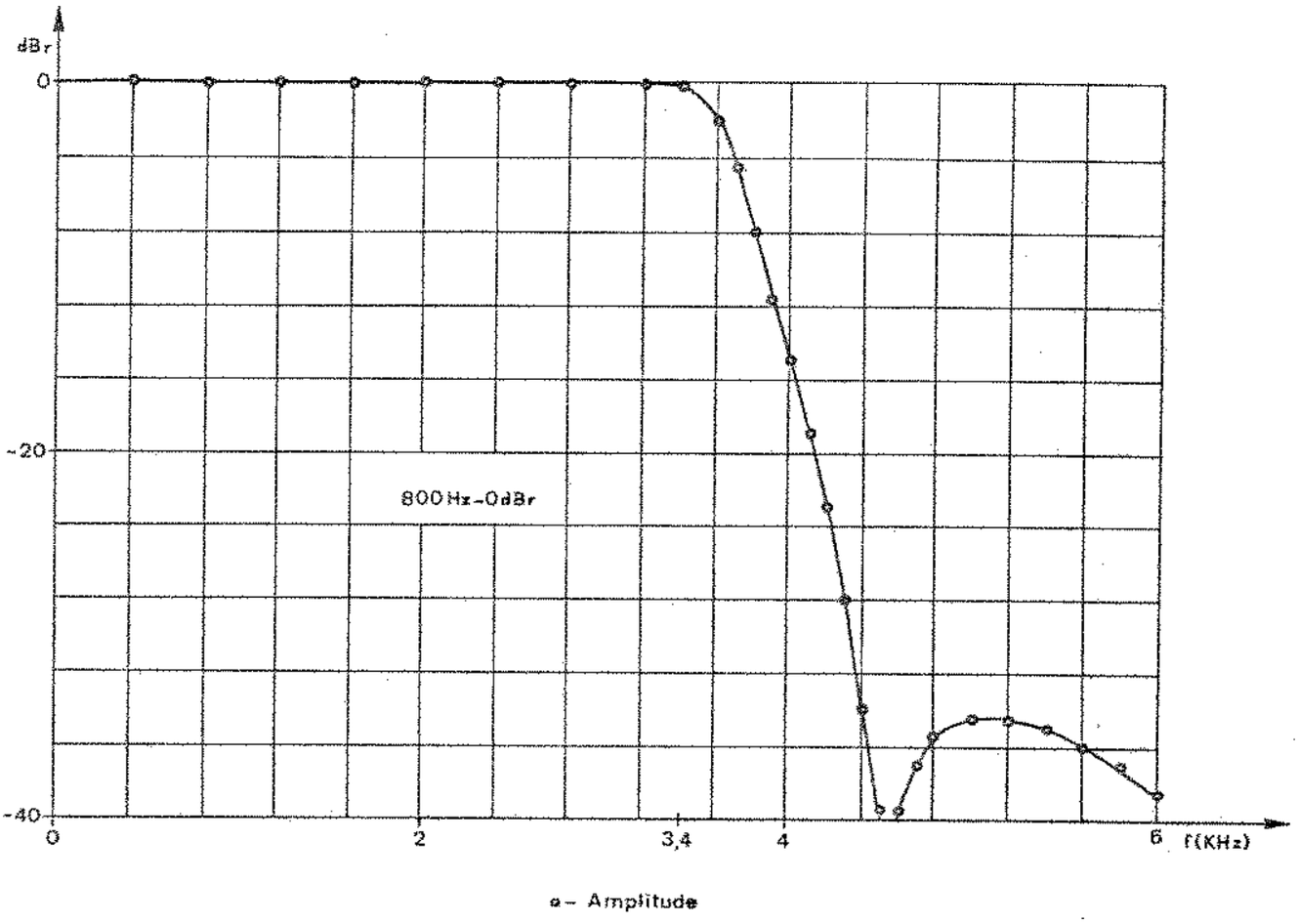


Figura III.14a - Resposta em amplitude do filtro passa-baixas

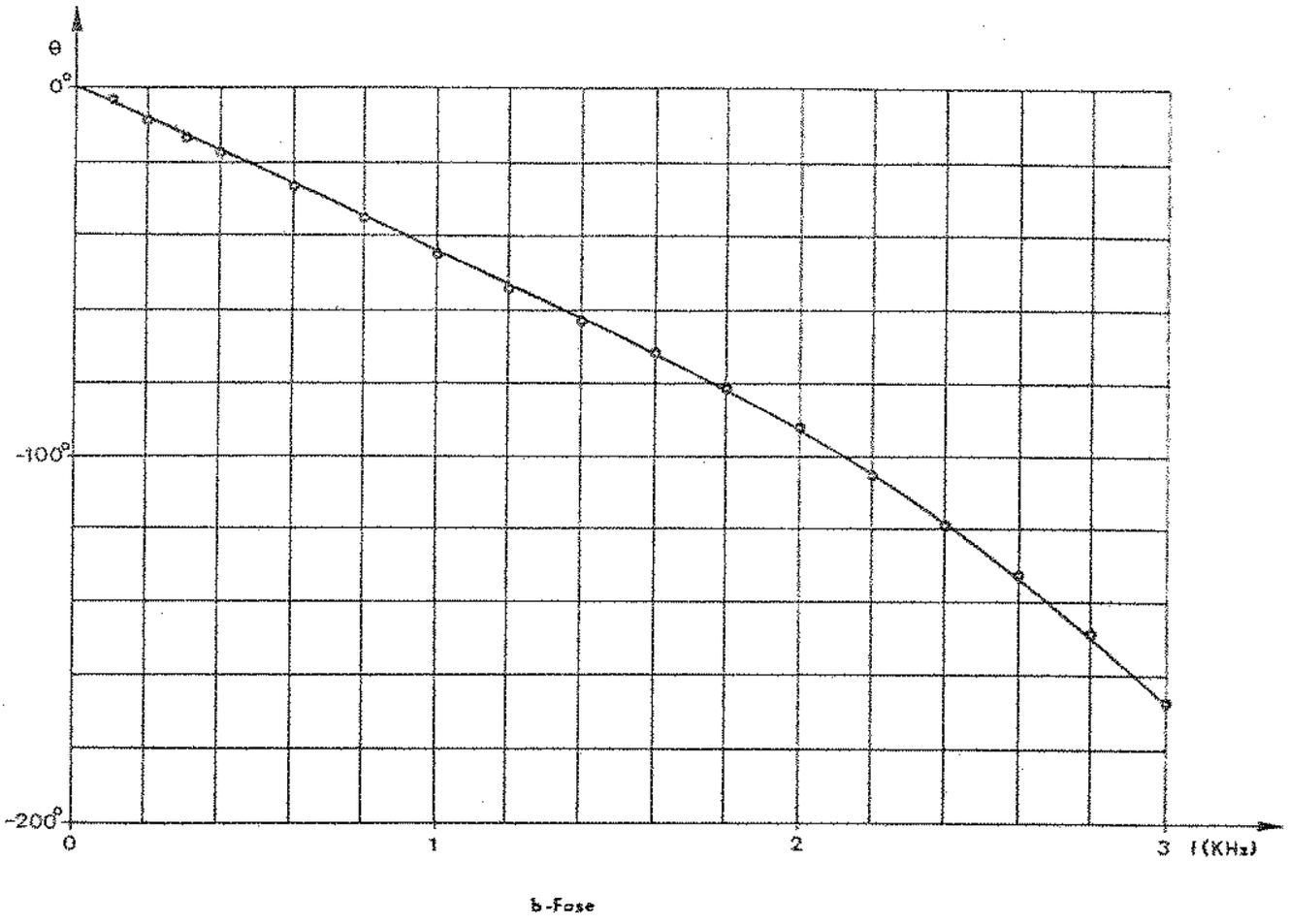


Figura III.14b - Resposta em fase do filtro passa-baixas

III.3-4 Amostragem do sinal

O sinal à saída do filtro passa-baixas é submetido a um estágio amplificador com ganho de tensão de -4,7. Esse estágio, além de adequar o sinal a um nível conveniente para amostragem (V_{pico} = 1,5 V), proporciona uma isolação ao filtro passa-baixas.

Como cada canal vai ser amostrado a 8 KHz e tem-se 32 canais (incluindo os de sincronismo e de sinalização), o tempo disponível para cada amostra é de 1 / (32 . 8 KHz) ≈ 3,9 μseg. Como há necessidade de um tempo de guarda entre as amostras de maneira a diminuir a interferência entre canais, estas ocuparão apenas a primeira metade deste intervalo de tempo (≈ 2 μseg).

Para se aproveitar ao máximo a característica de compressão do codificador nas baixas amplitudes, é importante que o sinal a ser amostrado tenha uma baixa tensão de "offset". Como um acoplamento capacitivo do sinal à chave analógica aumenta a duração dos transientes de chaveamento, optou-se por um acoplamento DC, sendo providenciado um ajuste de "offset" nos amplificadores operacionais que processam o sinal para a amostragem.

O esquema do circuito de amostragem encontra-se representado na figura III.15.

