

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

PROJETO DE UM CODEC NÃO LINEAR PARA SISTEMA MULTIPLEX MCP DE 30 CA-
NAIS TELEFÔNICOS

por

Kin Kwei Yin

Tese submetida como requisito parcial
para a obtenção do grãu de

MESTRE EM CIÊNCIAS
DE
ENGENHARIA ELÉTRICA

K573P

Campinas, Março de 1974.

K573p

A meus pais e minha esposa
Morgan, Betty, e Kiveli

AGRADECIMENTOS

Desejo agradecer a tôdas as pessoas e entidades que, direta ou indiretamente, me auxiliaram na elaboração deste trabalho. Em particular sou grato a:

Dr. Rege R. Scarabucci, meu orientador, pela inestimável colaboração e paciência,

Dr. Manoel Sobral Jr., Diretor da Faculdade de Engenharia, por ter proporcionado condições favoráveis à execução deste trabalho,

Dr. Carlos I. Z. Mamma, que muito contribui na parte de eletrônica,

Meus colegas Alcir Monticelli, Alexander Vermeersch, Mariano S. Silva, Yuzo Yano, Ivanil Bonati, Dagoberto Souza, e José Schubert Filho pelo apoio e incentivo,

Srta. Alice Vicente pela paciência e boa vontade no trabalho de datilografia.

AKKY

SUMÁRIO

No presente trabalho são projetados um codificador A/D e um decodificador D/A não lineares para sistema MCP - de 30 canais telefônicos, de acordo com as recomendações estabelecidas pela C.C.I.T.T. Este sistema CODEC faz parte de um projeto maior, um sistema de comunicação por meio de modulação de códigos pulsados, ora em desenvolvimento no Departamento de Eletrônica e Comunicações da Faculdade de Engenharia de Campinas.

O CODEC não linear projetado é um CODEC de 8 bits que usa compressão de característica logarítmica, dada pela "Lei $A=87,6$ ", aproximada por 13 segmentos lineares.

ABSTRACT

This paper presents the system development of a non-linear A/D and D/A converters for a PCM system of 30 voice channels, based on the recommendations established by C.C.I.T.T. This CODEC system is a part of a larger project, a communication system utilizing pulse code modulation method, in progress at the Department of Electronics and Communication of the School of Engineering of Campinas.

The proposed non-linear CODEC is an 8 bits CODEC that utilizes a compression with logarithmic characteristic, given by "Law A=87,6", approximated by 13 linear segments.

ÍNDICE

Páginas

SUMÁRIO	
ABSTRACT	
ÍNDICE	
I. SISTEMAS DE MULTIPLEXAGEM UTILIZANDO TÉCNICAS MCP	
I.1 - Introdução	
I.2 - Descrição Geral	
II. RUIDO DE QUANTIZAÇÃO	
II.1 - Introdução	
II.2 - Característica dos Sinais de Voz	
II.2.a. - Formação de Fonemas	
II.2.b. - Classificação dos Fonemas	
II.2.c. - O Espectro dos Sinais de Voz	
II.2.d. - O Espectro das Formadoras	
II.2.e. - A Composição da Amplitude dos Sinais de Voz	
II.2.f. - As Frequências de Ocorrência Relativa das Formadoras	
II.3 - Ruído de Quantização	
II.4 - Compressão-Expansão	
II.5 - Métodos de Obtenção de Quantização Não-Uniforme	
II.5.a. - A Lei de Compressão com $\mu=100$	

II.5.b - A Lei de Compressão Logarítmica com $A=87,6$..

III. CODIFICAÇÃO NÃO LINEAR

III.1 - Introdução

III.2 - Descrição Geral dos Dois Sistemas

III.2.a. - Codificação Utilizando Compressão Logarítmica com $\mu = 100$, Seguida De Conversão A/D Linear

III.2.b. - Codificação Não Linear que Inclui Uma Compressão Logarítmica com $A = 87,6$, Simulada por 13 segmentos

IV. CODEC NÃO LINEAR PROPOSTO

IV.1 - Introdução

IV.2 - Princípio do Funcionamento do CODEC

IV.3 - Análise Sistemática do Codificador Proposto

IV.4 - Análise Sistemática do Decodificador Proposto

IV.5 - Considerações Finais

CONCLUSÕES

APÊNDICE A: IMPLEMENTAÇÕES FÍSICAS

A.1 - Introdução

A.2 - Análise de Erro do Sistema CODEC

A.3 - Análise de Alguns Parâmetros dos Circuitos do CODEC

A.3.a. - Comparador Analógico

A.3.b. - Chave Analógica

A.3.c. - Fonte de Referência

A.3.d. - Malha de Resistores

REFERÊNCIAS

SISTEMAS DE MULTIPLEXAGEM UTILIZANDO TÉCNICAS MCP

I.1 - Introdução

Transmissão Digital é a técnica de comunicação de troca de informação por meio de sinais codificados digitalmente. Telegrafia, o primeiro uso de comunicação digital de informação através do uso de sinais elétricos, foi introduzido há mais de um século atrás. Tele-impressoras surgiram na década de 1930. Todos estes sistemas comunicavam mensagens análogas-escritas. Nesta época, comunicação de voz era conduzida em sua forma análoga sobre circuitos de frequência de voz e sistemas - de multiplexagem por divisão de frequência.

Em 1938, A. H. Reeves, um cientista da ITT, inventou modulação - por codificação de Pulsos (MCP) que estabeleceu o caminho para sistemas de transmissão digital, permitindo a codificação de informação análoga, tal como voz, e a transmissão dos sinais codificados em forma digital. Sistemas de transmissão digital podem, obviamente, aceitar qualquer informação digital de fontes análogas ou digitais tais como computadores. Neste capítulo a ênfase principal será sobre transmissão de canais de voz codificados por meio de técnicas MCP.

I.2 - Descrição Geral

O sistema MCP que está sendo desenvolvido no Departamento de Eletrônica & Comunicações da UNICAMP (Scarabucci, et al, 1973) terá capacidade de transmitir e de receber 30 canais telefônicos mais 2 canais de sincronismo e sinalização/supervisão através de multiplexagem em tempo. Cada canal de informação será amostrado a 8 KHz. Estas amostras serão comprimidas e quantizadas em 256 níveis e, em seguida, codificadas binariamente em palavras de 8 dígitos. Cada quadro de sinal MCP contará com 30 canais de sinal e mais dois canais que serão utilizados para transmissão de sinalização dos canais, sincronismo de quadro, várias mensagens de alarme, sincronismo da sinalização (super quadro), indicação de transmissão de dados, além -

de possuir uma reserva de codificação para possíveis usos futuros.

Para maior flexibilidade, o sistema MCP poderá também ser usado na transmissão de dados digitais. A frequência máxima de repetição dos pulsos na saída do sistema ao longo da linha de transmissão será de

$$f_p = (8 \text{ dígitos}) \times (8 \text{ KHz}) \times (32 \text{ canais}) = 2048 \text{ KHz (Eq.I-1)}$$

Em outras palavras, ter-se-á uma capacidade instalada de -
2,048 megabits/segundo.

O trem de pulsos de saída será bipolar, com a polaridade dos pulsos se alternando positiva e negativamente, à medida da ocorrência dos pulsos. Isto tem por finalidade eliminar o termo contínuo do trem de pulsos e maximizar a densidade espectral em torno de $0.5 f_p = 1024 \text{ KHz}$.

O trem de pulsos poderá ser transmitido através de pares de cabos telefônicos, isolados por papel ou plástico, ligando terminais a repetidores regenerativos. E o trem de pulsos refeito e ampliado em cada repetidor poderá ser ligado ao repetidor ou terminal adjacente de maneira idêntica.

Os repetidores serão energizados através dos próprios pares de cabos do sinal por baterias ou fontes d.c. colocadas nos terminais.

A Figura I.1 mostra o diagrama de transmissão e recepção simplificado de um canal genérico j. Considere inicialmente a parte superior do diagrama relacionada à transmissão. O sinal de voz passa por uma junção híbrida e é, em seguida, filtrado por um filtro de corte agudo para se evitar o efeito de "aliasing" na recepção. Em seguida o sinal do canal j é amostrado através de um circuito porta que abre sincronamente, comandado pelo contador de canal. Este contador abre sequencialmente as portas de todos os 30 canais de voz e mais os canais Sa e Sb destinados a sincronismo e sinalização.

O sinal do canal j, amostrado pelo contador de canal a 8 KHz, é passado pelo codificador. A codificação é aqui entendida como o processo que transforma a mensagem de análoga na forma digital codificada. Isto compreende uma compressão no sinal de forma logarítmica seguida de conversão análoga/digital ou ainda uma conversão análoga/digital em um codificador não linear.

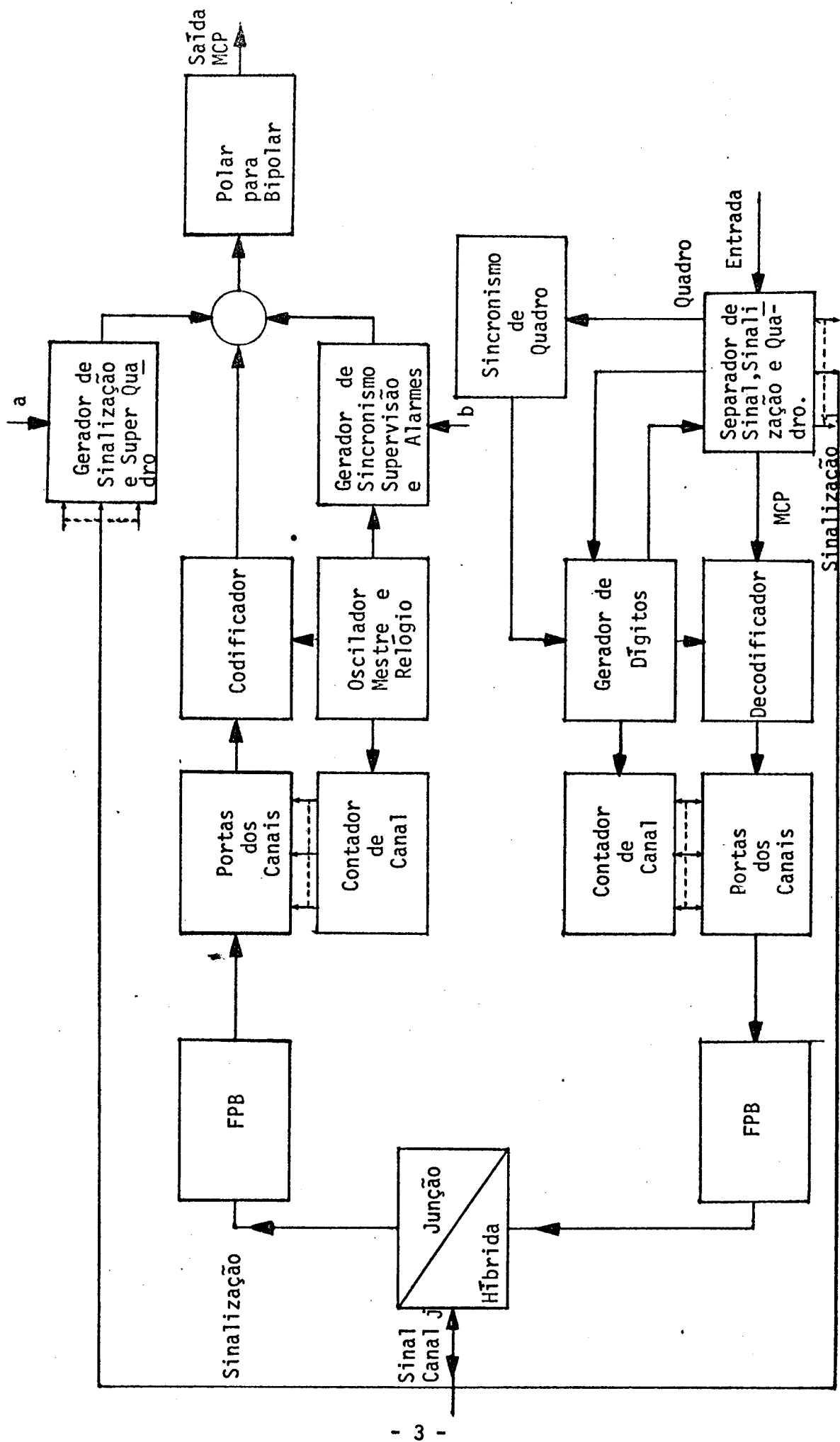


Figura I.1 - Diagrama de transmissão e recepção de um canal genérico j.

A sinalização de todos os canais (inclusive a do canal j) é inserida no trem de pulsos de saída através do Gerador de Sinalização. Soma-se ainda ao trem de pulsos os sinais de sincronismo e supervisão, bem como palavras de alarmes caso sejam necessárias. O trem de pulsos resultante é uma sequência de pulsos polares que leva, em forma codificada, 30 canais de informação e mais 2 canais com palavras de sinalização, do sincronismo e supervisão. Antes de ser transmitido, o trem de pulsos é passado à forma bipolar, com forma de pulso apropriada aos cabos de transmissão, "duty cycle" de 50% e voltagens de pico iguais a ± 3.0 Volts.

O sinal MCP viaja pelo meio de transmissão, constituído de trechos de cabos e de repetidores regenerativos, e, ao chegar no outro terminal, sofre um processamento inicial semelhante ao imposto por qualquer repetidor regenerativo, ganhando a forma de um trem de pulsos regenerados unipolares à entrada do receptor. A parte inferior da Figura I.1 mostra o processamento seguido no receptor MCP. Um conjunto de circuitos separa os canais de informação, a sinalização e os sinais de sincronismo, fornecendo ao sistema um relógio gerado localmente. Este relógio é constituído pelo gerador de dígito e pelo gerador de sincronismo de quadro. Os sinais produzidos pelo relógio darão o ritmo e o sincronismo necessários ao decodificador e ao contador de canal para que o sinal MCP possa ser decodificado e, em seguida, demultiplexado, como mostra a Figura I.1. O sinal do canal j passará pela porta correspondente, sincronamente aberta pelo contador do canal. Finalmente o sinal PAM é passado por um filtro Passa-Baixas que reconstitui a forma original do sinal modulador do canal j, somada a pequenas componentes de distorção produzidas pela quantização original. Este ruído de quantização será minimizado para sinais de voz, através do uso de um circuito adequado de compressão do sinal na codificação e de um circuito de expansão complementar na decodificação.

Nesta descrição sumária sobre a codificação, transmissão e decodificação de um canal genérico MCP não se mencionou os mecanismos de geração de sincronismo e de alarmes. Estes sinais serão introduzidos de acordo com as normas estabelecidas pelo CCITT.

Este trabalho tem como objetivo analisar primeiramente as características dos sinais de voz, o ruído de quantização introduzido no processo de conversão análoga para digital, e os métodos para minimizar tal ruído. Em seguida,

serão analisados vários codificadores análogo-para-digital, para fins de comunicação digital, existentes no mercado internacional. A segunda parte deste estudo tem como objetivo comparar os vários métodos de conversão análoga-para-digital - mostrando as vantagens que cada um deles oferece. Finalmente, será apresentado - um projeto de um sistema de codificação e decodificação análogo-digital não linear baseado nas recomendações adotadas pela CCITT. A apresentação do projeto consta de duas partes: 1) Análise Funcional do Codificador e Decodificador Não-Linear; 2) Problemas e Sugestões na Implementação Física.

- CAPÍTULO II -

RUÍDO DE QUANTIZAÇÃO

II.1 - Introdução

Quando o sinal análogo é codificado para códigos digitais em forma de pulsos, surge um erro irremovível conhecido como Ruído de Quantização. Este ruído de quantização depende do número de níveis de quantização utilizado na codificação. Se pudéssemos representar todos os valores do sinal análogo em códigos digitais, seria necessário um número infinito de dígitos, o que seria impraticável. Como tais amostras são codificadas com um número finito de dígitos, o ruído de quantização aparece. Este ruído é inversamente proporcional ao número de dígitos utilizados na codificação.