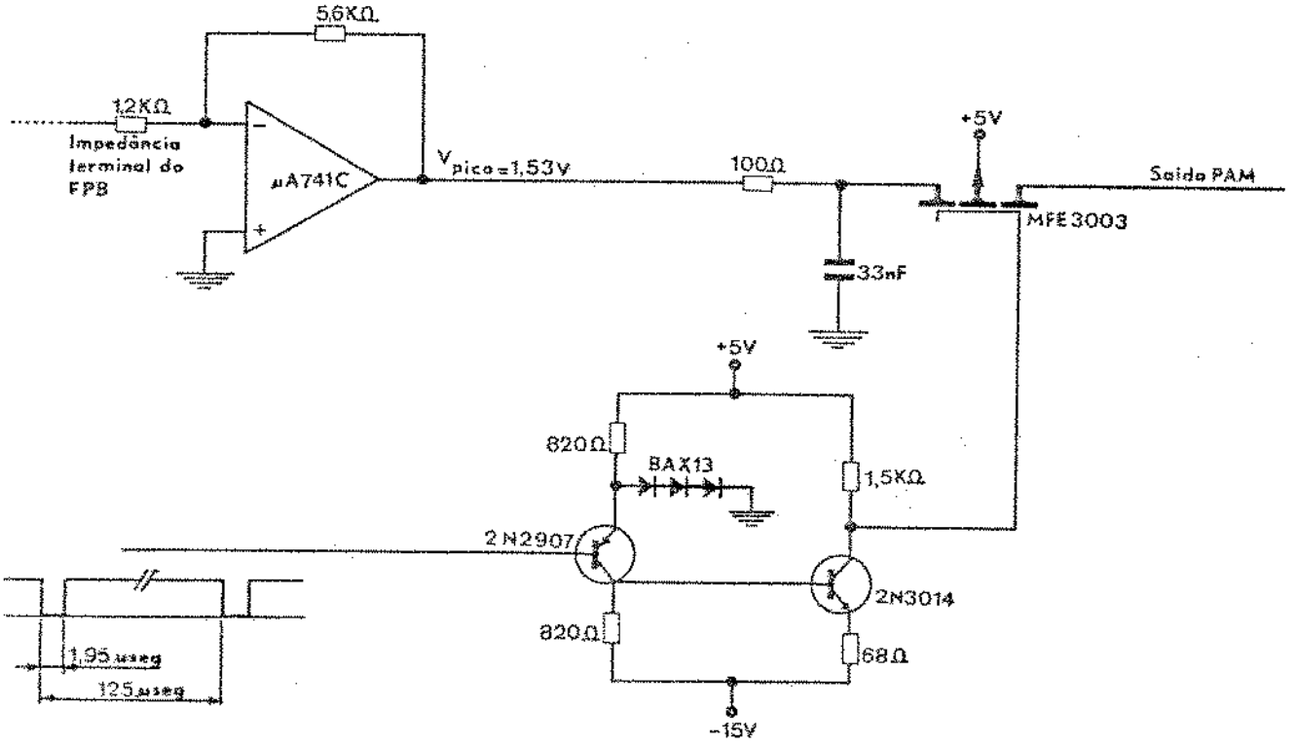


Figura III-15 - Circuito de amostragem

III.3-5 Circuito completo da unidade de canal/transmissão

O circuito completo da secção de transmissão da unidade de canal é apresentado na figura III.16 e tabela III.2, incluindo os ajustes de "offset" e o desacoplamento local das fontes de alimentação dos amplificadores operacionais (C_{10} a C_{15}).

UNIDADE DE CANAL / TRANSMISSÃO			
IC_1 a IC_3	μA741C	R_{13}	43KΩ ± 10%, 1/8W
Q_1	MFE 3003	R_{14}	1,5KΩ ± 10%, 1/8W
Q_2	2N2907	R_{15}, R_{16}	820Ω ± 10%, 1/8W
Q_3	2N3014	R_{17}	1,5KΩ ± 10%, 1/8W
D_1 a D_4	BA 145	R_{18}	68Ω ± 10%, 1/8W
D_5 a D_7	BAX13	P_1, P_2	10KΩ (potenciômetro linear)
R_1	620Ω ± 1%, 1/8W	C_1	220nF ± 1% (poliester metalizado)
R_2, R_3	47KΩ ± 1%, 1/8W	C_2, C_3	22nF ± 1% (polistirol)
R_4	27KΩ ± 1%, 1/8W	C_4	47nF ± 1% (polistirol)
R_5	2,7KΩ ± 1%, 1/8W	C_5	10nF ± 1% (polistirol)
R_6	4,7KΩ ± 1%, 1/8W	C_6	68nF ± 1% (polistirol)
R_7	9,1KΩ ± 1%, 1/8W	C_7, C_8	33nF ± 1% (polistirol)
R_8	13KΩ ± 1%, 1/8W	C_9	33nF ± 10% (policarb.ou poliester metalizado)
R_9, R_{10}	1,2KΩ ± 1%, 1/8W	C_{10} a C_{15}	100nF - 20% + 80% (cer.disco, 25V)
R_{11}	5,6KΩ ± 1%, 1/8W	L_1	58mH ± 1% (Q > 130 p/ f = 1 KHz)*
R_{12}	100Ω ± 5%, 1/8W	L_2	37mH ± 1% (Q > 130 p/ f = 1 KHz)**

TABELA III.2

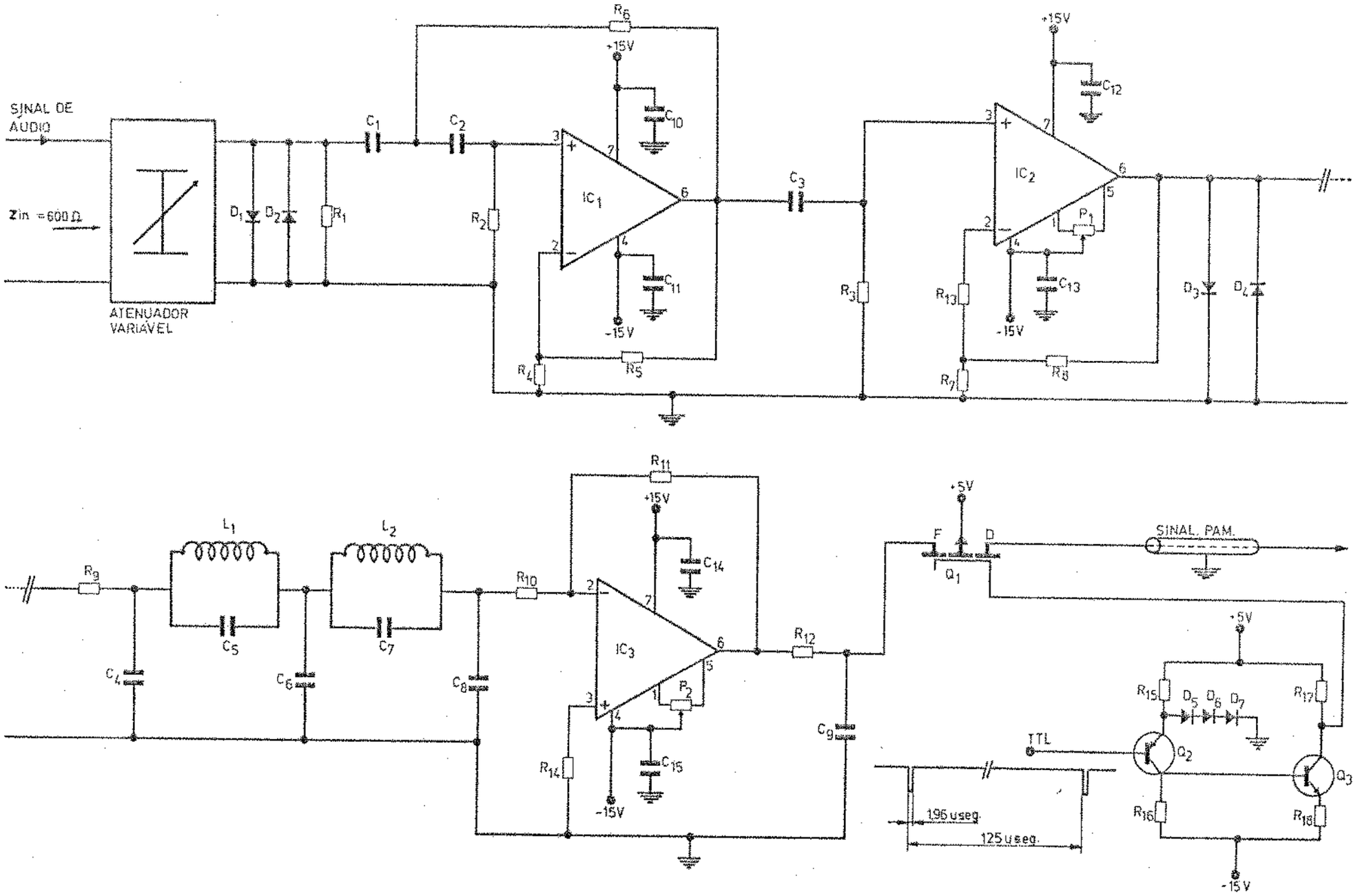


Figura III.16 - Unidade de Canal/Transmissão

*, ** na implementação do circuito foram utilizados pot cores ser air gap, 30 x 19 mm, SIFERRIT N22 (SIEMENS, B65701 - L0000 - R022),

$$A_L = \frac{L(mH)}{N^2} = 0{,}004 \begin{matrix} -20\% \\ +30\% \end{matrix}$$

fio 26 AWG, resultando em 1 KHz
Q ≈ 200 para L = 37 mH e
Q ≈ 220 para L = 58 mH

III.4 - Amplificador PAM e circuito amostrador-segurador

Os 30 canais de voz, após serem mostrados sequencialmente, são multiplexados ao se conectar as saídas das chaves de amostragem numa única impedância de carga R_c. O nível máximo das amostras é de 1,53 V e o nível máximo a ser processado pelo codificador é de 5,12 V, donde a necessidade de se amplificar as amostras de um fator 3,35 (figura III.17). Para tal função optou-se pelo amplificador operacional LM 218, que apresenta uma faixa de 15 MHz para pequenos sinais, um "slew-rate" de 50V/µseg e compensação interna em frequência.

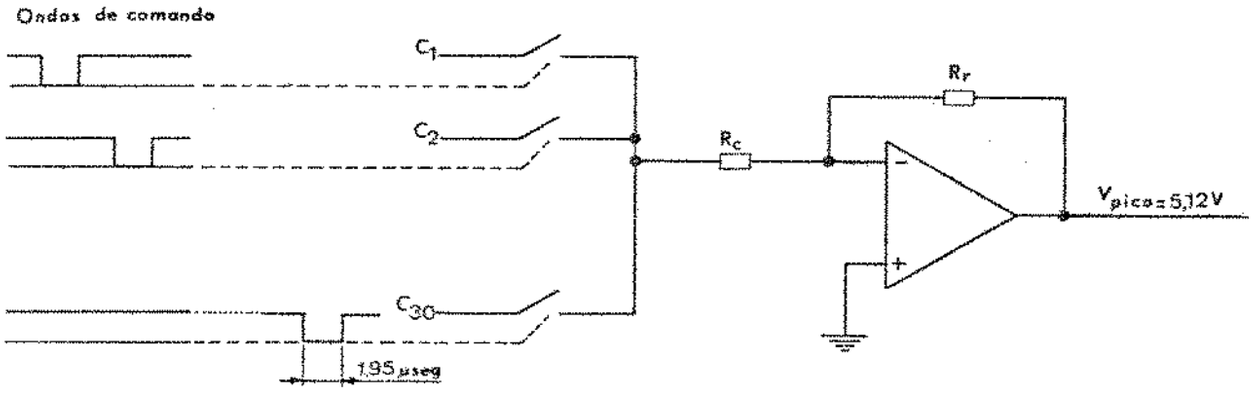


Figura III.17 - Diagrama da multiplexagem e amplificação das amostras PAM

As amostras PAM não podem ser processadas diretamente pelo codificador, pois o nível a ser codificado varia com o tempo. Para sinais de faixa 3,4 KHz, limitados em tensão a 5,12 V, e amostras de 2 μseg de duração, a variação nesse intervalo de tempo pode atingir até 220 mV, ao passo que o menor degrau de quantização do codificador é de 2,5 mV[7]. As amostras devem pois ser submetidas antes a um circuito amostrador-segurador. Nesse circuito, por meio de uma chave e um capacitor, consegue-se manter a amplitude central da amostra estabilizada durante 3 μseg, tempo durante o qual se processará a sua codificação (codificação sobre uma amostra instantânea).