Neste capítulo serão analisadas as características dos sinais de voz, e baseando-se nestas características será mostrado que para um dado número de dígitos utilizados em cada palavra de codificação, a distorção de quantização pode ser minimizada utilizando-se espaçamento não uniforme apropriado dos níveis de quantização, compatível com as propriedades estatísticas dos sinais de voz.

II.2 - Características dos sinais de voz

O Aparelho Fonador humano é mostrado na Figura II.I. Órgãos que participam da formação do fonema são: 1) pulmões, 2) traquéia, 3) brônquios, 4) laringe, 5) faringe, 6) fossas nasais, 7) boca e órgãos anexos, 8) abóbada palatina, 9) véu palatino, 10) úvula, 11) lábios, 12) língua, 13) arcada dentária.

Pode-se ver através da Figura II.I que a posição do véu palatino permite o controle do fluxo de ar expirado através da boca e das fossas nasais.

Os fonemas formam-se no momento da expiração quando o ar é expelido através da boca e do nariz. A corrente de ar passará livremente sem vibrar

as cordas vocais se a glote estiver aberta: caso contrário, a glote obtura a passagem do ar obrigando-o a sair pelo topo superior da traquéia onde encontram-se - estiradas as cordas vocais. A passagem do fluxo de ar pelas cordas vocais provoca

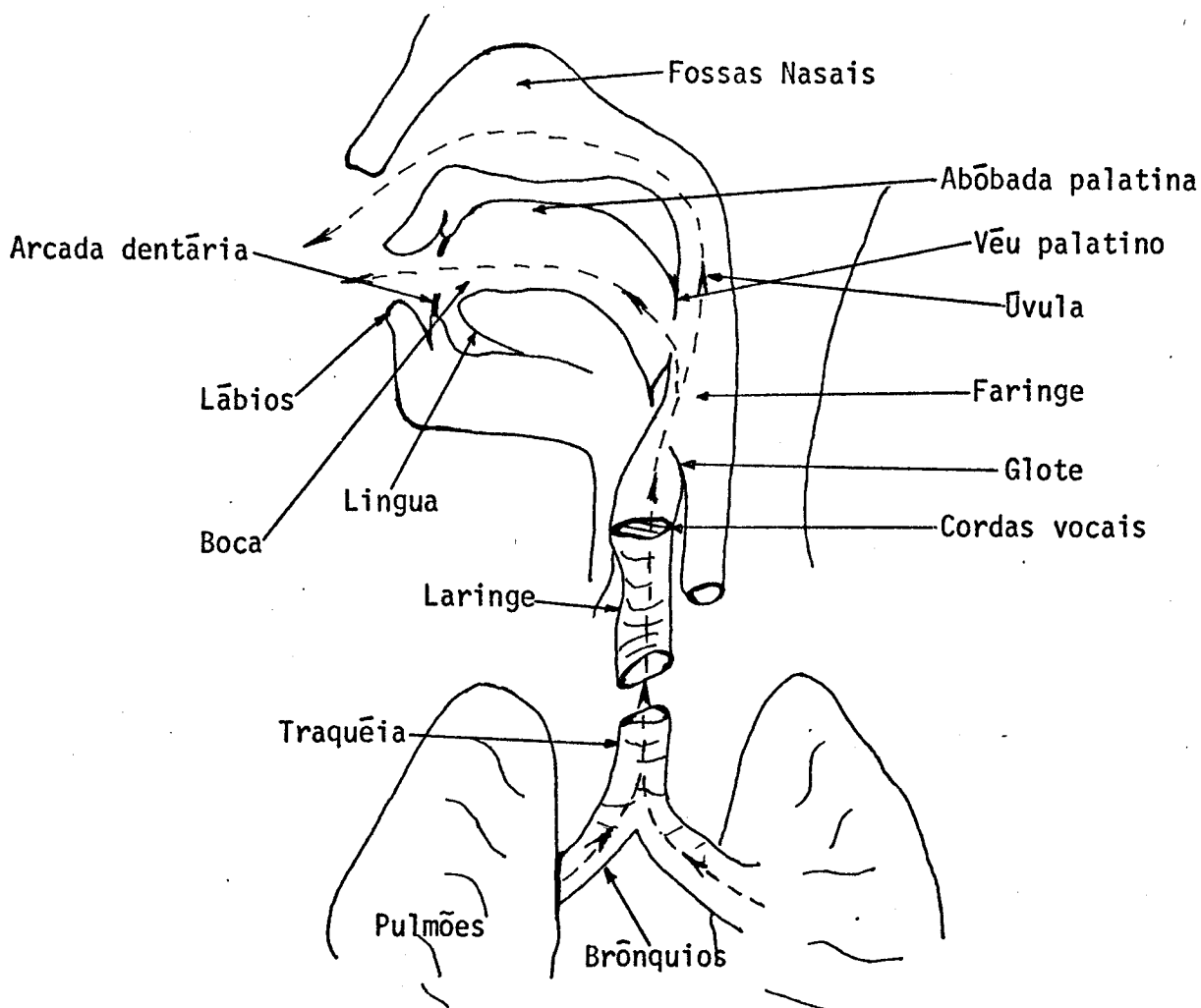


Figura II.1

Figura II.1 - Aparelho fonador humano

sua vibração numa frequência f_0 que, para um mesmo indivíduo, é função da tensão das mesmas. A vibração das cordas vocais produz pulsos de pressão da forma indicada na figura II.2 (a) que vão gerar harmônicas da frequência fundamental cujo

espectro aparece na Figura II.2(b).

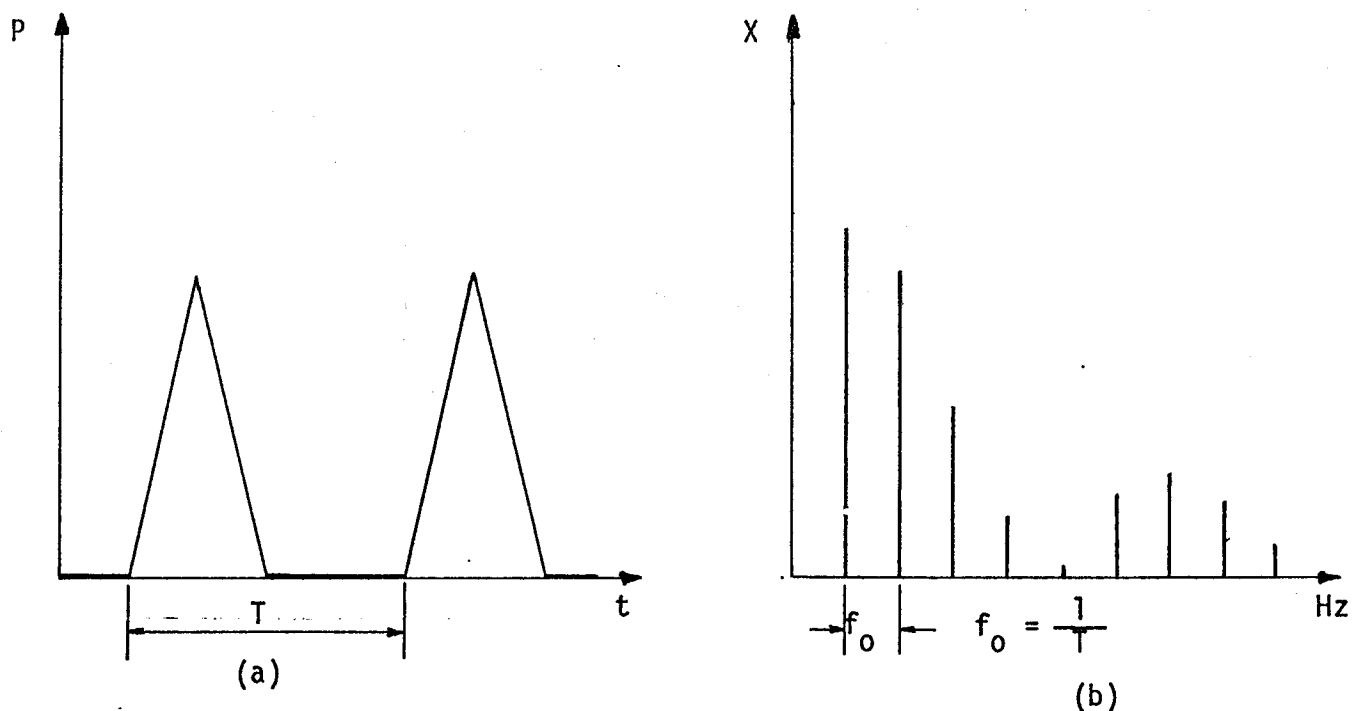


Fig.II.2 Pulsos de pressão gerados pelas: (a) cordas vocais, (b) suas harmônicas

O fluxo de ar prossegue na sua trajetória para a faringe procurando saída para o exterior. O véu palatino funciona agora como uma válvula de controle do fluxo de ar pelas vias aéreas superiores. Quando se levanta, obtura completamente o acesso às fossas nasais e o fluxo de ar sai apenas pela boca (sons orais). Quando se abaixa, divide o fluxo entre a boca e as fossas nasais (sons nasais). - As cavidades e canais que constituem o aparelho fonador modificam o espectro gerado pelas cordas vocais reforçando determinadas harmônicas e anulando ou diminuindo a amplitude de outras por fenômenos de ressonância nestas cavidades. Alguns fonemas não são produzidos pelas vibrações das cordas vocais como se verá mais adiante.

II.2.a - Formação dos fonemas

Os diversos fonemas são diferenciados pela maior ou menor amplificação de determinadas harmônicas do espectro produzido pelas cordas vocais. Modificando-se a forma e o volume da cavidade bucal, consegue-se, através do fenômeno da ressonância, aumentar a amplitude de algumas harmônicas e reduzir a de outras.

A frequência fundamental (f_0) pode variar, conforme a tensão das cordas vocais, dentro de uma limitada faixa de frequência: de 85 a 200 Hz no homem e de 125 a 400 Hz na mulher.

Ao estudar o espectro dos fonemas nota-se que as cavidades ressonantes reforçam - principalmente quatro de suas frequências que passam a caracterizar o fonema em questão. Mesmo que se pronuncie o fonema alterando a frequência fundamental e todo o espectro dele decorrente, estas frequências permanecem imutáveis. Estas quatro frequências caracterizam o fonema, embora suas emissões simultâneas não possam reproduzi-lo artificialmente. Estas quatro frequências principais f_1 , f_2 , f_3 , f_4 , do fonema são, por isso, chamadas FORMADORAS. Cada fonema apresenta, portanto, um conjunto distinto de formadoras que o diferencia dos demais. As formadoras que mais diferenciam um fonema do outro são as formadoras f_1 e f_2 que são reforçadas nas câmaras de ressonância da faringe e da boca. As formadoras f_3 e f_4 não variam muito de um fonema para outro.

II.2.b - Classificação dos fonemas

Os fonemas classificam-se em fonemas VOCÁLICOS E CONSONANTAIS. Os vocálicos são aqueles que saem livremente do aparelho fonador e por isso possuem maior intensidade acústica. Os consonantais, ao contrário, são aqueles obtidos por obstruções parciais do fluxo de ar.

Entre estes dois tipos encontramos dois fonemas, que sob certas condições, classificam-se na posição intermediária e são designados de semivocálicos.

FONEMAS VOCÁLICOS

Os fonemas vocálicos A, E, I, O, U formam-se respectivamente a partir da máxima abertura da boca até a boca quase fechada. A língua desempenha igualmente um papel importante na formação destes fonemas.

A posição da língua nas suas formações é graficamente representada pelo triângulo das vogais imaginado por Hellwag. Neste triângulo, o fonema A está

na parte média indicando língua quase imóvel na posição normal; os fonemas A, e E e I exigem cada vez mais, a projeção da língua em direção aos incisivos superiores e, finalmente, os fonemas Ō, Ô, O e U exigem a retração da língua. A Figura - II.3 mostra os espectros de frequência de alguns fonemas vocálicos.

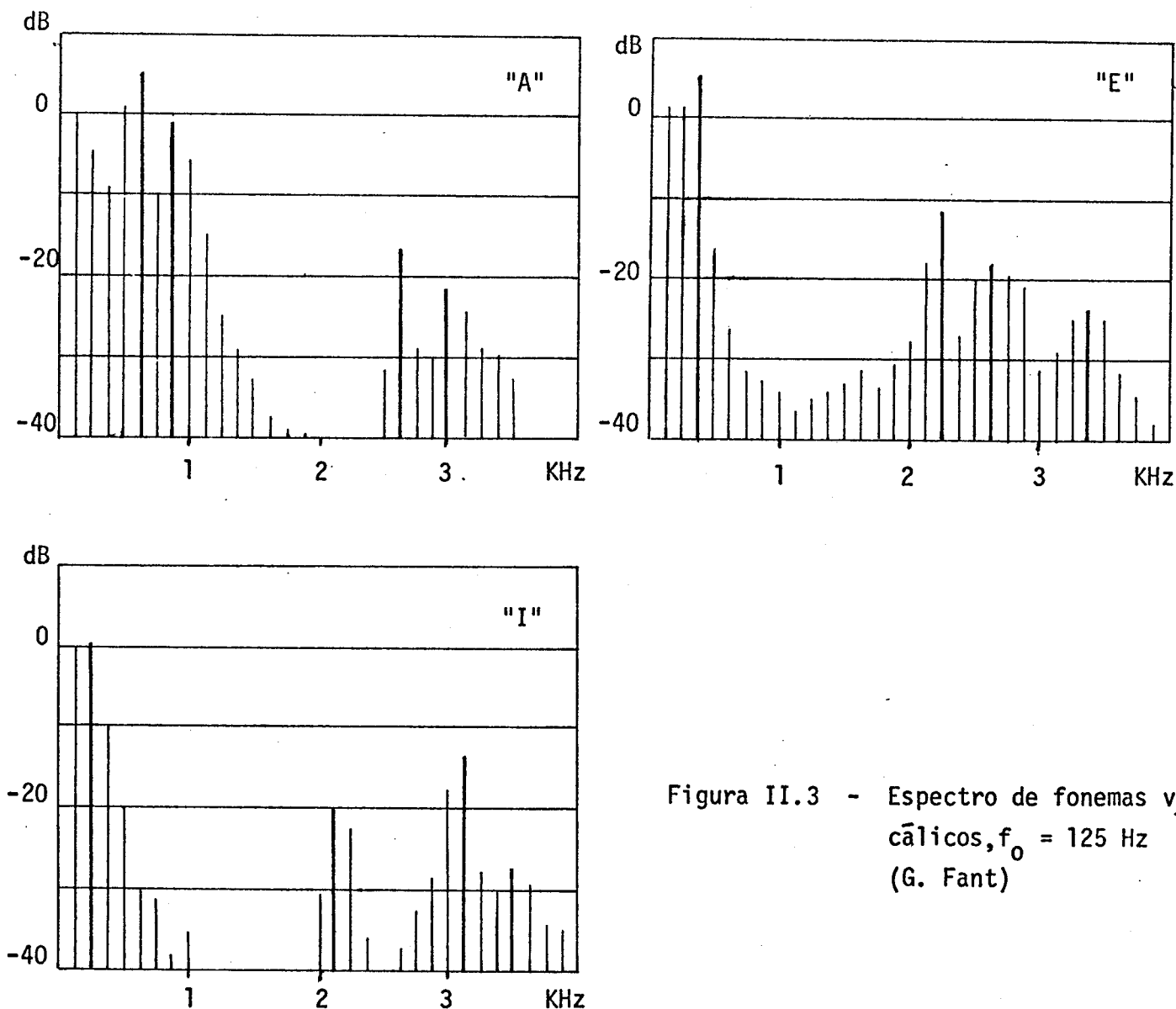


Figura II.3 - Espectro de fonemas vocálicos, $f_0 = 125$ Hz (G. Fant)

FONEMAS CONSONANTAIS

Os fonemas consonantais formam-se pela obstrução do fluxo de ar. Esta obstrução pode ser feita pela oclusão da cavidade bucal, em seguida de sua aberi