O circuito amostrador-segurador é ilustrado esquematicamente na figura III.18. Durante 1 μseg a chave fica ligada, fazendo com que a tensão do capacitor transicione desde seu valor anterior até o valor central da nova amostra. Durante os restantes 3 μseg a chave fica desligada e o capacitor mantém sua carga armazenada.

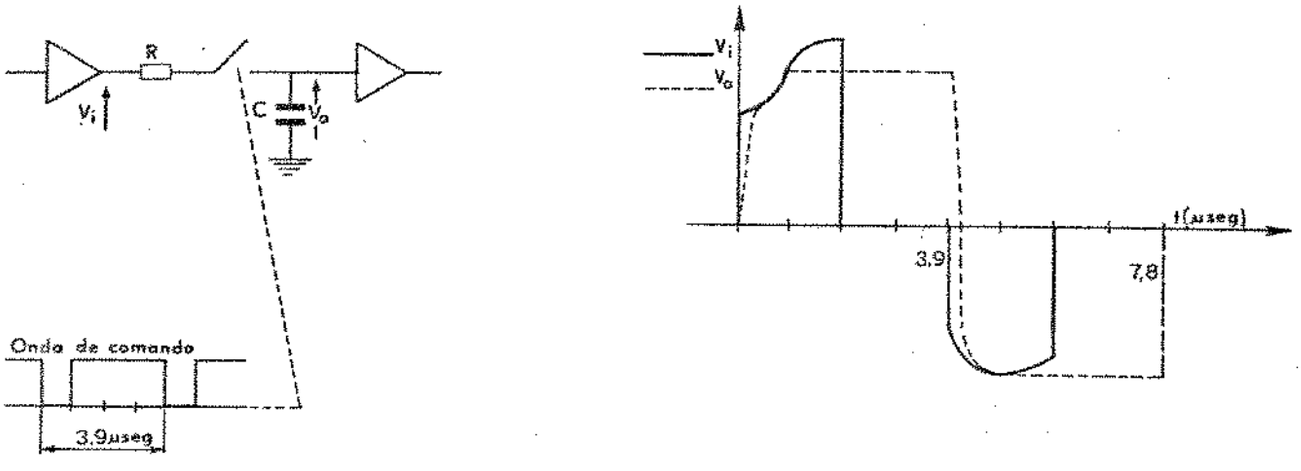


Figura III.18 - Diagrama do circuito amostrador-segurador

A constante de tempo (R + RON)C deve ser mantida menor ou igual a 200 nseg para que C tenha tempo de adquirir o valor da nova amostra com uma boa precisão (> 99%). O amplificador operacional LM 218 pode fornecer uma corrente máxima de 21 mA a 25°C. Essa corrente máxima ocorrerá quando o valor armazenado em C for de 5,12 V e o próximo pulso PAM tiver uma amplitude de -5,12 V, ou

vice-versa. Deve-se pois manter $I_{pico} = 10{,}24/(R + R_{ON}) < 21mA$, o que implica em $(R + R_{ON}) > 487\ \Omega$. Como a chave apresenta uma resistência nominal $R_{ON} \approx 110\ \Omega$, adotar-se-á $R = 470\ \Omega$ e $C = 150$ pF. Note-se aqui que a modulação da resistência da chave não apresenta problemas, pois apenas influi na constante de tempo de carga ou descarga do capacitor. Mesmo que essa resistência atinja 500 Ω, $(R + R_{ON})\ C < 200$ nseg.

Devido ao baixo valor da capacitância empregada para armazenar o valor da amostra, ela deve ser isolada através de um circuito seguidor com elevada impedância de entrada e baixa corrente de polarização. O seguidor adotado é o LM 310, que apresenta 20 MHz de faixa para pequenos sinais, "slew-rate" de 30 V/μseg, impedância de entrada mínima de $10^{10}\ \Omega$, corrente de polarização menor que 10 nA e compensação interna em frequência.

A variação da tensão do circuito amostrador-segurador durante o tempo de armazenagem é dada por

$$\Delta V = \Delta Q/C = i \cdot \Delta t/C < 10\ nA \cdot 2{,}93\ \mu seg / 150\ pF = 0{,}2\ mV,$$

que é bem menor que o menor degrau de quantização do codificador (2,5 mV). No cálculo acima considerou-se apenas a corrente de polarização do circuito seguidor (no máximo 10 nA), desprezando-se a corrente de fuga da chave e do capacitor (da ordem de pA) e a corrente através da impedância de entrada do seguidor (menor que 1 nA).

No circuito final foram introduzidas algumas alterações devido a dois problemas principais:

a) O transistório positivo no ato de desligar a chave ocasiona um acréscimo da carga armazenada em C. O consequente incremento da tensão é relativamente alto (da ordem de 200 mV) e depende ligeiramente da tensão armazenada (figura III.19).

b) A chave do circuito amostrador-segurador se abre no meio do pulso PAM. Entretanto, 0,98 μseg depois, quando ocor

re o retorno do mesmo pulso a zero, o acoplamento capacitivo através da chave chega a alterar a carga armazenada em C (Figura III.19):

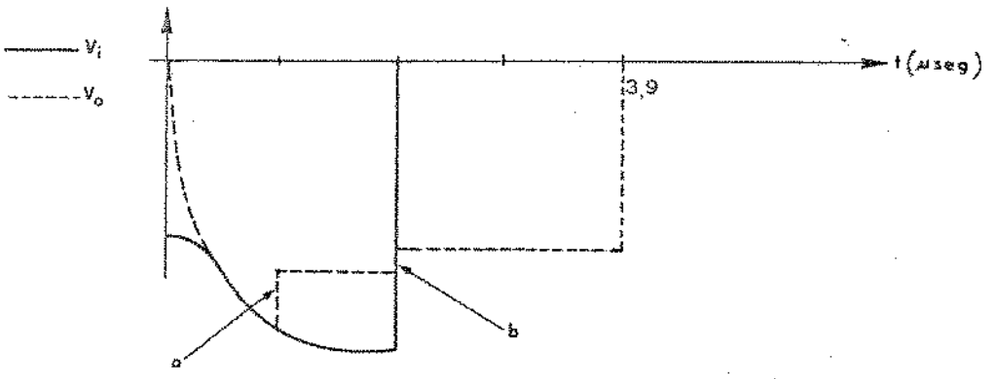


Figura III.19 - Problemas no circuito amostrador-segurador devidos a:

a) transitório de chaveamento

b) baixa isolação da chave para frequências altas

O primeiro problema foi solucionado através da geração simultânea de um transitório negativo, por meio de uma transição forçada na fonte do MOSFET. A compensação resultante mostrou-se eficaz para qualquer amplitude no intervalo de operação [-5,12 , + 5,12] V.

O segundo problema foi resolvido através de uma chave que aterra a entrada do amplificador PAM após a amostra ter sido armazenada no circuito amostrador-segurador. Essa chave apresenta a vantagem adicional de descarregar a capacitância parasita dos cabos coaxiais que fazem a conecção das chaves de canal com R_C, diminuindo assim a interferência entre as amostras.

A figura III.20 apresenta um diagrama esquemático com ambas alterações.

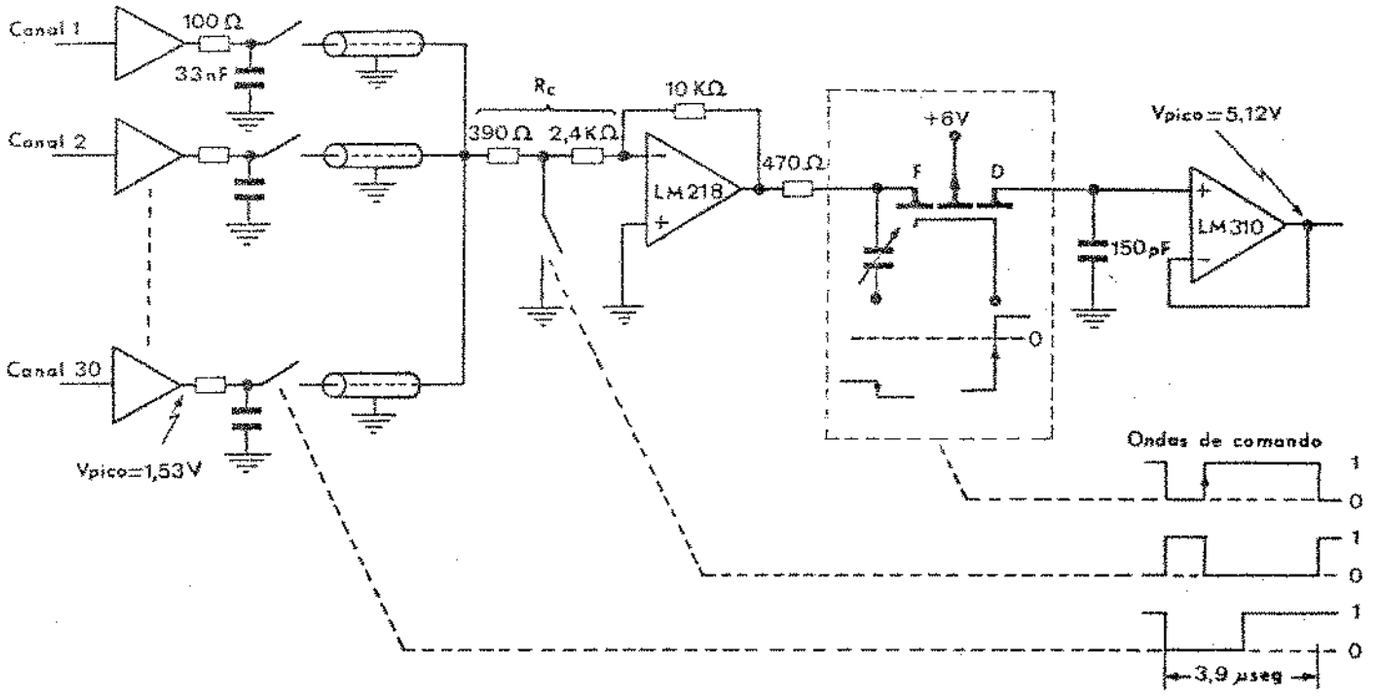


Figura III.20 - Diagrama esquemático do amplificador PAM e circuito amostrador-segurador

A distorção de segunda harmônica ocasionada pela chave de canal na geração do sinal PAM pode ser calculada a partir da equação II.1. Para $V_i = A \cos \omega t$, essa distorção é dada por

$$20 \log \frac{\frac{A}{2} \cdot \frac{\partial R_{FD}}{\partial V_{PF}} \Big|_{V_i = 0}}{R_i + R_{ON} + R_c} \quad dB \qquad (III.7)$$

Para uma senóide de 0dBm0, substituindo-se na equação acima os valores $A = 1{,}1V$, $\left.\frac{\partial R_{FD}}{\partial V_{PF}}\right|_{V_i = 0} < 10\ \Omega/V$, $R_{ON} = 110\Omega$, $R_i = 100\Omega$ e $R_c = 2790\Omega$, resulta uma distorção inferior a -54 dBm0.

Na figura III.21 e tabela III.3 é apresentado o esquema completo dos circuitos, com os ajustes de "offset" e desacoplamentos locais das tensões de alimentação dos amplificadores operacionais.

AMPLIFICADOR PAM E CIRCUITO AMOSTRADOR-SEGURADOR			
IC_1	LM 218 *	R_9	200KΩ ± 10%, 1/8W
IC_2	LM 310 **	R_{10}	2,7KΩ ± 10%, 1/8W
Q_1, Q_2	MFE 3003	R_{11}	5,1KΩ ± 10%, 1/8W
Q_3 a Q_5	2N2907	R_{12} a R_{15}	820Ω ± 10%, 1/8W
Q_6, Q_7	2N3014	R_{16}, R_{17}	1,5KΩ ± 10%, 1/4W
D_1 a D_9	BAX13	R_{18}, R_{19}	68Ω ± 10%, 1/8W
R_1	390Ω ± 1%, 1/8W	P_1	200KΩ (potenciômetro linear)
R_2	2,4KΩ ± 1%, 1/8W	P_2	1KΩ (potenciômetro linear)
R_3	10KΩ ± 1%, 1/8W	C_1	150pF ± 5% (mica-prateada)
R_4	470Ω ± 5%, 1/8W	C_2	5,6pF ± 10% (cerâmica-disco ou "plate" NPO)
R_5	100Ω ± 5%, 1/8W	C_3	100nF ± 10% (policarbonato ou poliester-metalizado)
R_6	820Ω ± 5%, 1/8W	C_4	5/25pF (capacitor variável)
R_7	620Ω ± 5%, 1/8W	C_5 a C_8	100nF - 20% + 80% (cerâmica - disco, 25V)
R_8	2,2KΩ ± 10%, 1/8W		

*, ** devem ser usados com dissipador

TABELA III.3

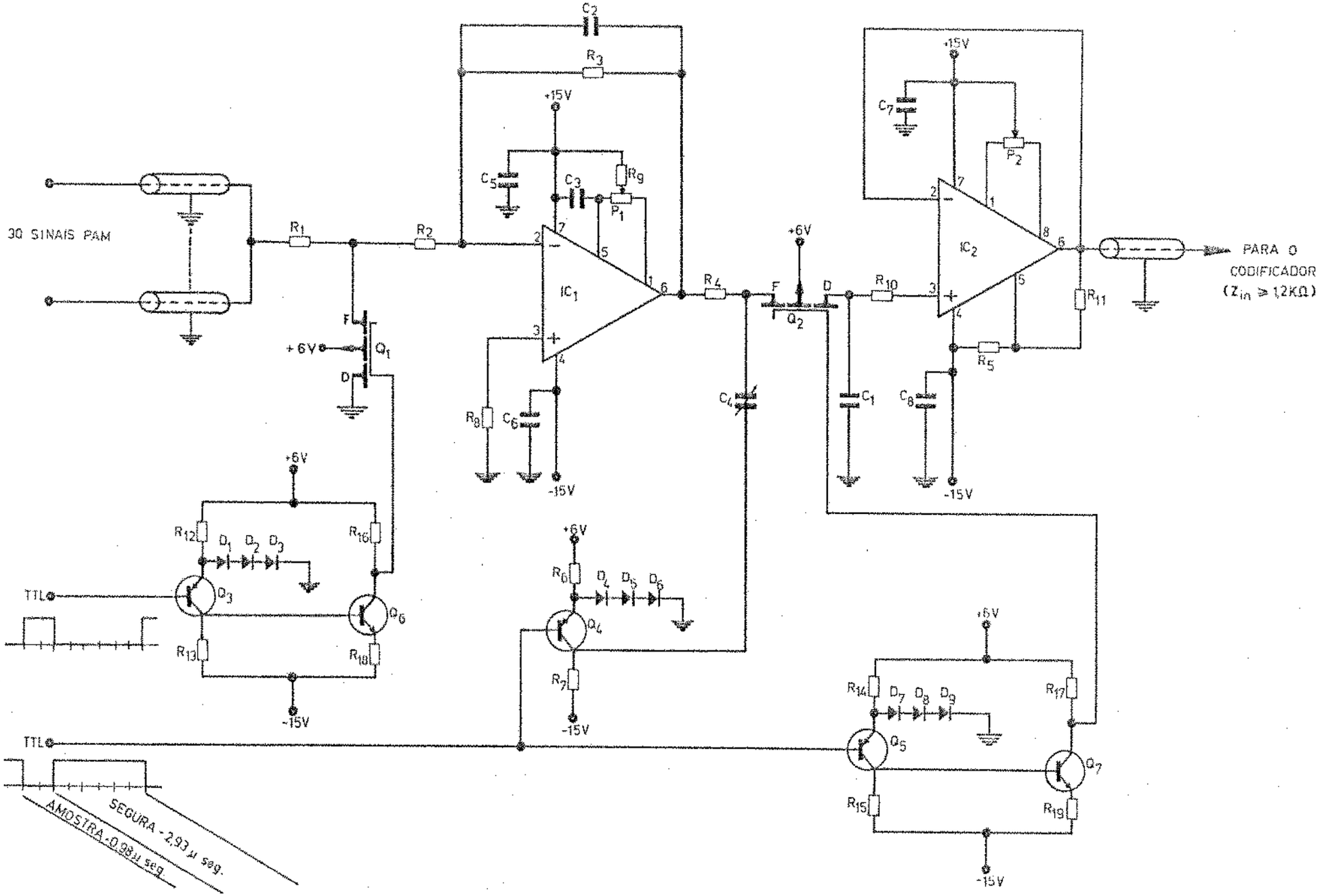


Figura III.21 - Amplificador PAM e circuito amostrador-segurador

III.5 - Unidade de canal/recepção

Nessa unidade é feita a demultiplexagem do sinal PAM correspondente, amostrando-se sincronamente a saída do decodificador a 8 KHz. Esse sinal PAM é em seguida submetido a um filtro passa-baixas para a recuperação do sinal de áudio. É providenciada também uma amplificação de níveis e uma proteção no estágio de saída contra transitórios da central telefônica.

O diagrama esquemático da unidade é apresentado na figura III.22 , e a descrição dos circuitos é feita a seguir:

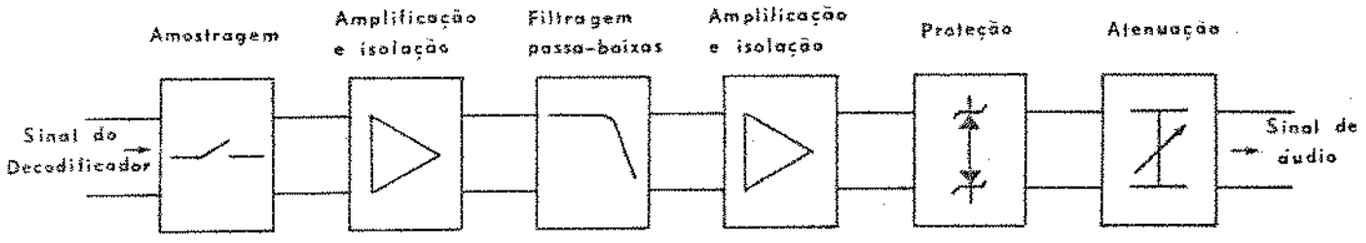


Figura III.22 - Processamento do sinal na unidade de canal/recepção

III.5-1 Amostragem na recepção

A amostragem instantânea de um sinal $x(t) \leftrightarrow X(\omega)$ a uma frequência $\omega_o = 2\pi/T$ e com forma de pulso $h(t) \leftrightarrow H(\omega)$ resulta um sinal PAM com espectro de frequência dado por

$$Y(\omega) = H(\omega) \cdot \left[\frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} X(\omega - m\omega_o) \right] \qquad \text{(III.8)}$$

Para amostras retangulares de largura δ, tem-se

$$y(\omega) = \frac{\delta}{T} \; \frac{\text{sen } \frac{\omega \delta}{2}}{\frac{\omega \delta}{2}} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} X (\omega - m\omega_o) \right] \qquad \text{(III.9)}$$

A equação acima pode ser aplicada para representar o sinal PAM recuperado à saída do decodificador, a menos do ruído de quantização. Substituindo os valores de δ = 2μseg e T = 125μseg, resulta uma atenuação da banda base $X(\omega)$ de um fator T/δ = 64. Esse fator de atenuação poderia cair a 1 se as amostras fossem alargadas para δ =125μseg através de uma simples armazenagem num capacitor, mas um pulso com tal largura ocasionaria uma variação na faixa [0, 3400] Hz de cerca de 2,8 dB. Uma solução intermediária pode ser obtida modelando-se a forma dos pulsos PAM através de um circuito RC (figura III.23).