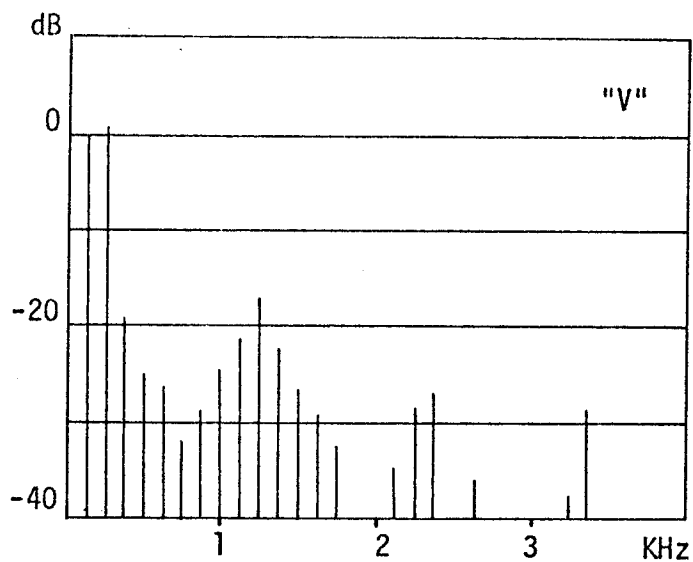


Figura II.4 - Fonemas consonantais con-
 tritivos sonoros "V", $f_0 =$
 $= 125$ Hz (G. Fant)

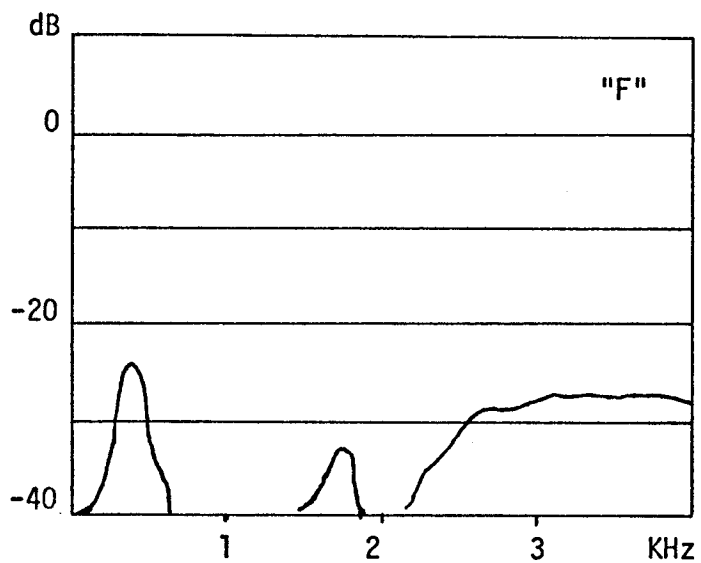
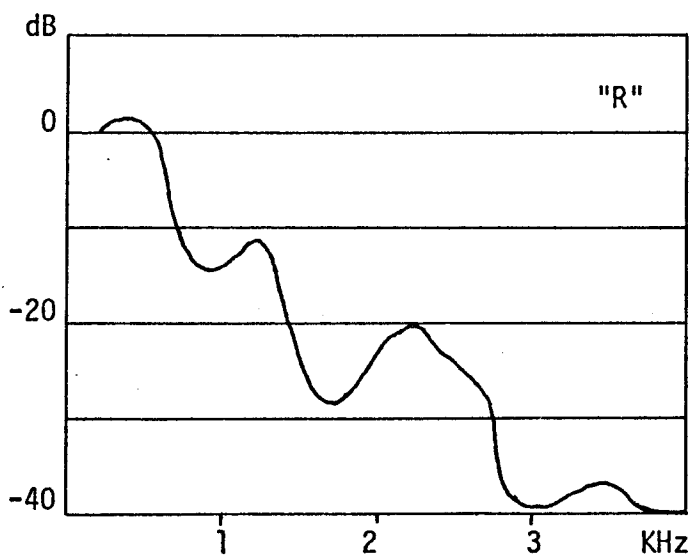


Figura II.5 - Fonemas consonantais con-
 tritivos mudos "R" e "F"
 $f_0 = 125$ Hz (G. Fant)

tura repentina (fonemas consonantais OCLUSIVOS ou EXPLOSIVOS); ou, então, pela redução do tubo bucal quando o fluxo de ar sai constricto (fonemas consonantais CONSTRITIVOS). Caso o fluxo de ar saia parcialmente pelas fossas nasais temos fonemas NASAIS.

Os fonemas consonantais, quanto a participação ou não das cordas vocais, podem ser respectivamente SONOROS ou MUDOS. Sonoros são aqueles em que as cordas vocais vibram. Mudos são os que não contam com vibrações vocais, sendo o som produzido unicamente pela interrupção do fluxo de ar.

FONEMAS CONSONANTAIS		
Modo de Articulação	Função das Cordas Vocais	Fonemas
Constritivos	Mudos	F,S,C,Ç,X,CH
	Sonoros	V,Z,G,J,R,RR,L,LH
Oclusivos	Mudos	P,T,C (Kê)
	Sonoros	B,D,Gh (Guê)
Nasais	Sonoros	M,N,Nh (Nhê)

Os fonemas constritivos sonoros são os que mais se assemelham aos vocálicos e podem ser representados por um diagrama espectral. Os constritivos mudos não apresentam este espectro porque não têm participação das cordas vocais. - As figuras II.4 e II.5 mostram os espectros de alguns fonemas constritivos sonoros e constritivos mudos.

Os fonemas consonantais oclusivos têm efeito transitório servindo para modificar o fonema vocálico que se lhe segue, isto é, modulando o vocálico. Os oclusivos sonoros apresentam a frequência fundamental f_0 das cordas vocais enquanto que os mudos não. Examine as Figuras II.6 e II.7.

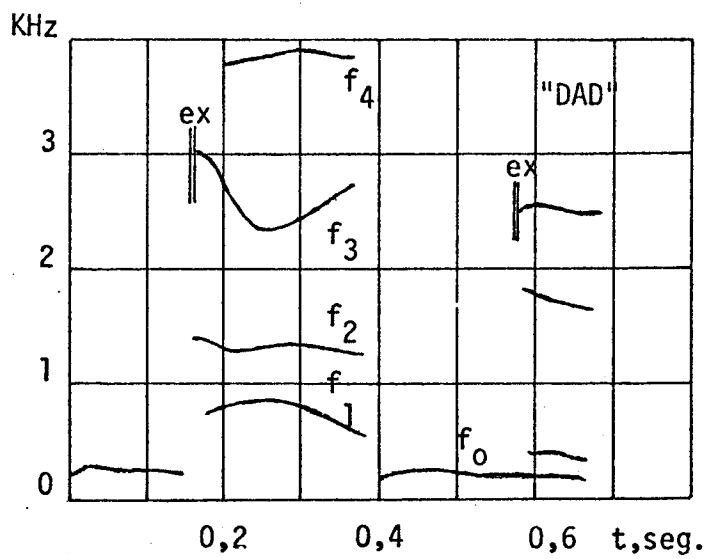
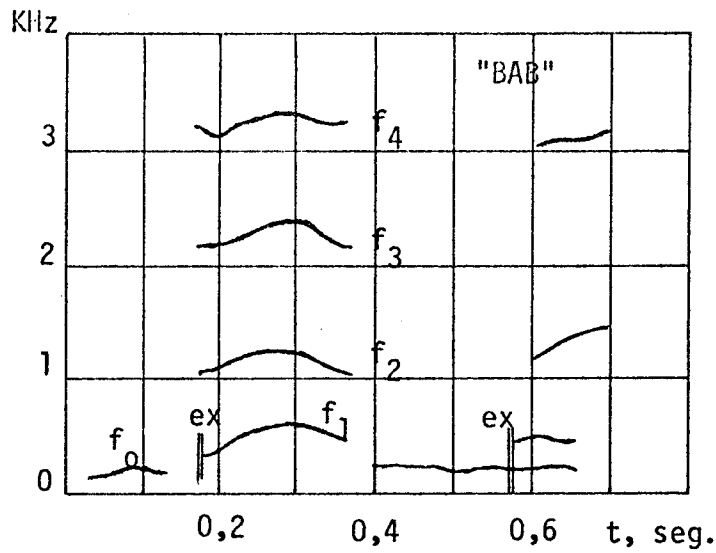


Figura II.6 - Fonemas consonantais explosivos "BAB" e "DAD", $f_0 = 125$ Hz (G. Fant)

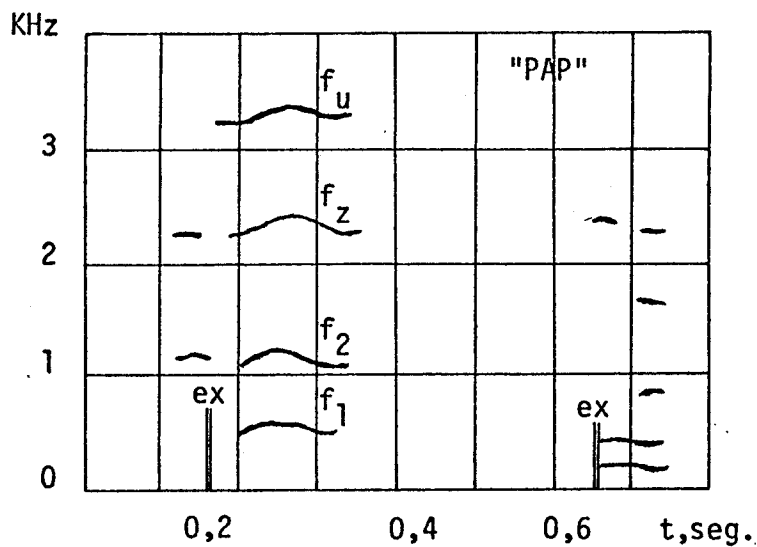


Figura II.7 - Fonemas consonantais explosivos mudos "PAP", $f_0 = 125$ Hz (G. Fant)

II.2.c - O espectro dos sinais de voz

O nível de intensidade dos sinais de voz oscila constantemente. Toda via, se observarmos os sinais de voz durante um longo período, podemos determinar o valor médio relativamente estável deste nível. Os níveis de intensidade média dos sinais de voz diferem para várias bandas de frequência. Geralmente a intensidade da voz na faixa de frequência que nos interessa é caracterizada pelo nível de voz espectral, i.e., o nível de energia em uma banda de 1 Hz. Portanto, por exemplo, se a intensidade média do som medida durante um longo período de tempo na faixa de frequência Δf resulta em I_{CP} Watts/cm², então a intensidade espectral será igual a $I_1 = I_{CP}/\Delta f$ e o nível espectral é dado pela expressão

$$N_p = 10 \log \left[\frac{I_1}{I_0} \right] \text{db}, \quad (\text{Eq. II.1})$$

onde $I_0 = 10^{-16}$ Watt/cm² (Pokrovskii, 1959).

Se soubermos a pressão acústica P_1 para 1 Hz, em vez de intensidade, então, lembrando que $I_1/I_0 = (P_1/P_0)^2$, a expressão para o nível espectral de voz pode ser reduzida a:

$$N_p = 20 \log \left[\frac{P_1}{P_0} \right], \quad (\text{Eq. II.2})$$

onde $P_0 = 2 \cdot 10^{-4}$ BAR

O espectro de voz é a média do nível espectral de voz medida em um longo período de tempo, N_p , como uma função de frequência f .

A forma aproximada do espectro é mostrada na Figura II.8. Esta característica indica a distribuição de energia de voz em várias frequências.

II.2.d) - O espectro das formadoras

Como foi estabelecido anteriormente, sinais de voz contêm formadoras

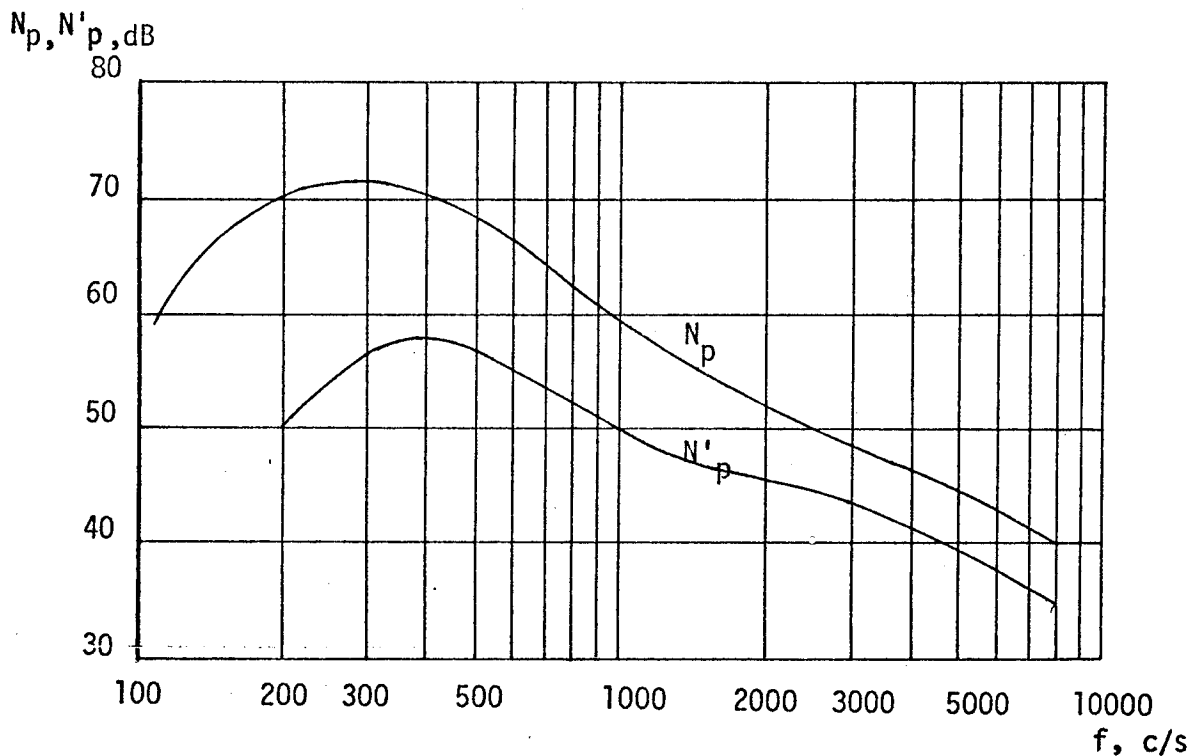


Figura II.8 - Espectro dos sinais de voz (N_p) e Espectro das formadoras (N'_p)

cuja recepção determina a inteligibilidade, juntamente com as componentes não formadoras que inclui os tons básicos, as regiões de frequências entre as formadoras, e componentes dependentes das características individuais de cada pessoa. Portanto, como a inteligibilidade de voz depende somente das formadoras, seria interessante construir seus espectros separadamente. O espectro das formadoras é a média do nível espectral das formadoras medida durante um longo período de tempo, N'_p , como uma função de frequência f . A forma do espectro das formadoras é mostrada na Fig. II.8. É natural que a curva do nível das formadoras situe-se abaixo da curva do nível de voz.

É necessário distinguir as diferenças no significado do nível espectral de voz em totalidade (N_p) e do nível espectral das formadoras (N'_p). No primeiro caso é determinada a média do nível de energia da voz N_p medida durante um longo período de tempo. No segundo caso é determinado o valor mais provável do nível das formadoras N'_p . Esta quantidade difere da média do nível de energia das componentes formadoras cuja determinação seria extremamente complexa pois, é bastante difícil isolar as formadoras do fluxo dos sinais de voz.

Como os valores de N'_p correspondem ao molde de distribuição da energia das formadoras por níveis, esta quantidade pode ser chamada mais precisamente como a Média do Nível Espectral Modal das Formadoras, medida durante um longo período .

II.2.e - A composição da amplitude dos sinais de voz

Observando-se e registrando-se a ocorrência de níveis de energia diferentes nos sinais de voz em totalidade e em cada banda individual de frequência, então pode-se estabelecer a frequência relativa de ocorrência de um dado nível. - Portanto, por exemplo, é fácil observar que na maioria dos casos as componentes de voz terão níveis próximos da média, enquanto as componentes fortes e fracas são menos prováveis.

O termo "Característica da Composição de Amplitude da Voz" geralmente refere-se ao número dos casos (Z) no qual um dado nível é excedido como uma função deste nível (N). A Figura II.9 mostra tal característica de voz em totalidade. A variação do nível instantâneo dos sinais de voz foi estudada por Davenport - (Davenport, 1952), quem sugeriu que tal característica pode ser representada como uma distribuição de probabilidade uniforme para níveis baixos mais uma distribuição exponencial negativa para sinais de níveis elevados. Uma aproximação razoável seria possível utilizando somente o termo exponencial negativo que é dado pela função de densidade da probabilidade.

$$P(x) = \frac{1}{\sigma_s \sqrt{2}} \text{EXP} \left(- \frac{\sqrt{2} |x|}{\sigma_s} \right) \quad (\text{Eq. II.3})$$

onde σ_s é o valor R.M.S. da amplitude dos sinais de voz; note que $P(x)$ é simétrica sobre $x = 0$.

II.2.f - As frequências de ocorrência relativa de formadoras

As formadoras de voz são distribuídas irregularmente sobre o espec - tro de frequência. Existem algumas formadoras na região de baixa frequência e na

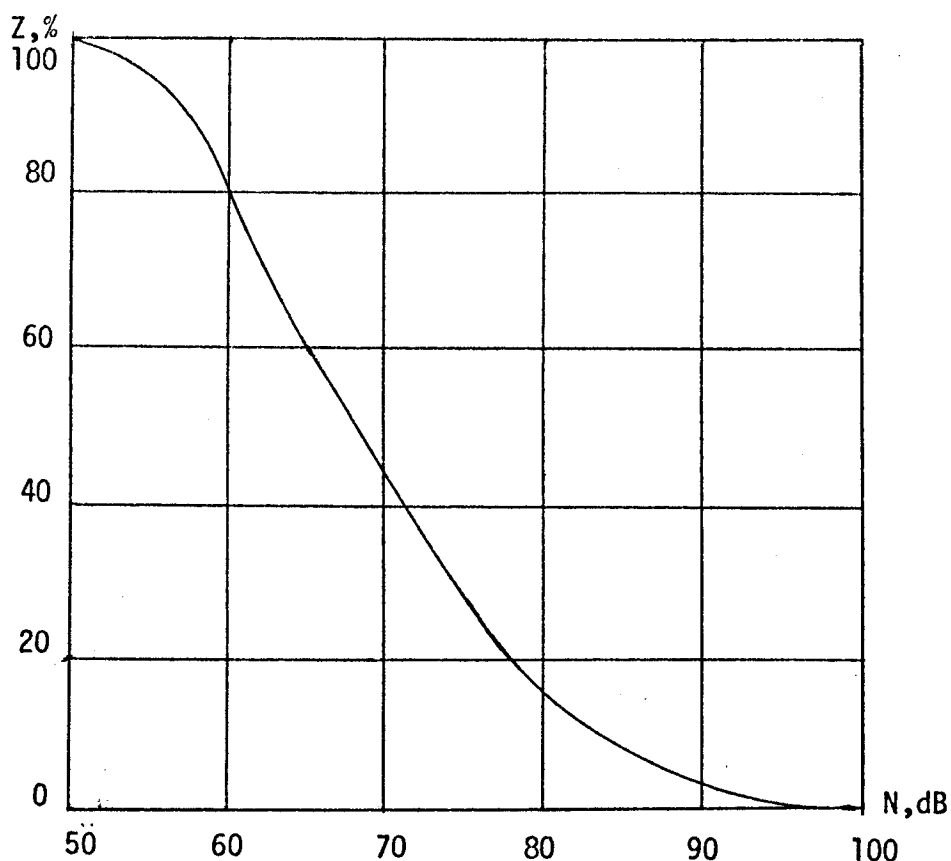


Figura II.9 - Característica da composição da amplitude dos sinais de voz

região de alta frequência, mas a maioria delas está situada na região intermediária do espectro. Se dividirmos o espectro total em bandas de 100 c/s e determinarmos a porcentagem relativa das formadoras em cada banda, medindo este valor $\Delta A\%$ na frequência média de cada banda, então obtemos a curva mostrada na Figura II.10. Esta curva nos permite determinar a contribuição que cada região de frequência - fornece ao conteúdo total de formadoras, e, portanto, é uma informação vital para a inteligibilidade de voz.

II.3 - Ruído de Quantização

Do sinal análogo a ser convertido em MCP, obtem-se amostras que podem assumir um número infinito de valores, já que o sinal em geral é contínuo e variável. Para representar todos os valores em código binário, dever-se-ia ter um número infinito de dígitos, o que é impraticável. Portanto, tais amostras devem -

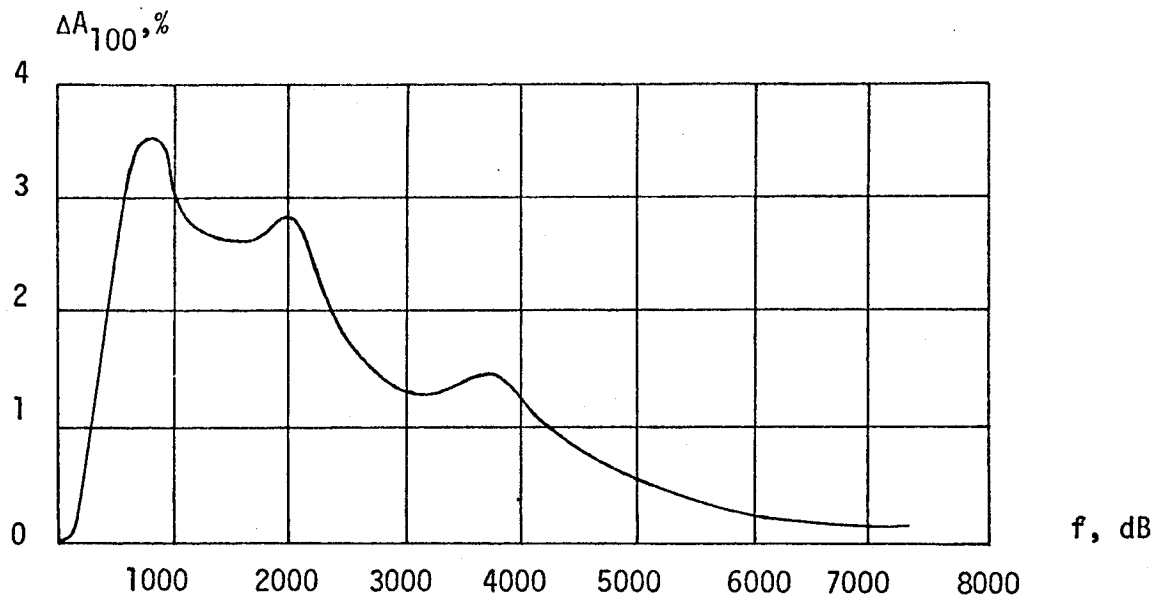


Figura II.10 - Ocorrência relativa das formadoras

ser codificadas com um número finito de palavras de códigos, resultando em uma distorção do sinal original. Este efeito, conhecido como ruído de quantização, pode ser avaliado pela relação entre a potência do sinal e do ruído de quantização. O objetivo é obter uma relação sinal/ruído suficientemente grande para se ter uma distorção aceitável. Para se calcular o valor de potência média do ruído de quantização, é necessário conhecer o passo de quantização α e a densidade de probabilidade da amplitude do ruído. Admitindo que a amplitude do ruído de quantização tem uma função de densidade de probabilidade constante entre $\alpha/2$ e $+\alpha/2$, ou seja qualquer amplitude dentro do intervalo α é igualmente provável, então, a potência média do ruído N_0 (sobre um resistor padrão de 1Ω) é dado por: $N_0 = \alpha^2/12$. Baseado neste resultado pode-se concluir que para um mesmo intervalo total de excursão do sinal análogo, quanto maior o número de dígitos usados na codificação das amostras PAM, menor é o valor do incremento de quantização α e portanto, menor a potência do ruído. No entanto como o número de níveis de quantização é finito e α é uma constante, os sinais mais fracos sofrem maior distorção de quantização.

II.4 - Compressão - Expansão

A Figura II.11 mostra que, para as amostras fracas que correspondem

a um único passo de quantização, um erro de meio passo ocasiona um erro percentual de 50%. Isto significa que, se o sinal a ser quantizado permanecer durante um longo tempo tendo valores fracos, a relação sinal/ruído será muito baixa durante este tempo. Neste ponto é preciso definir qual o mínimo valor do sinal para o qual se está interessado em obter um erro tolerável. Esta informação deve ser obtida a partir de estudos do sinal.

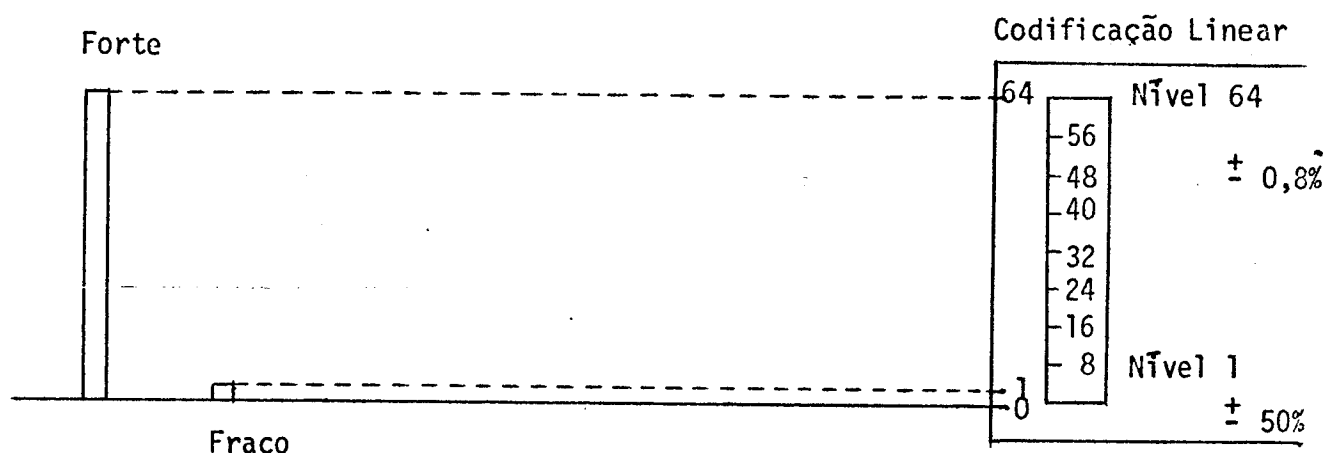


Figura II.11 - Codificação uniforme sem compressão

No caso do MCP em estudo, tais sinais são constituídos principalmente por sinais de voz. I. DOSTIS (DOSTIS, et al, 1965), em seu relatório, admite o som médio como sendo aquele que corresponde a um sinal 30 db BFLSW (Below Full Load Sine Wave) e o som fraco aquele que corresponde a 50 db BFLSW, onde "FULL LOAD SINE WAVE" significa a onda senoidal de referência com máxima amplitude possível, isto é, a tensão de saturação. Portanto deve-se ter uma relação sinal/ruído de quantização razoável para sinais com potência relativa até cerca de 50 db BFLSW. A fim de diminuir o erro e, conseqüentemente, a potência média do ruído de quantização, pode-se aumentar o número de níveis de quantização uniforme. Isto significa, para um mesmo intervalo de excursão do sinal, um passo de quantização menor e portanto um erro menor. No entanto o número de dígitos de codificação aumenta e isso requer decisões mais precisas do codificador em menor tempo, e um aumento da banda de passagem na linha repetidora de transmissão. Uma segunda alternativa é usar um compressor não linear. A Figura II.12 mostra a característica de um compressor, - que deve responder aos valores instantâneos do sinal PAM de entrada. Nota-se que

o sinal fraco da figura ocupa um número maior de níveis de quantização. Também se nota que ao mesmo tempo que há uma melhoria com relação ao ruído de quantização - para sinais fracos, a situação é reversa para os sinais fortes. Obviamente, no projeto parte-se de valores aceitáveis de ruído de quantização para os sinais fortes e procura-se manter constante a relação sinal/ruído de quantização para todos os níveis inferiores.

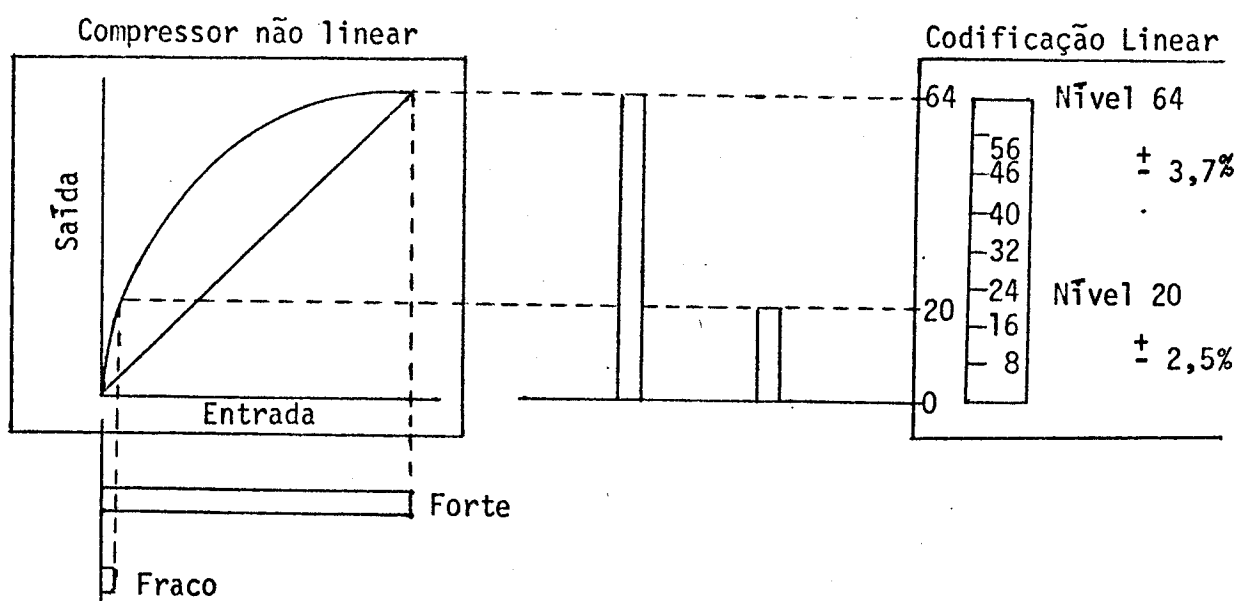


Figura II.12 - Codificação uniforme precedida de compressão não linear

Na recepção, se é usado um decodificador linear, este deve ser seguido por um expansor, tendo uma característica inversa do compressor. Uma terceira alternativa para diminuir a potência do ruído de quantização nos sinais fracos é - usar um codificador não linear, que executa a operação de compressão juntamente - com a de codificação.

II.5 - Métodos de obtenção de quantização não-uniforme

Existem, atualmente, dois métodos de obtenção de quantização não-uniforme, conforme mostra a Figura II.13. O primeiro método inicia o processo de codificação primeiramente comprimindo o sinal análogo amostrado e em seguida o sinal comprimido é codificado para códigos digitais por um codificador linear (H. Mann, et al, 1962). O segundo método a compressão do sinal é feita como uma parte integral

do processo de codificação, ou seja, através de um codificador não linear (Stevens, 1966; Chatelon, 1966).