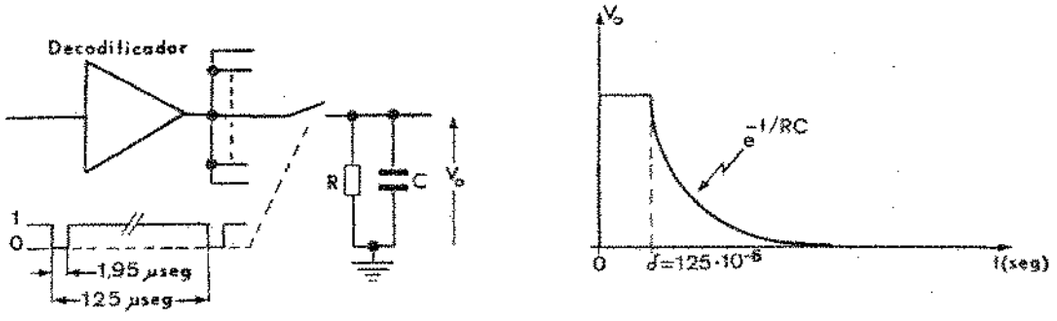


Figura III.23 - Modelamento dos pulsos PAM na recepção

O espectro do novo pulso resultante é dado por:

$$|H(\omega)| = \sqrt{\left[\frac{\delta \text{ sen } \frac{\omega\delta}{2}}{\frac{\omega\delta}{2}} + \frac{a \cos \frac{\omega\delta}{2} - \omega \text{ sen } \frac{\omega\delta}{2}}{a^2 + \omega^2} \right]^2 + \left[\frac{\omega \cos \frac{\omega\delta}{2} + a \text{ sen } \frac{\omega\delta}{2}}{a^2 + \omega^2} \right]^2} \qquad \text{(III.10)}$$

onde δ é o tempo durante o qual a chave fica ligada e a = 1/RC.

Adotar-se-á a = 123,5 . 10^3/seg (R = 30KΩ e C = 270pF), quando a ondulação na faixa [0 , 3400] Hz introduzida pelo modelamento do pulso é da ordem de 0,15 dB e a atenuação da banda base X(ω) cai para (δ + 1/a) T = 12,4.

O esquema da amostragem é ilustrado na figura III.24. São empregadas duas chaves em série para uma maior isolação nas altas frequências, sendo que as capacitâncias C_1 e C_2 também contribuem para isto.

Para pulsos de 4 μseg de largura e 3,5V de pico (simulando a saída do decodificador), a isolação obtida é maior que 75 dB, o que permite satisfazer a recomendação g-1 apresentada em I.4.

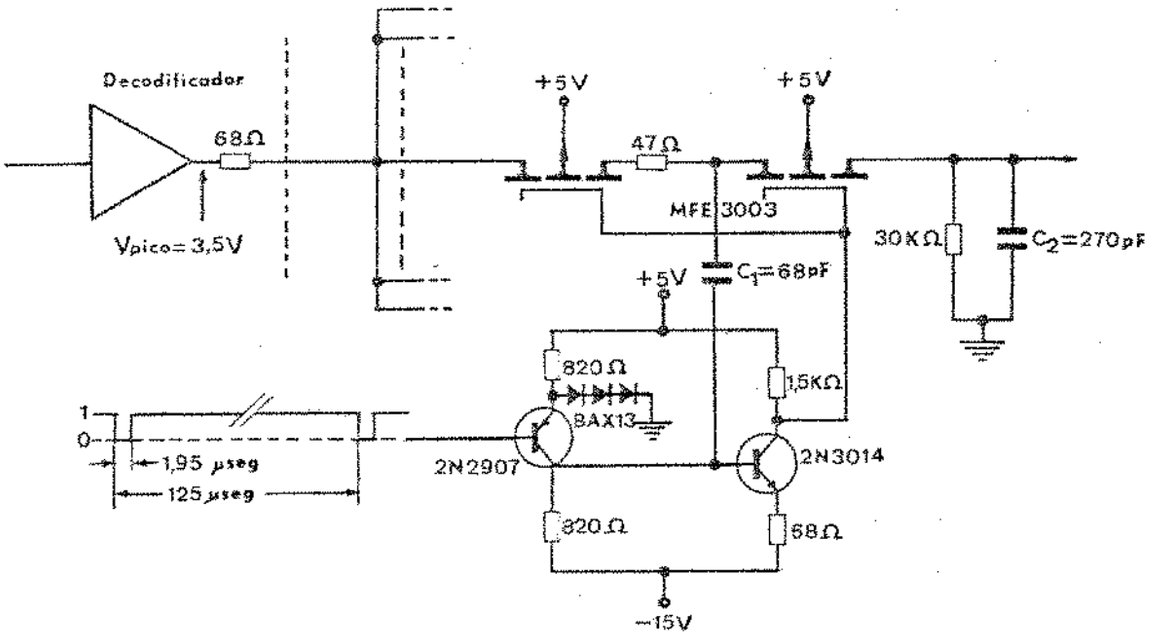


Figura III.24 - Amostragem na recepção

Apesar do nível relativamente alto que está sendo amostrado (3,5V de pico), a distorção de 2a. harmônica introduzida pela modulação da resistência das chaves é mantida por volta de -62 dBmO (eq. III.4) devido à alta impedância de carga DC (30KΩ).

O capacitor C_1 é empregado num arranjo semelhante ao utilizado no circuito amostrador-segurador, para diminuir o "offset" em C_2 devido a transitórios de chaveamento.

III.5-2 Recuperação do sinal de áudio e estágio de saída

Inicialmente é providenciada a isolação entre o filtro passa baixas e os circuitos de amostragem através de um amplificador operacional na configuração não inversora, e com um ganho de tensão igual a 2. O dispositivo utilizado é o LM 318, com um "slew rate" de 50V/ /µseg e uma faixa de 15 MHz para pequenos sinais.

O sinal PAM é em seguida filtrado para a separação do sinal de áudio, sendo empregado um filtro passa-baixas idêntico ao utilizado na transmissão. Como a banda base se encontra presente no sinal - PAM atenuada de um fator 12,4, o sinal de áudio recuperado à saída do filtro apresenta um valor de pico de 7V/12,4 ≈ 282 mV.

O amplificador de saída também serve de isolação ao filtro e apresenta um ganho de tensão de 24,5, tendo em vista a interface com a central. Nele é providenciado um ajuste fino de ganho de cerca de ± 1 dB para compensar problemas de tolerâncias dos componentes e sua saída é protegida contra transitórios através de um par de diodos Zener.

O esquema doscircuitos acima é apresentado na figura III.25.

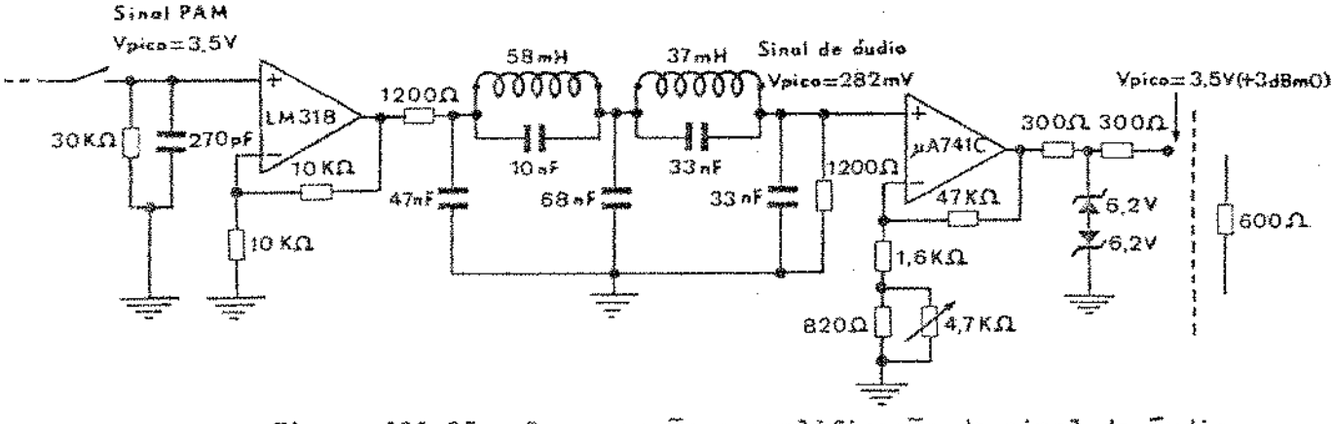


Figura III.25 - Recuperação e amplificação do sinal de áudio

III.5-3 Circuito completo da unidade de canal/recepção

O esquema completo da unidade de canal/recepção e a relação de componentes são apresentados na figura III.26 e tabela III.4, respectivamente.