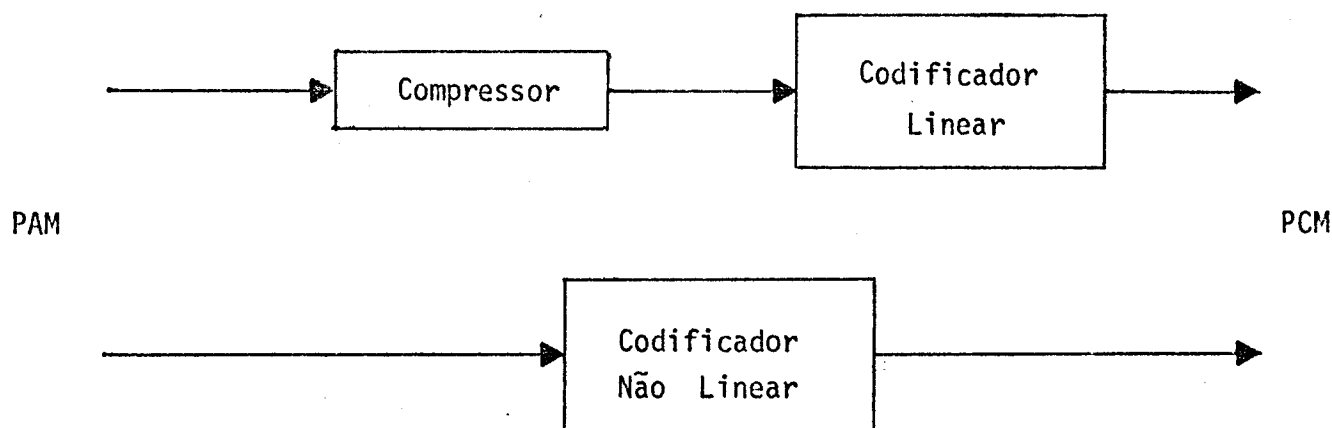


Figura II.13 - Dois métodos de codificação analógica/digital

Geralmente a aproximação da curva de compressão desejada é feita com uma característica segmental multilinear, que pode ser implementada com processo de compressão analógica do primeiro método de quantização não-uniforme ou na codificação não linear do segundo método. O primeiro método de quantização não-uniforme, desenvolvido e adotado pela Bell Telephone, é chamado "A lei de compressão logarítmica com $\mu = 100$ ". O segundo método que utiliza uma codificação não linear que inclui uma compressão logarítmica com $A=87,6$ simulada por 13 segmentos, é chamado "A lei de compressão logarítmica com $A=87,6$ " e é adotado pela ITT, as Companhias Europeias de Telecomunicação, e pelas Japonesas. Em seguida serão analisados os dois métodos de quantização não-uniforme.

II.5.a - A lei de compressão com $\mu = 100$

Os compressores e expansores podem ter uma característica logarítmica e para os sinais de voz tem sido usada uma característica logarítmica codificada conforme a Figura II.16. Esta curva logarítmica pode ser representada por duas equações

$$y = \left| \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \right| \ln(1 + \mu x) \quad \text{para } x \geq 0 \quad (\text{Eq. II.4})$$

$$y = - \left| \frac{1}{\ln(1 + \mu)} \right| \ln(1 + \mu|x|) \quad \text{para } x \leq 0 \quad (\text{Eq. II.5})$$

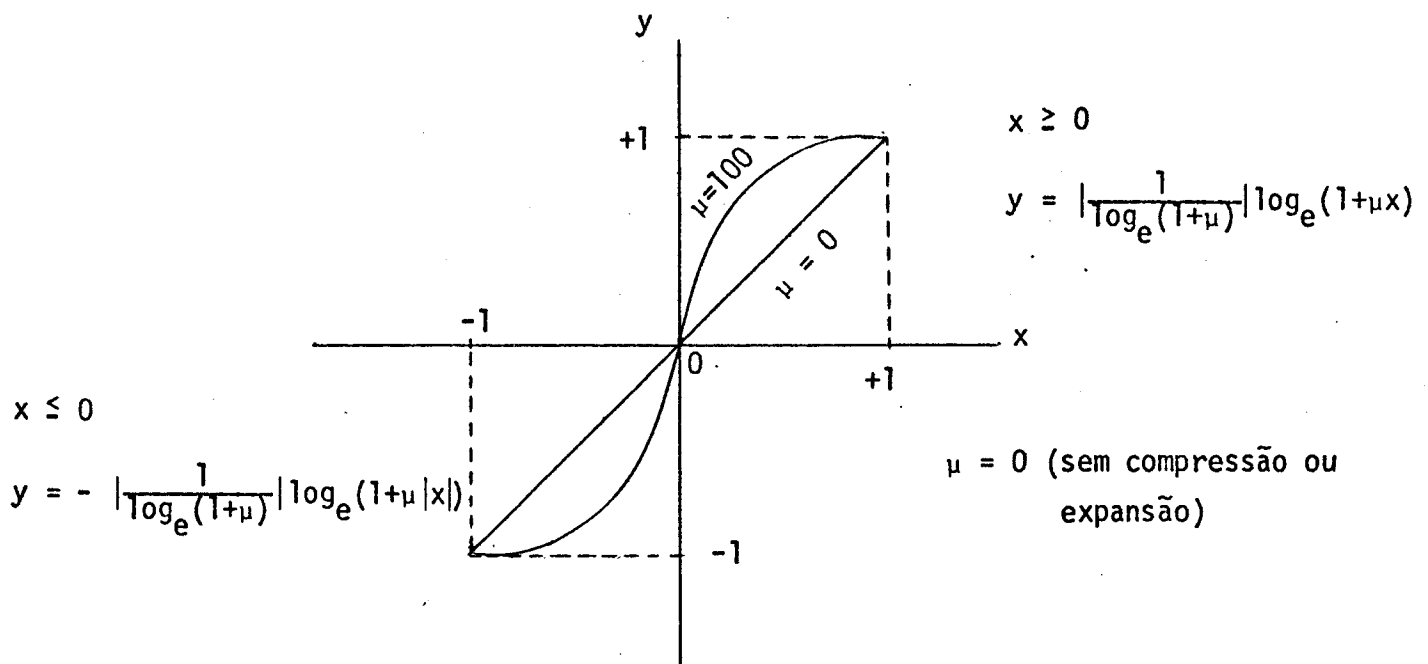


Figura II.14 - Característica de compressão e expansão desejada

No caso do compressor, x representa a entrada normalizada e y a saída normalizada. No caso do expensor, y a entrada e x a saída. O grau de compressão é determinado pelo parâmetro μ . A relação sinal/ruído de quantização varia com μ , conforme mostra a Figura II.14 (H. Mann, et al, 1962).

A figura II.15 mostra as curvas da relação sinal/ruído de quantização em função da potência relativa do sinal para $\mu = 0,50, 100, 200$ e um código de 7 dígitos. A fim de se obter o valor ótimo de μ , H. MANN e outros fizeram considerações sobre a relação sinal/ruído de quantização para sinais fracos, redução do ruído de canal vazio, redução do crosstalk entre canais, valor da tensão de saturação do compressor, minimização do efeito de saturação para sinais fortes, estabilidade do sistema, banda de passagem, componente DC dos sinais multiplexados, etc. - Escolheu-se $\mu = 100$, que dá uma melhoria de cerca de 26 db em média para sinais me

dios e fracos, em relação a quantização sem compressão, ou seja, para $\mu = 0$.

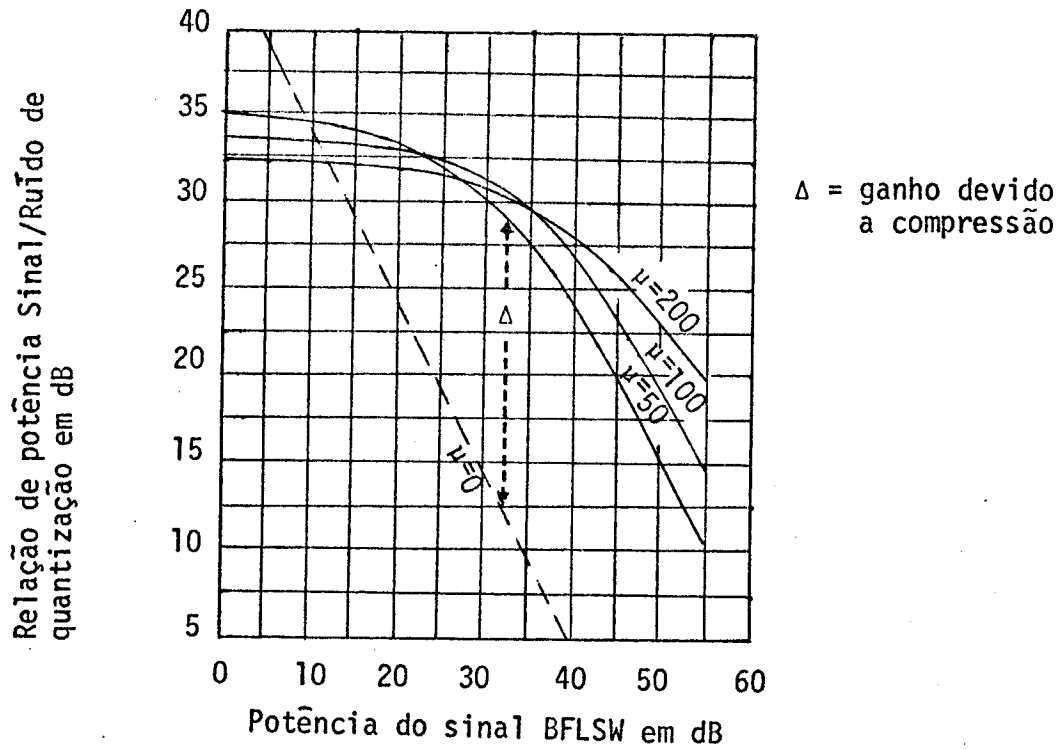


Figura II.15 - Desempenho do ruído de quantização para característica de compressão logarítmica com $\mu = 50, 100, 200$, assumindo codificação linear com 7 dígitos.

II.5.b A lei de compressão logarítmica com $A = 87,6$

Como foi visto anteriormente, a curva de compressão que é relativamente flexível e fácil de implementar tem uma característica logarítmica primeiramente sugerida por K. W. Cattermole (Cattermole, Nov. 1962). A saída normalizada y , i.e. a amplitude máxima da unidade, e a entrada normalizada x estão relacionadas pela expressão logarítmica

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} \quad \text{para} \quad \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \quad (\text{Eq. II.6})$$

e pela expressão linear

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A} \quad \text{para } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \quad (\text{Eq. II. 7})$$

onde A , o coeficiente de compressão, é uma constante escolhida de acordo com a distribuição da amplitude do sinal (o coeficiente de compressão utilizado neste projeto foi de $A=87,6$, padronizado pela C.C.I.T.T.). A expressão linear é necessária para níveis baixos, i.e. para $Ax < 1$, para satisfazer a condição de $y = 0$ quando $x = 0$. Além disso, na prática não é possível manter a característica logarítmica nos níveis baixos que também justifica o uso de duas expressões. Note que as duas expressões se casam em $x = \frac{1}{A}$, como é ilustrado na Figura II.16.

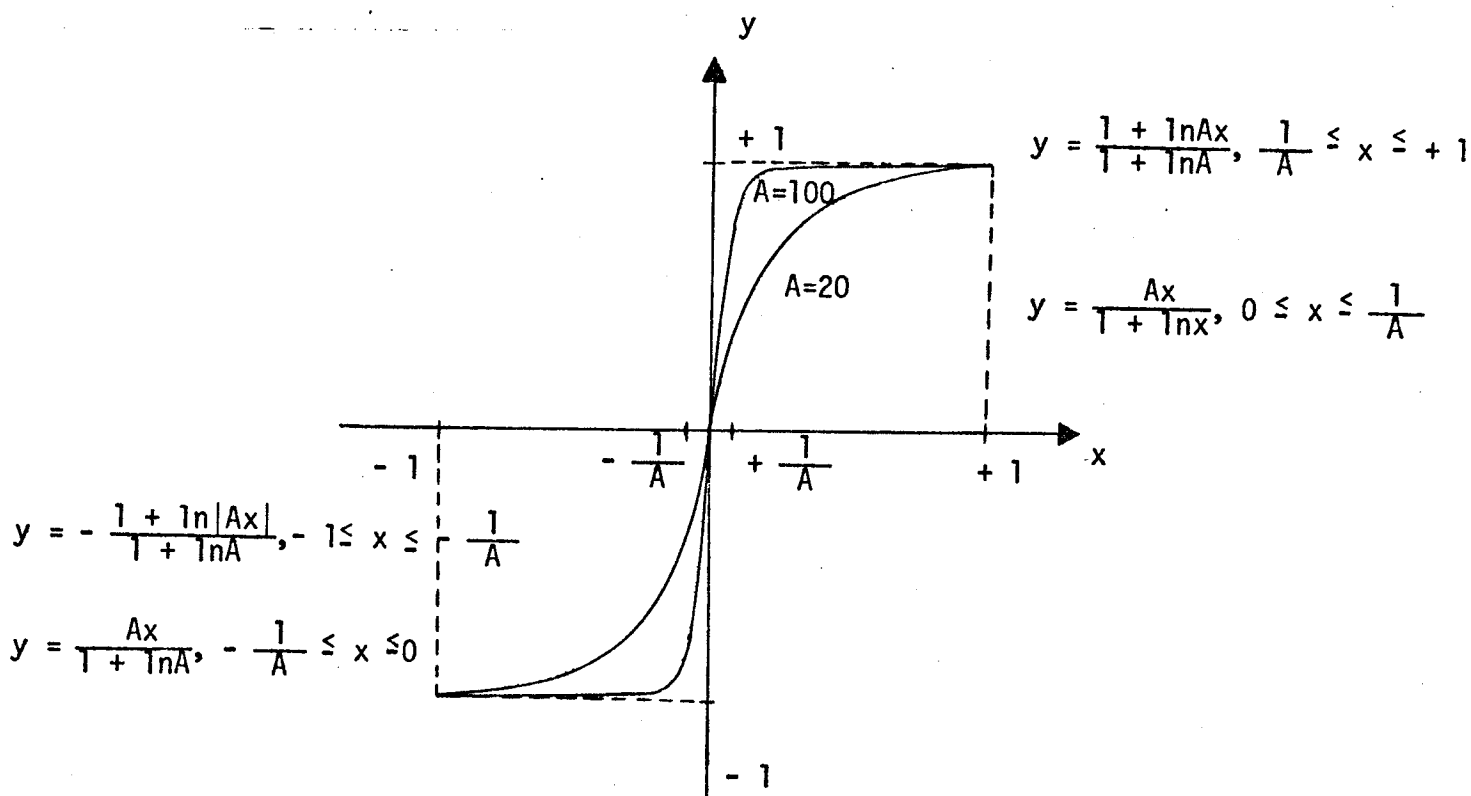


Figura II.16 - Característica de compressão

No caso de se usar 8 dígitos para codificação o número total de níveis de quantização de cada lado do centro do intervalo é de 128. A curva pode ser aproximada por uma característica linear por partes, conforme mostrado na Figura II.17. A curva linear por partes está dividida em 16 seções de A a P . As qua