UNIDADE DE CANAL/RECEPÇÃO			
IC_1	LM 318	R_{13}	47Ω ± 10%, 1/8W
IC_2	µA741C	R_{14}, R_{15}	820Ω ± 10%, 1/8W
Q_1, Q_2	MFE 3003	R_{16}	1,5KΩ ± 10%, 1/8W
Q_3	2N2907	R_{17}	68Ω ± 10%, 1/8W
Q_4	2N3014	P_1	4,7KΩ (potenciômetro linear)
D_1 a D_3	BAX 13	C_1	47nF ± 1% (polistirol)
D_4, D_5	Zener de 6,2V ±10% 400 mW	C_2	10nF ± 1% (polistirol)
R_1, R_2	10KΩ ± 1%, 1/8W	C_3	68nF ± 1% (polistirol)
R_3, R_4	1,2KΩ ± 1%, 1/8W	C_4, C_5	33nF ± 1% (polistirol)
R_5	47KΩ ± 1%, 1/8W	C_6	68pF ± 5% (cerâmica-disco ou "plate" NPO)
R_6, R_7	300Ω ± 1%, 1/4W	C_7	270pF ± 5% (mica prateada)
R_8	30KΩ ± 5%, 1/8W	C_8	22pF ± 5% (cerâmica-disco ou "plate" NPO)
R_9	1,6KΩ ± 5%, 1/8W	C_9	10pF ± 10% (cerâmica-disco ou "plate" NPO)
R_{10}	820Ω ± 5%, 1/8W	C_{10} a C_{13}	100nF -20% +80% (cerâmica-disco, 25V)
R_{11}	24KΩ ± 10%, 1/8W	L_1	58mH ± 1% (Q > 130 p/ f=1KHz)*
R_{12}	1,2KΩ ± 10%, 1/8W	L_2	37mH ± 1% (Q > 130 p/ f=1KHz)**

*, ** na implementação do circuito foram utilizados: pot cores sem air gap, 30 x 19mm, SIFERRIT N22 (SIEMENS, B 65701 - L0000 - R022),

$$A_L = \frac{L(mH)}{N^2} = 0{,}004\ -20\%\ +30\%,$$ fio AWG, resultando em 1 KHz

Q ≈ 200 p/ L = 37mH e

Q ≈ 280 p/ L = 58mH

TABELA III.4

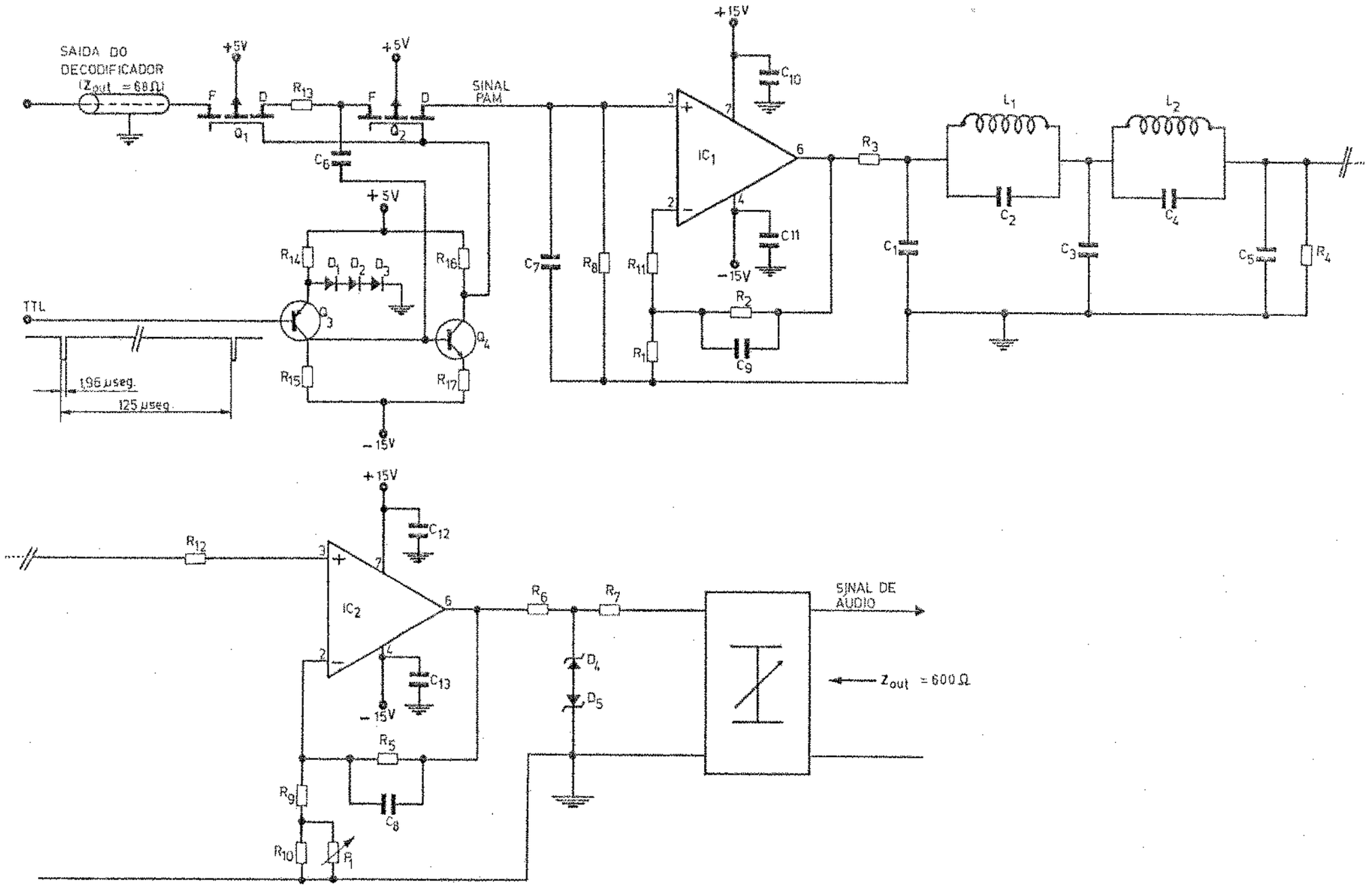


Figura III.26 - Unidade de Canal / Recepção

III.6 - Lay-out das unidades de canal

São implementadas duas unidades de canal completas numa placa de fibra de vidro de dupla face de 18 x 24 cm.

Nas figuras III.27-a e III.27-b são apresentadas as faces A e B do circuito impresso respectivamente. Na face A, onde ficam dispostos os componentes, é feita a fiação das fontes de alimentação; na face B é feita a fiação de terra e a interconecção entre os componentes.

É feito um desacoplamento de fontes à entrada do circuito - impresso em alguns pontos estratégicos através de:

C_{20}	a C_{22}	220μF x 25V	capacitor eletrolítico
C_{23}	a C_{25}	0,1μF -20% +80%	cerâmica-disco, 25V
C_{26}	a C_{34}	4,7μF x 25V	capacitor eletrolítico

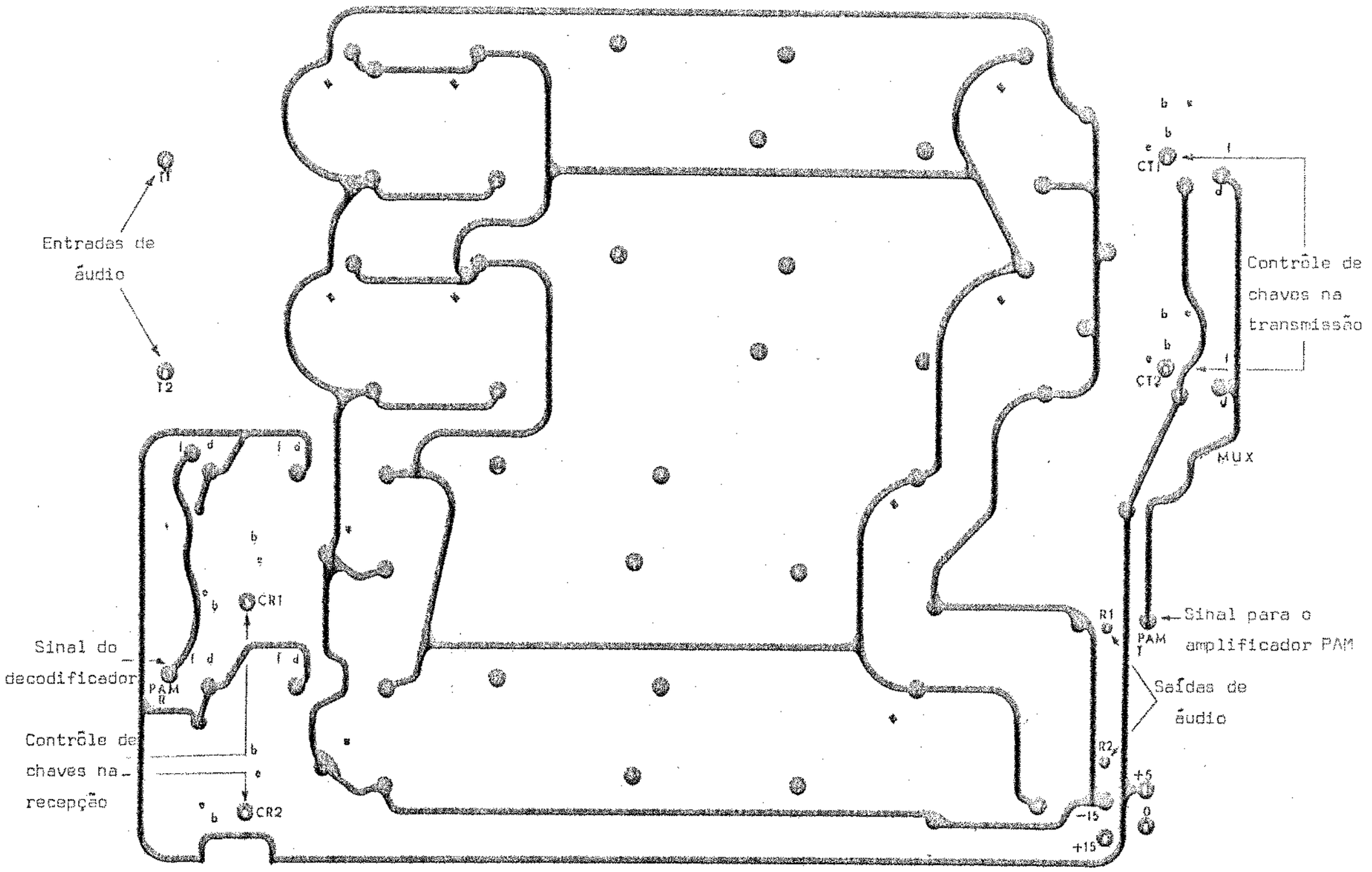


Figura III.27-a - Face A do circuito impresso (lado dos componentes)

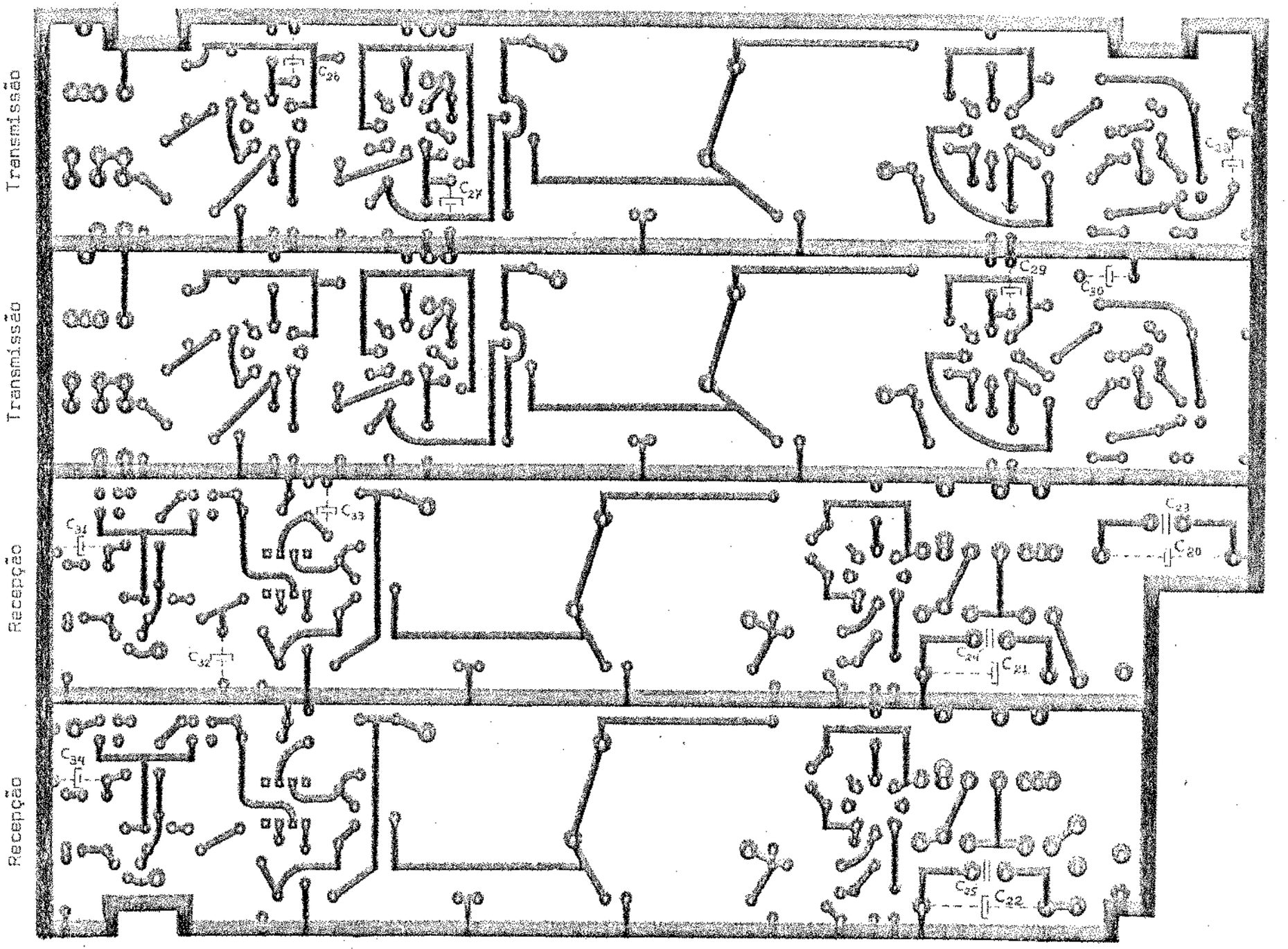


Figura III.27-b - Face B do circuito impresso, vista do lado A

CAPÍTULO IV

RESULTADOS E CONCLUSÕES

IV.1 - Montagem para realização dos testes

Os testes para medir o desempenho do multiplex são efetuados com apenas uma unidade de canal e sem a intervenção do codificador e decodificador, sendo o sinal à saída do circuito amostrador-segurador enviado diretamente à secção de recepção da unidade de canal (figura IV.1). Como nestes testes não vai aparecer o efeito da quantização das amostras, os níveis de distorção devem estar abaixo dos limites especificados pela CCITT, ficando assim assegurada uma margem para as distorções a serem introduzidas pelo codificador e decodificador.

O resistor de realimentação do amplificador PAM é alterado - para que o nível de pico à saída do circuito amostrador-segurador seja de 3,5V , podendo assim simular a saída do decodificador

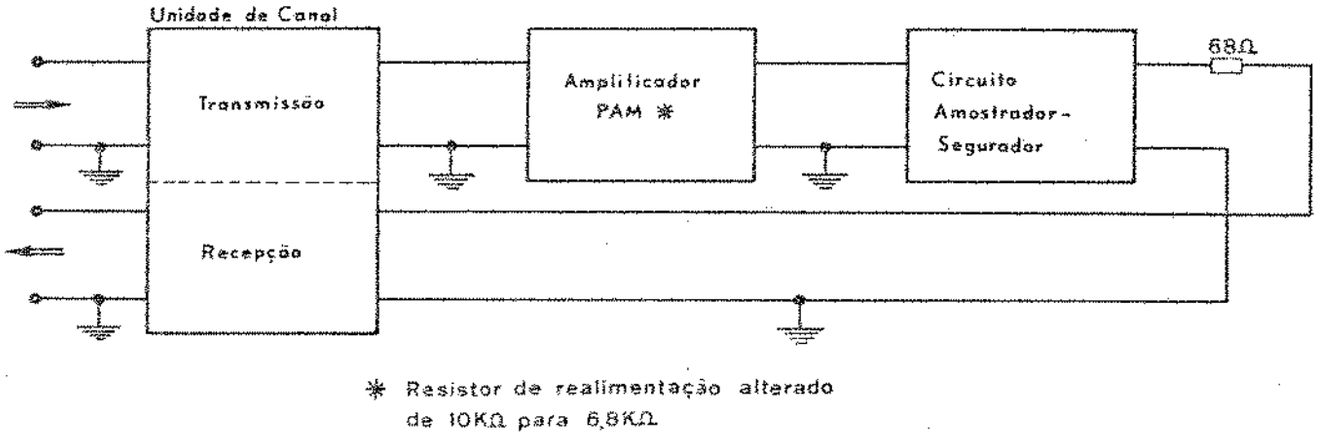


Figura IV.1 - Montagem para realização dos testes

IV.2 - Resultados

a) Ondulação da resposta em frequência
Essa ondulação é função dos filtros do multiplex e do modelamento dos pulsos PAM na recepção e se encontra ilustrada na figura IV.2

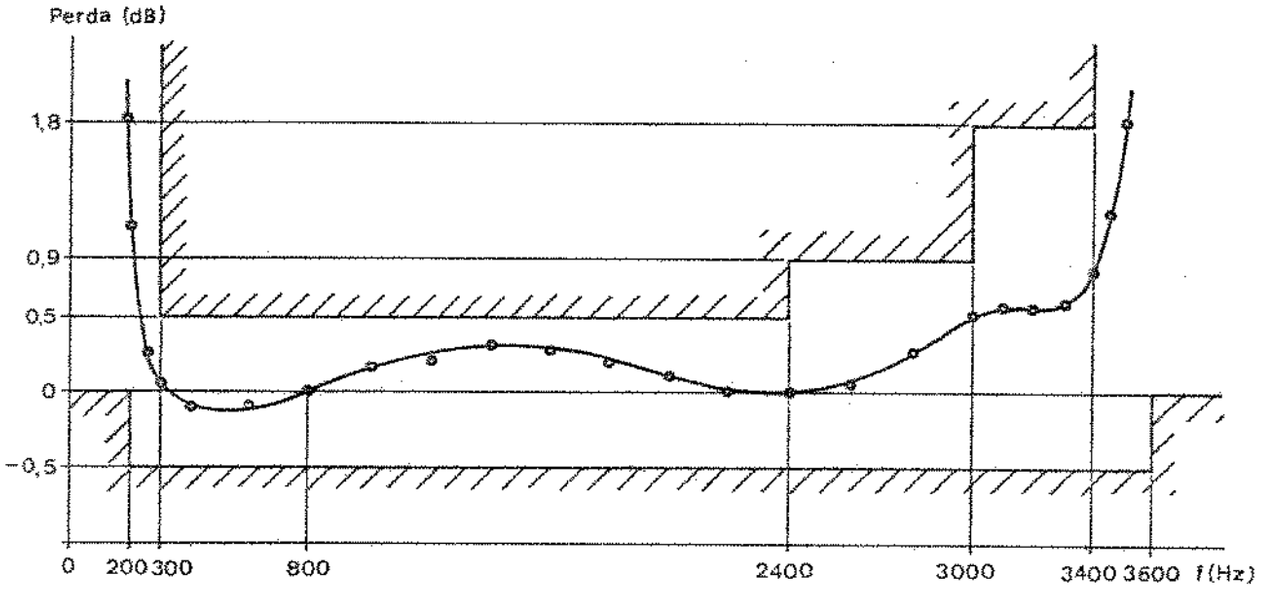


Figura IV.2 - Ondulação da resposta em frequência

b) Variação com frequência do atraso de grupo

O atraso de grupo é calculado a partir da resposta em fase do sistema (figura IV.3) e se encontra ilustrado na figura IV.4