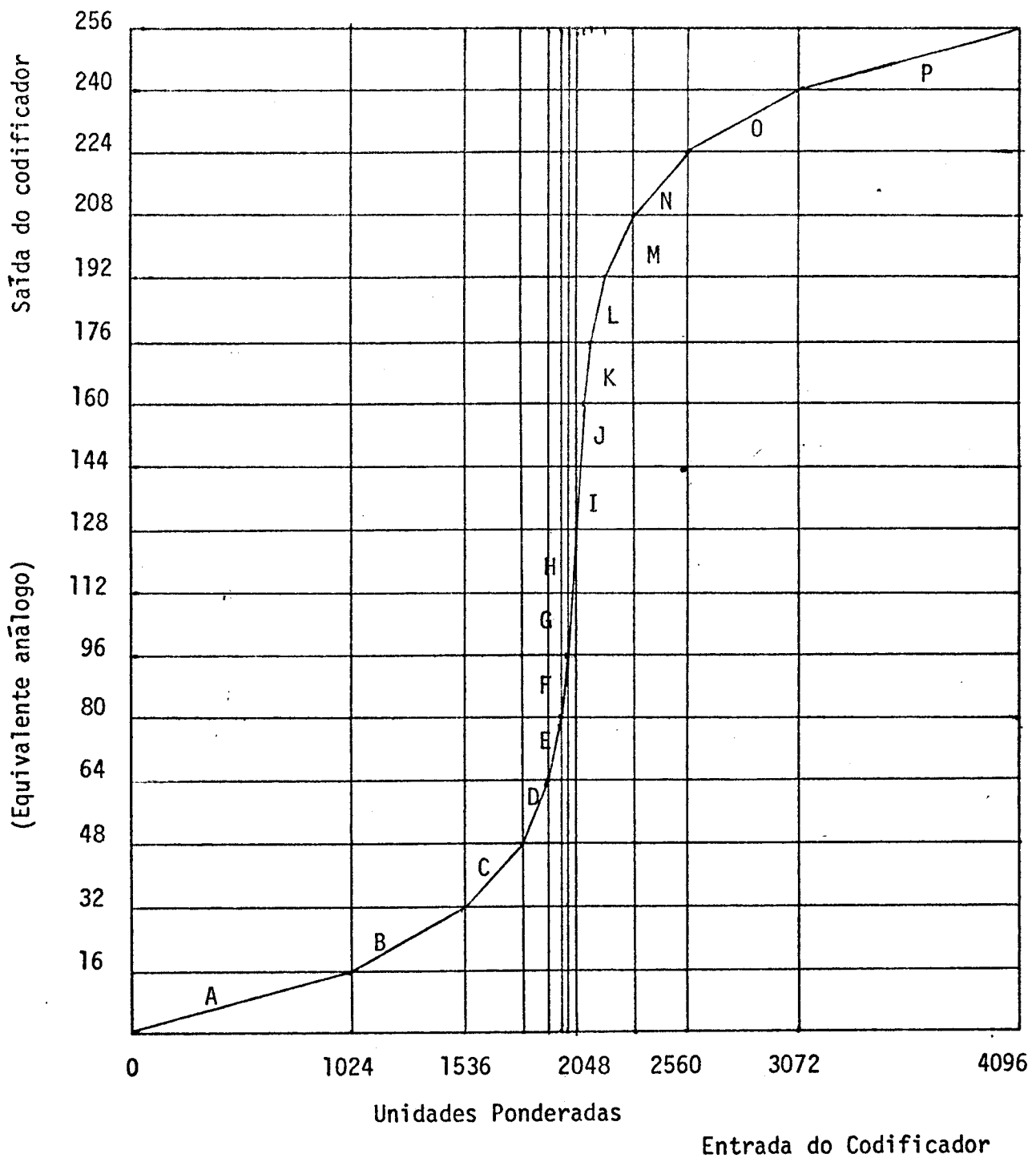


Figura II.17 - Característica de compressão com 13 segmentos. A entrada do codificador é proporcional à corrente amostrada i_x - aplicada ao comparador.

Nº do Segmento	Seção	Limites de intervalo em Unidades Ponderadas	Tamanho do Intervalo em unidades ponderadas	Nº Unid. ponderadas de abcissa - que correspondem a um passo de quantização
1	A	0 - 1024	1024	64
2	B	1024 - 1536	512	32
3	C	1536 - 1792	256	16
4	D	1792 - 1920	128	8
5	E	1920 - 1984	64	4
6	F	1984 - 2016	32	2
7	G	2016 - 2032	16	1
7	H	2032 - 2048	16	1
7	I	2048 - 2064	16	1
7	J	2064 - 2080	16	1
8	K	2080 - 2112	32	2
9	L	2112 - 2176	64	4
10	M	2176 - 2304	128	8
11	N	2304 - 2560	256	16
12	O	2560 - 3072	512	32
13	P	3072 - 4096	1024	64

TABELA II.1

tro seções do meio, G, H, I, J, têm a mesma inclinação. Resulta então que o número de segmentos com inclinações diferentes é 13. Em cada ponto de quebra da característica, a inclinação muda por um fator de 2. Conforme se vê na Figura II.17, a quantização obtida é não linear porque um passo de quantização não corresponde sempre a intervalos iguais na abcissa. Por exemplo, nas seções G a J, um passo de quantização corresponde a uma unidade de abcissa enquanto que nas seções A e P um passo de quantização corresponde a 64 unidades de abcissa. A acuidade em torno da origem (seções G, H, I, J) corresponde a uma codificação linear de 12 dígitos; as seções F e K correspondem a uma codificação linear de 11 dígitos e assim por diante, até as seções A e P que correspondem a uma codificação linear de 6 dígitos.

A tabela II.1 mostra os pontos de quebra para as diversas seções, o tamanho dos intervalos na abcissa, e o número de unidades ponderadas de abcissa - que correspondem a um passo de quantização em função da seção.

A Figura II.18 mostra as curvas de relação sinal/ruído de quantização em função da potência relativa do sinal para $A = 87,6$, 150 e os códigos de 6, 7, e 8 dígitos (Scarabucci, 1974).

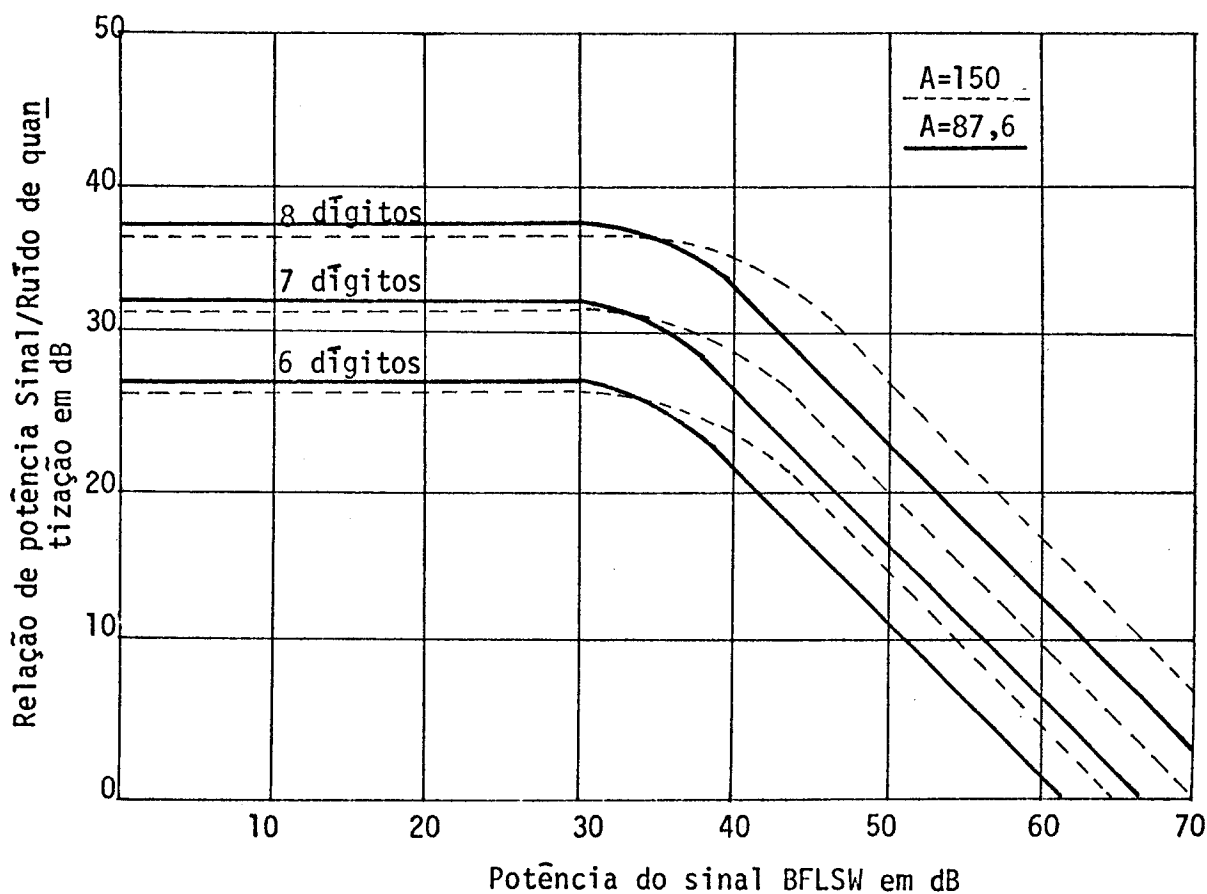


Figura II.18 - Desempenho do ruído de quantização para Lei A

Finalizando este capítulo, mostra-se à Figura II.19 a comparação dos desempenhos das leis de compressão $\mu = 100$ e $A = 87,6$ para códigos de 7 e 8 dígitos (Scarabucci, 1974). Observa-se que a lei de compressão μ apresenta um melhor desempenho para sinais acima de -20 dB e abaixo de -50 dB, enquanto que a lei de compressão A é superior na região compreendida entre -25 dB e -45 dB. Nesta última região é onde os sinais de voz ocorrem mais frequentemente.

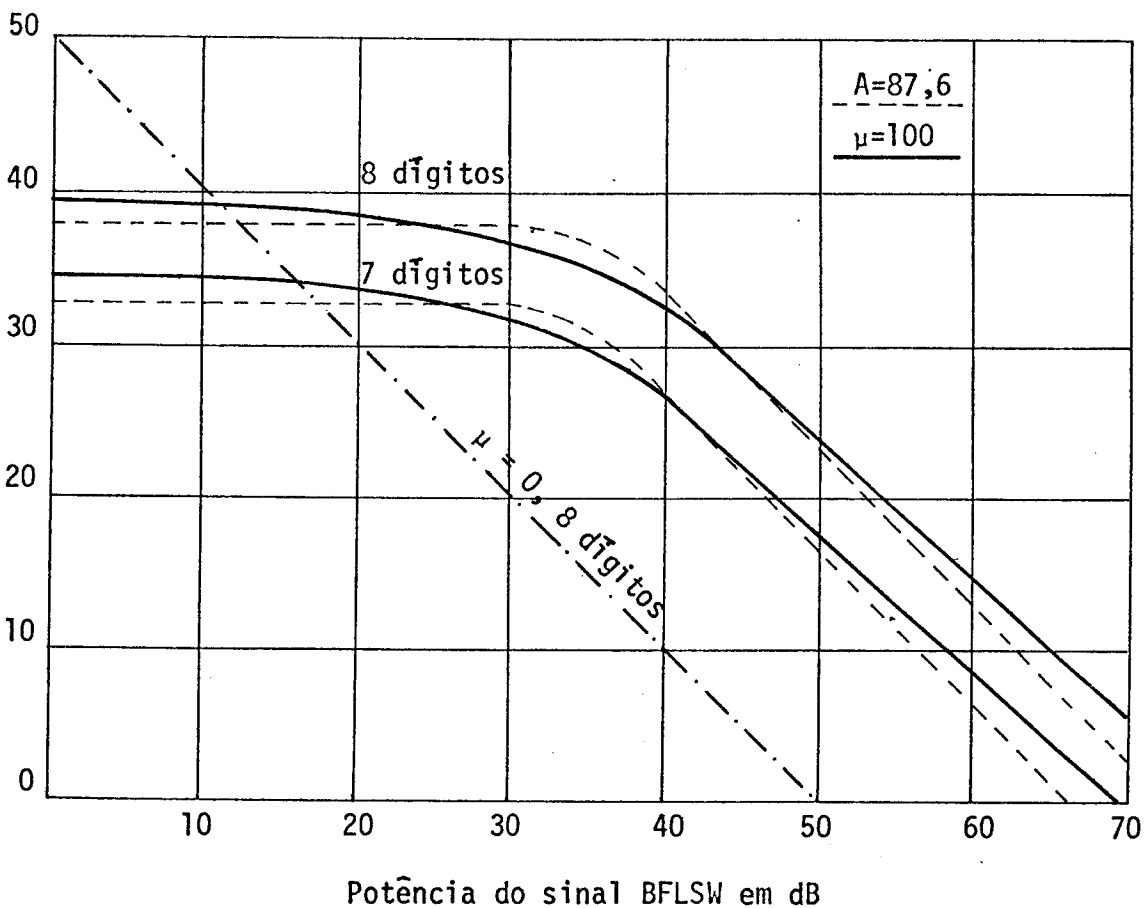


Figura II.19 - Comparação do desempenho do ruído de quantização para características de compressão logarítmica com $A = 87,6$ e $\mu = 100$.

- CAPÍTULO III -

CODIFICAÇÃO NÃO LINEAR

III.1 - Introdução

Baseados nas normas e características de compressão recomendadas pela C.C.I.T.T. existem atualmente em funcionamento dois processos principais de codificação não linear utilizados em sistemas MCP.

1. - Compressão logarítmica com $\mu = 100$, seguida de conversão A/D linear;
2. - Codificação não linear que inclui uma compressão logarítmica com $A = 87,6$ simulada por 13 segmentos.

O primeiro método foi adotado pela Bell Telephone nos Estados Unidos em 1962, e já existem atualmente mais de 2 milhões de canais MCP com este processo de codificação naquele país. O segundo processo surgiu no começo de 1968, - foi adotado pelos Europeus, Japoneses e também pelos Americanos, e é um processo cujo desempenho é superior ao primeiro método, pois o método posterior foi desenvolvido - utilizando dispositivos mais sofisticados e precisos em forma de circuitos integrados, ao passo que tal sofisticação e estado de arte no campo de semicondutores não existia em 1961.

Como já existem mais de 2 milhões de canais de MCP utilizando o primeiro processo instalado nos Estados Unidos, concluiu-se ser impraticável trocar o sistema existente por outros que usassem o segundo método. No entanto, os novos sistemas sendo instalados nos Estados Unidos já utilizam o segundo método que é compatível com o sistema anterior.

III.2 - Descrição geral dos dois sistemas

III.2.a - Codificação utilizando compressão logarítmica com $\mu = 100$, seguida de conversão A/D linear

O Sistema de codificação para MCP, deste gênero, adotado pela Bell Telephone, inicia o processo de codificação com sinais PAM, primeiramente comprimidos por um compressor feito por uma malha de diodos, para depois serem codificados por um conversor A/D linear de 7 bit. A Figura III.1 mostra o sistema MCP - cuja codificação utiliza compressão logarítmica com $\mu = 100$, seguida de conversão A/D linear (H. Mann, et al, 1962)

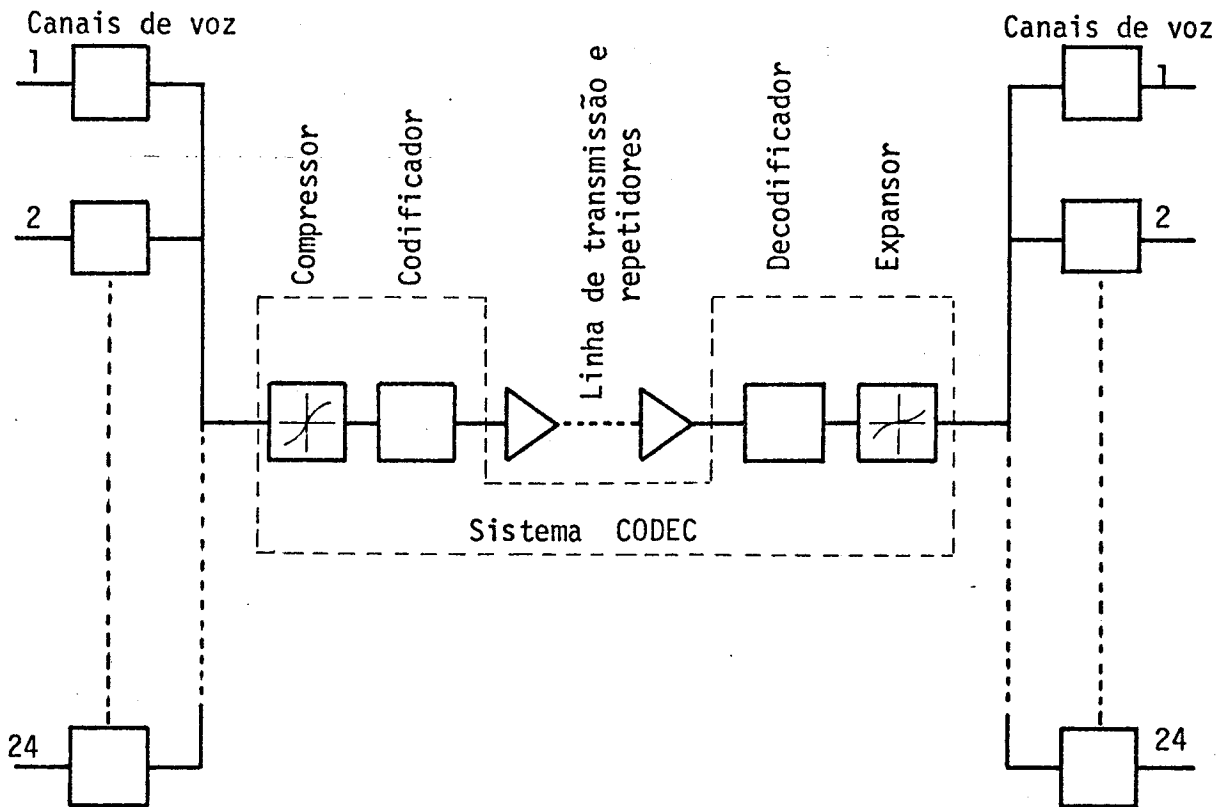
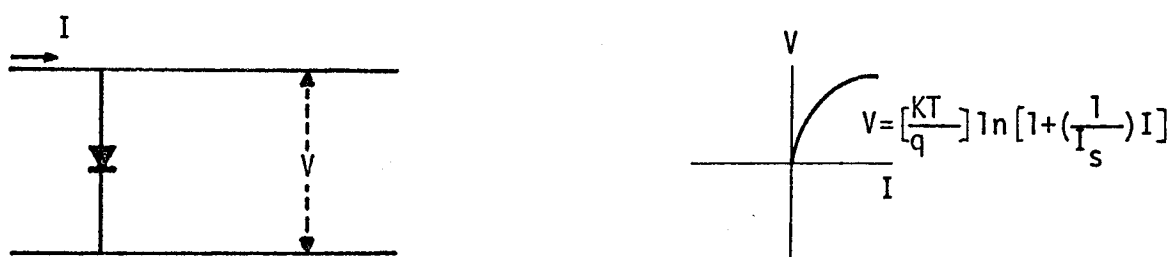


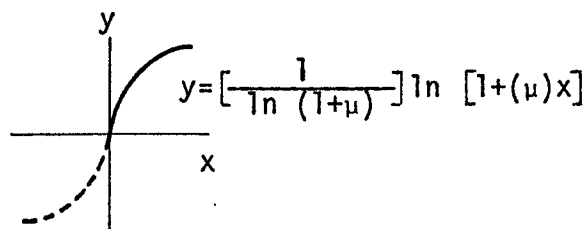
Figura III.1 - Sistema MCP da BELL TELEPHONE (Modelo D1)

O compressor, utilizando uma malha de diodos instalada dentro de um forno, foi projetado com a idéia básica de que, a característica desejada de expansão e compressão mencionada no capítulo anterior pode ser aproximada com a característica de tensão-corrente de um diodo semiconductor. A Figura III.2 mostra que um diodo é suficiente para fornecer a aproximação no primeiro quadrante da Figura II. 15. Podemos observar que, a expressão aproximada de tensão-corrente para uma junção semicondutora na Figura III.2 (a), tem a mesma forma da equação da curva teórica - desejada na Figura III.2 (b). Dois diodos, em paralelo, conforme são mostrados na

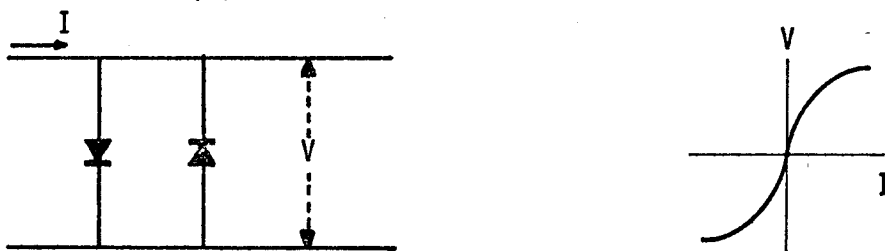
Figura III.2 (c), fornecem uma aproximação total desejada em ambos, primeiro e terceiro quadrantes. Em um dado quadrante, a característica composta é essencialmente a mesma, a de um diodo, exceto quando a corrente é baixa, onde a característica composta se torna mais linear. Mais especificamente, a tensão através do composto de diodos tende a ser uma função senoidal hiperbólica inversa de corrente, ao invés de uma função logarítmica. Embora, isto represente uma pequena derivação da característica nominalmente desejada, felizmente isto somente reduz a sensibilidade da malha a pequenas variações DC.



(a) Característica V-I de 1 diodo



(b) Característica desejada



(c) Característica composta de dois diodos

Figura III.2 - Aproximação da curva de compressão logarítmica por meio da característica V-I do diodo semiconductor.

Como as características de tensão-corrente dos diodos nunca são idênticas, mas variam de um exemplar para outro, torna-se necessário colocar potenciômetros em série e em paralelo com os diodos, e este circuito composto de diodos e potenciômetros deve ser mantido dentro de um forno de 120°C cuja temperatura deve ser controlada dentro de $\pm 0.1^\circ\text{C}$, a fim de que as características exponenciais dos diodos sejam mantidas conforme é mostrado na Figura III.3. O acoplamento inicial dos

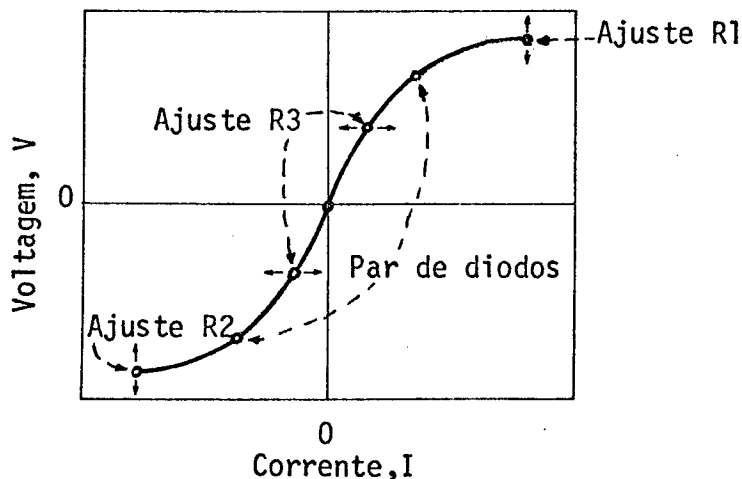
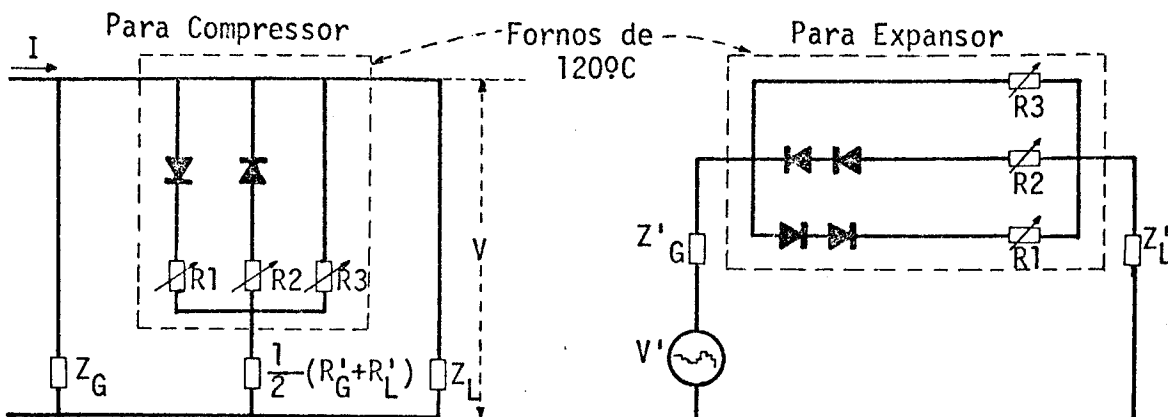


Figura III.3 - Compressor e Expansor

diodos com corrente média e mais o ajuste de R_1 , R_2 e R_3 (ou R_1' , R_2' , e R_3') pode fornecer uma aproximação bem precisa da curva desejada. A Figura III.4 mostra o desempenho do compressor. O conversor A/D linear que segue o compressor é do tipo por aproximação sucessiva e consiste de: (1) Circuito de Decisão ou Comparador, - (2) Circuitos Lógicos de Contrôlo, (3) Malha de Resistores e Chaves Analógicas, e (4) uma Fonte de Referência. A Figura III.5 mostra o conversor A/D utilizado pela Bell Telephone.

Inicia-se a operação de codificação com um pulso do relógio atuando no circuito do contrôlo lógico, geralmente constituído de um contador, ou um "Shift Register", seguido de um número de portas. O circuito do controle lógico envia então um sinal, primeiramente para a chave analógica do bit mais significativo. Com

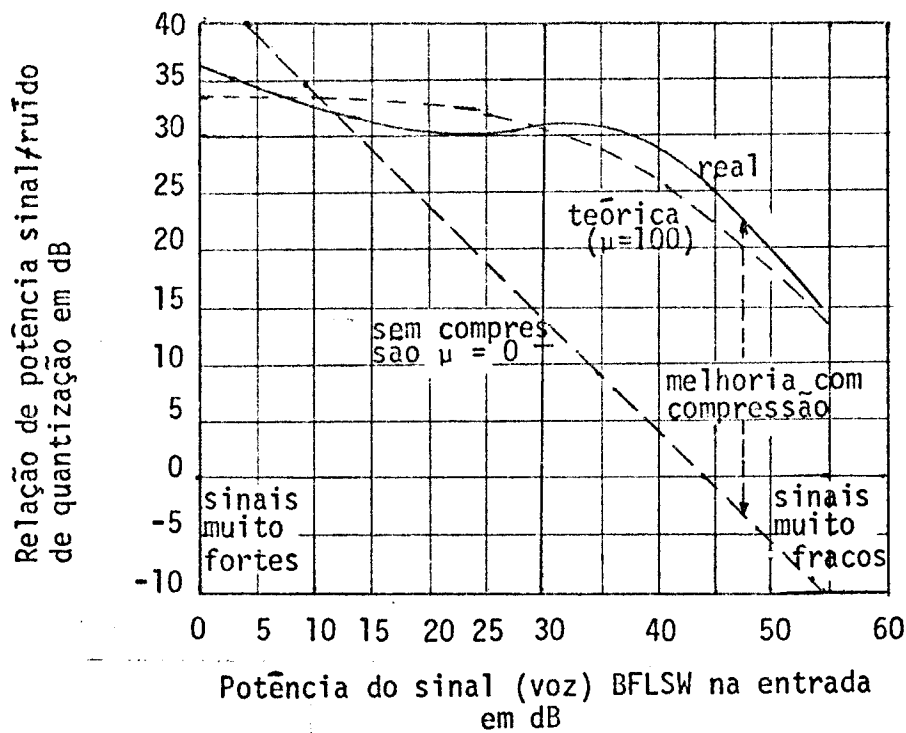


Figura III.4 - Desempenho do ruído de quantização da característica de compressão

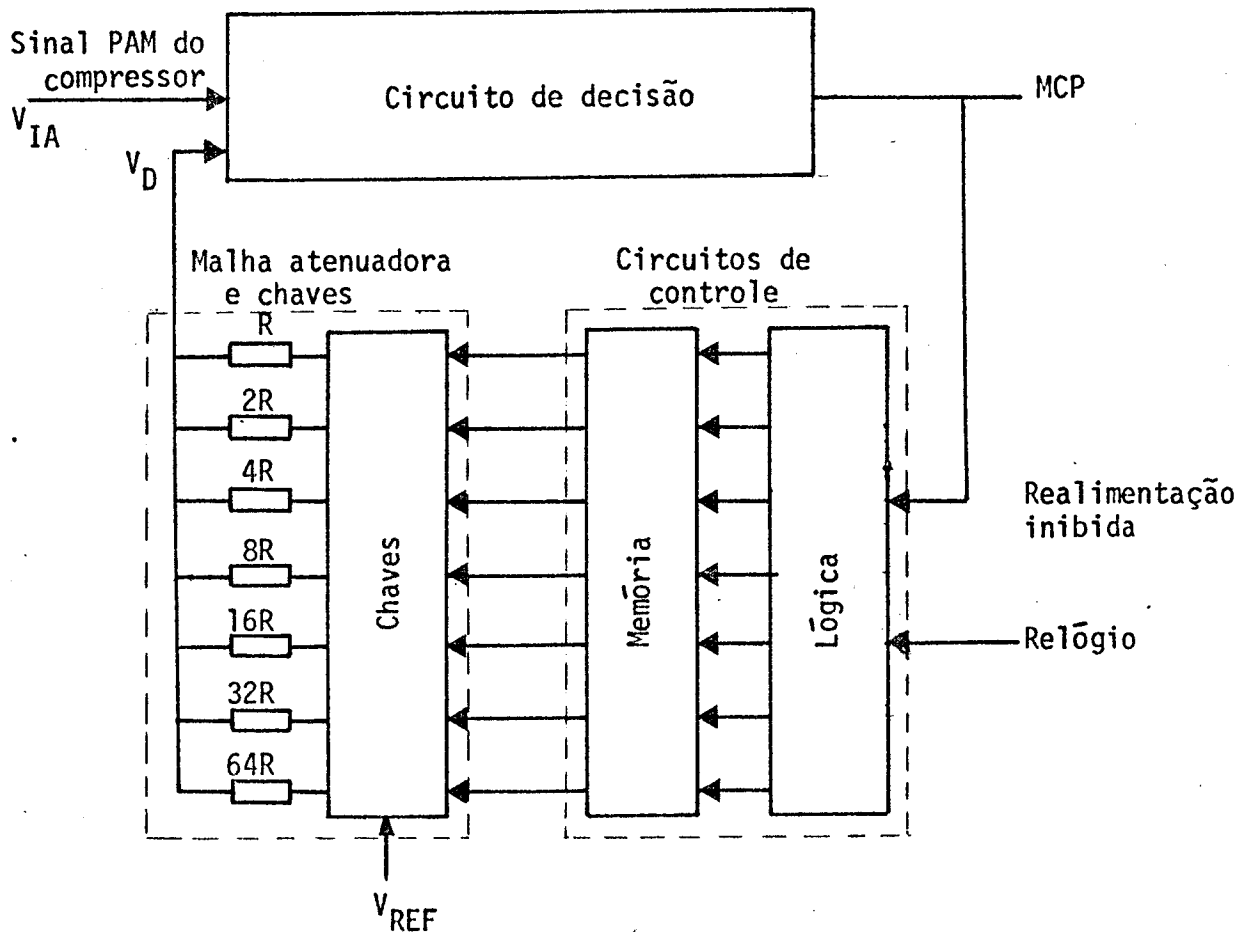


Figura III.5 - Codificador A/D sequencial

êste sinal a chave liga a fonte de referênciã para a malha de resistores, que por sua vez fornece uma voltagem V_D . Esta voltagem V_D é enviada para o comparador ou circuito de decisãõ onde a comparaçãõ entre a voltagem anãloga V_{IA} na entrada e V_D é feita.

Se V_{IA} for maior que V_D , um sinal é enviado do comparador para o - contrõle lãgico. Em seguida, o contrõle lãgico envia mais um sinal para a chave a nalãgica do prãximo bit mais significativo, deixando a chave do bit mais signifi- cativo na mesma posiçãõ. A chave analãgica do prãximo bit mais significativo, por sua vez, tambẽm liga a fonte de referênciã com a malha de resistores, resultando em um novo V_D , neste caso maior que o V_D anterior, que é, em seguida utilizado pa- ra comparaçãõ no comparador. Se V_{IA} continuar sendo maior que V_D , o processo se repete atẽ que V_D seja igual ou maior que V_{IA} . Se V_D for maior que V_{IA} , o compara- dor deixa de mandar um sinal para o contrõle lãgico, e isto faz com que o contrõ- le desligue a chave analãgica do bit mais significativo e ligue a chave analãgica do prãximo bit mais significativo, enviando um novo V_D , representando o valor e quivalente do prãximo bit mais significativo para a comparaçãõ.