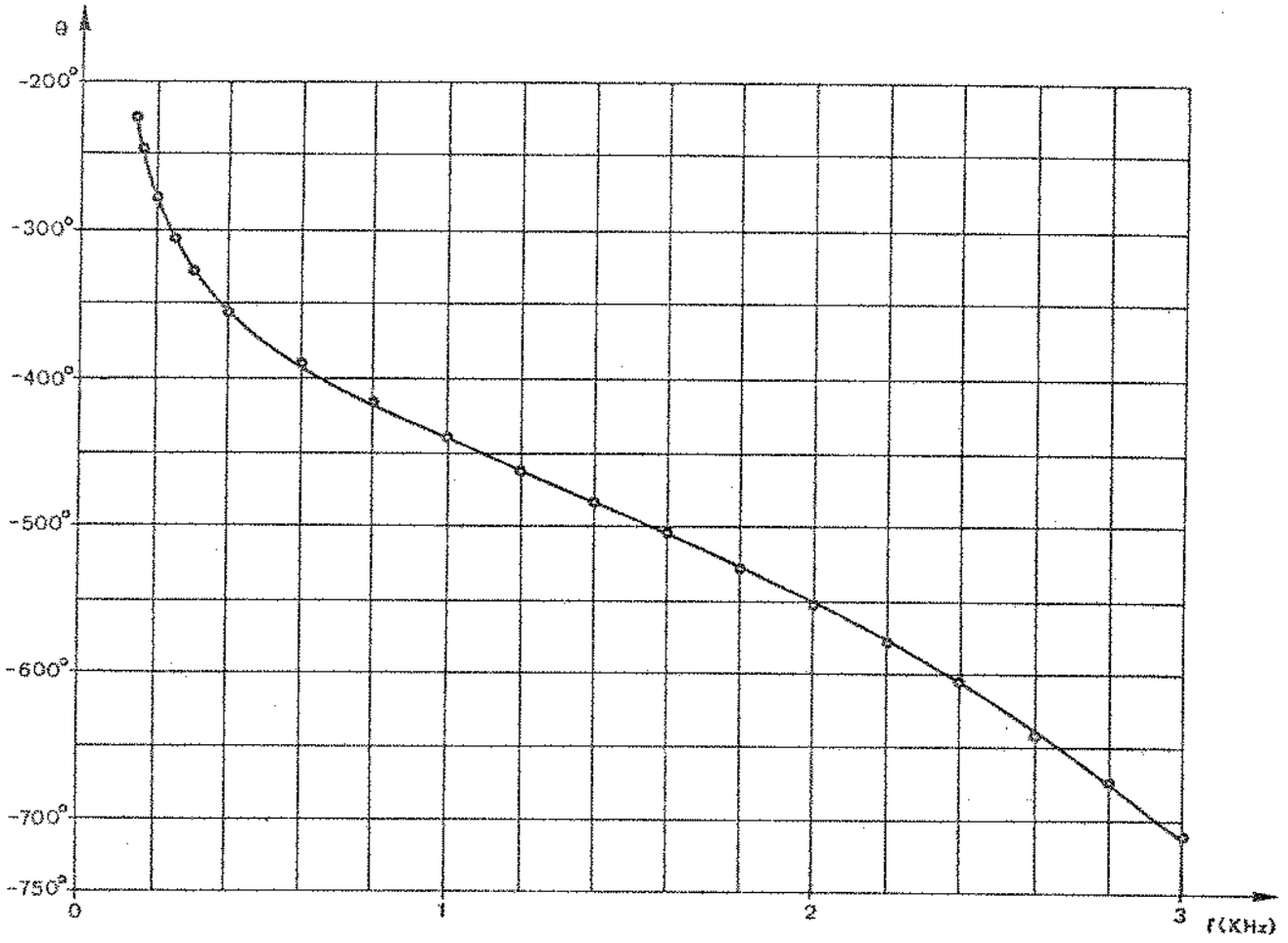


Figura IV.3 - Resposta em fase do sistema

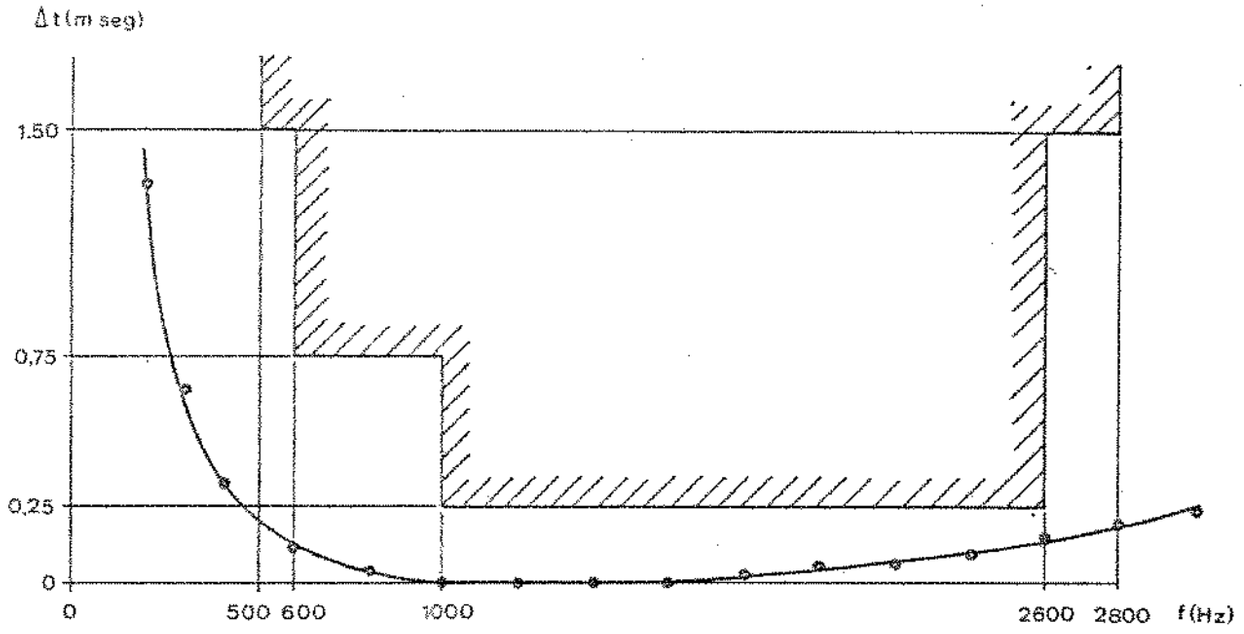


Figura IV.4 - Variação com frequência do retardo de grupo

c) Ruído de canal ocioso

Para o canal sem sinal, tem-se à sua saída a frequência de amostragem (8 KHz) e seus múltiplos a um nível inferior a -80 dBm0.

d) Atenuação das frequências-imagem

Para qualquer sinal senoidal no intervalo [300, 3400] Hz ou [4,6 , 72] KHz e a um nível de 0 dBm0, as frequências imagem produzidas estão abaixo de -34 dBm0

e) Intermodulação

e-1)- Ao aplicar-se simultaneamente duas senóides de mesmo nível no intervalo [-4, -21] dBm0, com frequências f_1 e f_2 não relacionadas harmonicamente e pertencentes ao intervalo [300, 3400] Hz, os produtos de intermodulação do tipo $(2f_1 - f_2)$ estão atenuados de no mínimo 53 dB em relação ao nível de saída de um dos sinais senoidais.

A especificação da intermodulação do tipo $2f_1 - f_2$ deve-se principalmente às frequências padronizadas para sinalização MFC, muitas das quais estão inter relacionadas através de $2f_1 - f_2$. Os testes foram feitos agrupando-se as frequências de sinalização para frente (1380 Hz, 1500 Hz, 1620 Hz, 1740 Hz , 1860 Hz, 1980 Hz) e as frequências de sinalização para trás (540 Hz, 660 Hz, 780 Hz, 900 Hz, 1020 Hz, 1140 Hz)[8] duas a duas.

Verificou-se que o nível de intermodulação é crescente com sua frequência e é devido sobretudo aos núcleos utilizados nos indutores dos filtros.

e-2)- Aplicando-se um sinal de 60 Hz a um nível de - 23 dBm0, e um sinal na faixa [300, 3400] Hz a um nível -9 dBm0, os produtos de intermodulação produzidos estão abaixo de -80 dBm0.

A CCITT recomenda um valor máximo de -49 dBm0 para a intermodulação acima, o que pode ser satisfeito mesmo sem o filtro passa-altas (25 dB de atenuação em 60 Hz).

f) Geração de harmônicas e sub-harmônicas na faixa de áudio
Para um sinal senoidal de 0 dBm0 na faixa[700, 1100]Hz , tem-se à saída do canal segunda-harmônicas abaixo de -56 dBm0 e terceira-harmônicas abaixo de -60dBm0.

A geração de segunda-harmônicas é devida principalmente à modulação da resistência das chaves analógicas utilizadas.

g) Isolação entre canais
Embora não tenham sido efetuados testes nesse sentido , espera-se que sejam atendidas às recomendações da CCITT, uma vez que:

- na transmissão as chaves asseguram uma isolação maior que 70 dB para os sinais de áudio que estão sendo amostrados e além disso providencia-se que não haja interferência entre as amostras através de um tempo de guarda durante o qual a entrada do amplificador PAM é aterrada.

- na recepção as chaves asseguram uma isolação maior que 75 dB para os pulsos PAM.

IV.3 - Conclusões

Comparando os valores de distorção apresentados pelo multiplex (intermodulação e geração de harmônicas) com as recomendações correspondentes da CCITT para o sistema MCP completo, tem-se uma margem superior a 16 dB que ficará disponível para as não linearidades introduzidas pelo codificador/decodificador do sistema.

As demais recomendações da CCITT apresentadas em I-4 são funções quase que exclusivamente do multiplex e são satisfeitas com razoável margem de segurança.

REFERÊNCIAS

1 - Violaro, Fábio e Mariano S. Silva - Multiplexagem e Demultiplexagem de Sinais num Sistema MCP de 30 Canais; Estudos para a Implementação dos Circuitos Departamento de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia de Campinas - Relatório Interno RI 02, Junho de 1974.

2 - Carr, William N., e Jack P. Mize - MOS-LSI Design and Application - Texas Instruments Electronics Series - McGraw Hill, 1972 - págs. 21 a 24.

3 - Hamsher, Donald H. - Communication System Engineering Handbook, McGraw Hill, 1967 - capítulo 6, pág. 13.

4 - Scarabucci, Rege Romeu - Ruído de Quantização em Sistemas de Modulação por Codificação de Pulsos - Departamento de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia de Campinas, Publicação FEC RT 02, Abril de 1974.

5 - Huelsman, Lawrence P. - Active Filters: Lumped, Distributed, Integrated, Digital and Parametric - McGraw Hill, 1970 - págs 5 a 13.

6 - Zverev, Anatol I. - Handbook of Filter Synthesis - John Wiley & Sons, 1967 - págs 107 a 136 e pág. 120.

7 - Yano, Yuzo e R. R. Scarabucci - Codificador Não-Linear Sequencial para Sistema Multiplex MCP de 30 Canais Telefônicos - Departamento de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia de Campinas - Publicação FEC RT 13, Dezembro de 1974.

8 - TELEBRÁS - Norma Geral para a Sinalização Telefônica P-NRM-004/74 - pág. 18.