Como foi mencionado anteriormente, o desempenho deste sistema é in- ferior ao do mẽtodo de codificaçãõ nãõ linear que inclui uma compressãõ logarĩtmĩ- ca com $A = 87,6$, simulada por 13 segmentos. Todavia, deve-se lembrar que este sis- tema entrou em funcionamento em 1962, quando nãõ se contava ainda com circuitos - integrados. Apesar de ser um sistema antiquado, pose-se destacar uma vantagem so- bre o sistema posterior, a sua simplicidade.

III.2.b Codificaçãõ nãõ linear que inclui uma compressãõ logarĩtmĩca com - A = 87,6, simulada por 13 segmentos

No inĩcio de 1968 a ITT e as principlas companhias Europẽias de Te- lecomunicações desenvolveram um novo sistema MCP baseado numa codificaçãõ nãõ li- near que inclui uma compressãõ logarĩtmĩca com $A = 87,6$ (ver Eq. 2-3, 2-4) simula- da por 13 segmentos. Êste mẽtodo de codificaçãõ foi mais tarde adotado como uma das normas recomendadas pela CEPT e C.C.I.T.T. (a definiçãõ da caracterĩstica A estã documentada no "White Book", vol. III, questãõ 2/D pãgina 8, da C.C.I.T.T.).

O princípio de um codificador não linear deste gênero está ilustrado na Figura III.6. O codificador não linear da Figura III.6 foi projetado pela Indústria de Telecomunicação Philips (Philips' Telecommunicatie Industrie B. V., 1972). Como este método de codificação foi desenvolvido em conjunto, como mencionado acima, os outros processos de codificação do mesmo gênero são bastante semelhantes. - Portanto, somente este codificador não linear será utilizado na análise funcional mais detalhada da a seguir.

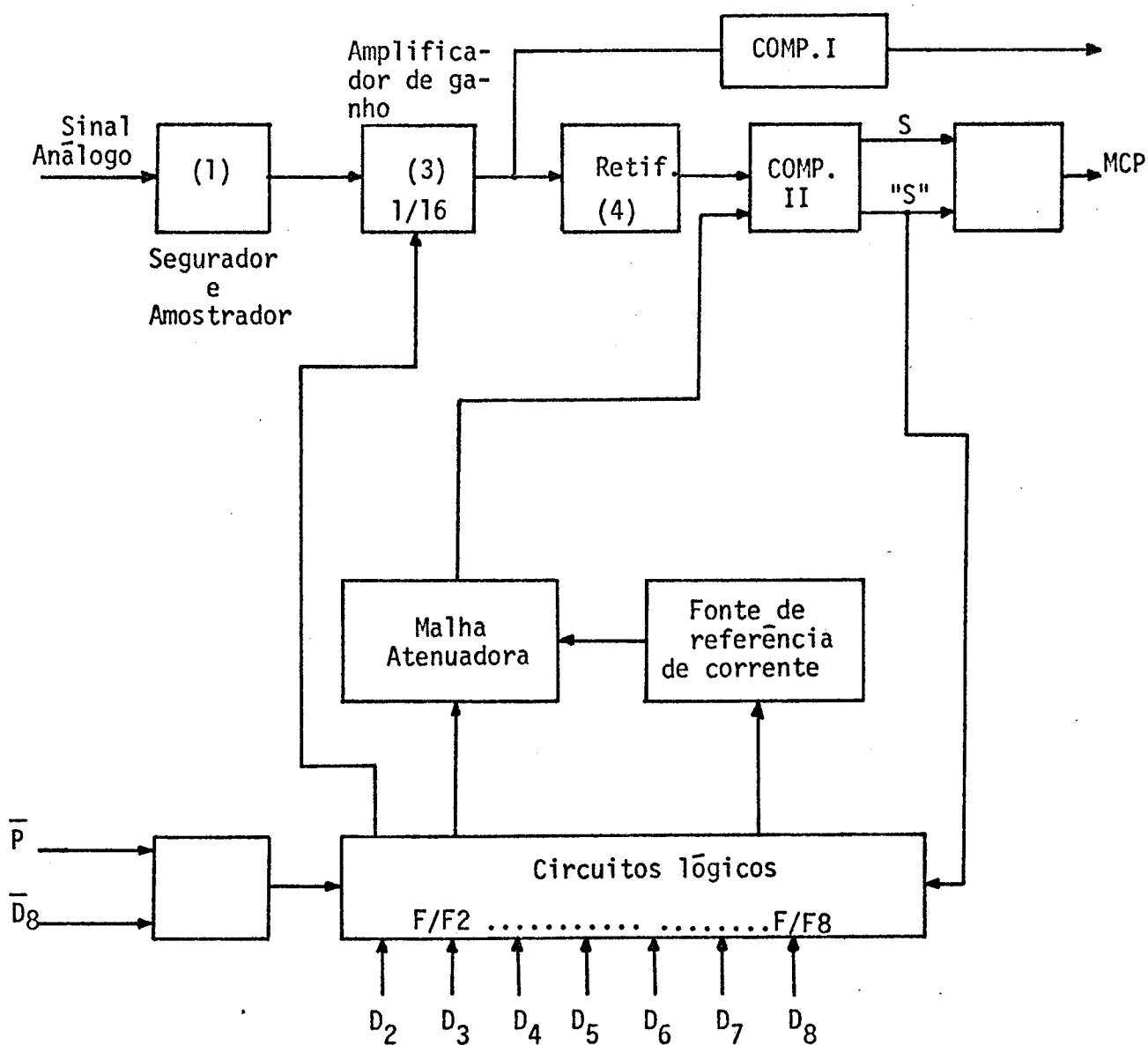


Figura III.6 - Codificador não linear PHILIPS

O codificador Philips é um codificador não linear de 8 bits. O primeiro bit representa a polaridade dos sinais amostrados. Os bits 2, 3, e 4 indicam a compressão sofrida pelos sinais amostrados. E os bits 5, 6, 7, e 8 representam a amplitude codificada de um dos 16 níveis possíveis dentro de cada segmento. Os elementos principais deste codificador são:

- Um amplificador (1) amostrador-segurador cuja função é manter o sinal PAM constante durante todo o período do processo de conversão;
- Um amplificador (3) tendo dois fatores de amplificação chaveáveis com taxa de 1:16;
- Um amplificador (4) retificador cuja função é retificar o sinal PAM amostrado bipolar para unipolar;
- Um comparador (I) de polaridade cuja função é estabelecer a polaridade do sinal PAM amostrado e codificar esta informação com "1" para PAM positivo e "0" para PAM negativo;
- Um comparador (II) de amplitude cuja função é comparar o sinal PAM amostrado e retificado com a combinação das fontes de referências e a malha atenuadora ativa a cada instante do relógio.
- Um número de circuitos lógicos controlados pelos pulsos D1, ..., D8 do relógio e pelo sinal "S" na saída do comparador II, para chavear as fontes de referências e atenuadores apropriados.

A compressão do sinal PAM amostrado, ocorre de acordo com uma aproximação segmentariamente linear da curva logarítmica ideal definida como a característica A da recomendação G711 da C.C.I.T.T. A curva de compressão é composta de 13 segmentos, sendo 7 em cada quadrante com o segmento central em comum. A inclinação do segmento central é 16, e a inclinação de cada segmento consecutivo diminui por um fator de 2.

A Figura III.7 mostra a parte positiva da curva de compressão. Esta curva consiste basicamente de duas partes: segmentos 1, 2 e 3 onde sinais na entrada são menores que 128E; e segmentos 4, 5, 6 e 7 onde sinais na entrada são maiores que 128E. Dentro de cada segmento uma subdivisão uniforme de 16 níveis foi adotada para codificação linear dos sinais PAM amostrados cujas amplitudes estão contidas em cada segmento.

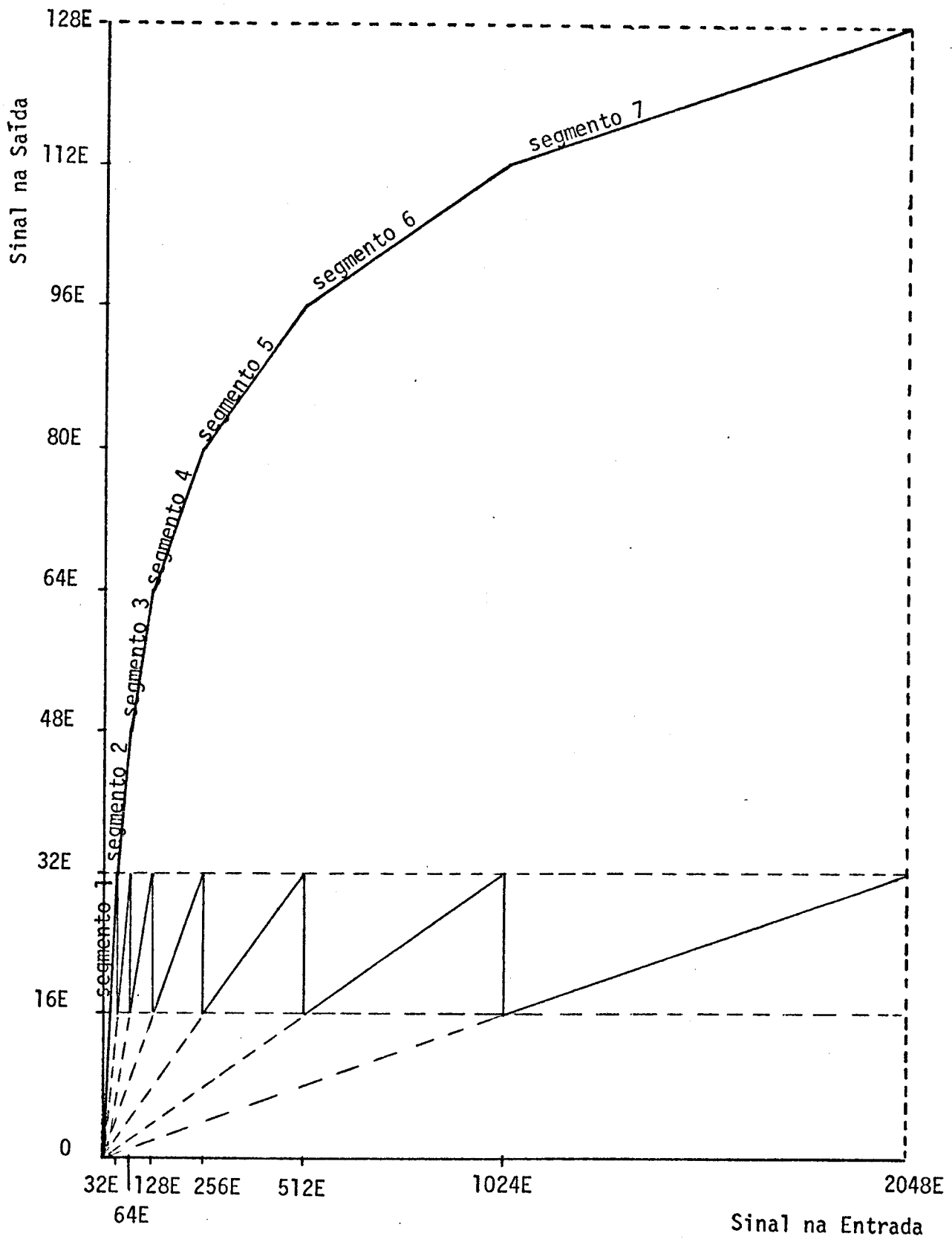


Figura III.7 - Curva de Compressão (Metade Positiva)

A conversão do sinal PAM amostrada para códigos MCP é feita primeiramente pela determinação da polaridade da amostra PAM no instante D4 do relógio com o comparador I, e comparação (por meio do comparador II) da amplitude do PAM amostrado a cada instante do relógio D2, ... , D8, através do amplificador chaveável, com as fontes de referência de corrente acopladas via a malha atenuadora. A saída do comparador II ("S") é decisiva a cada instante para a combinação da fonte de corrente e atenuador a ser acoplado. A cada instante D2, D3 e D4, o sinal amostrado PAM retificado e amplificado é comparado com uma fonte de corrente fixa (128E) via malha de atenuador por meio do comparador II (veja Figura III.8). A malha atenuadora é ajustada de acordo com a saída "S", a cada instante D2, D3, e D4 do relógio. Além disso, o fator de amplificação do amplificador chaveável (3) é determinado no instante D2 do relógio. A fonte de corrente de referência 128E é desligada para sinais PAM menores que 16E.

Desta maneira, o amplificador chaveável (3) e a malha de atenuação, conseguem seu ajuste apropriado depois do instante D4 do relógio, a fim de que o segmento da curva de compressão a ser utilizado seja estabelecido de acordo com a amplitude do sinal PAM amostrado.

Nos instantes D5, ... D8 do relógio, o sinal PAM amostrado é comparado, via o amplificador chaveável (3), através do comparador II, com uma corrente de referência fornecida pela combinação linear das fontes de corrente 64E, 32E, 16E, e 8E via malha de atenuação previamente ajustada. O valor da corrente de referência aplicado em cada instante D5, ... , D8 do relógio, é constantemente dependente da saída "S" do comparador II. Isto dará uma subdivisão linear em 16 partes no segmento da curva de compressão previamente determinada, e então, uma precisão mais definida da amplitude da amostra PAM pode ser conseguida.

Portanto, o sinal PAM amostrado na entrada, é codificado completamente para caracteres MCP consistindo de saída "S" do comparador II a cada instante D2, ..., D8 do relógio.

Para entender melhor, vejamos sequencialmente o que acontece com os sinais amostrados cujas amplitudes estão contidas dentro do segmento 4 (Ver as Figuras III.7 e III.8 simultaneamente).

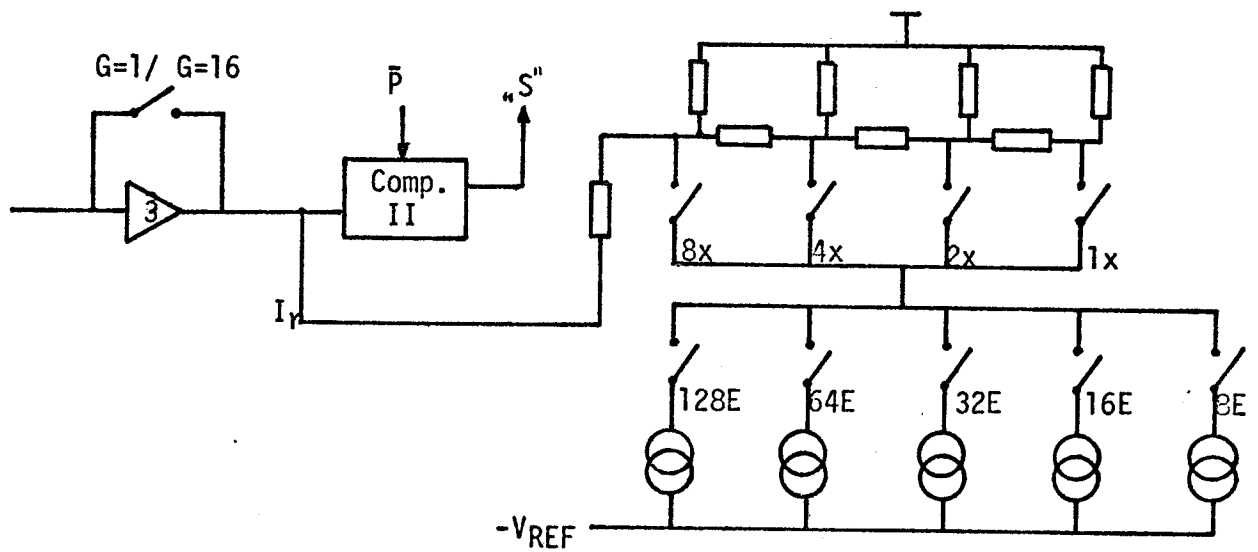
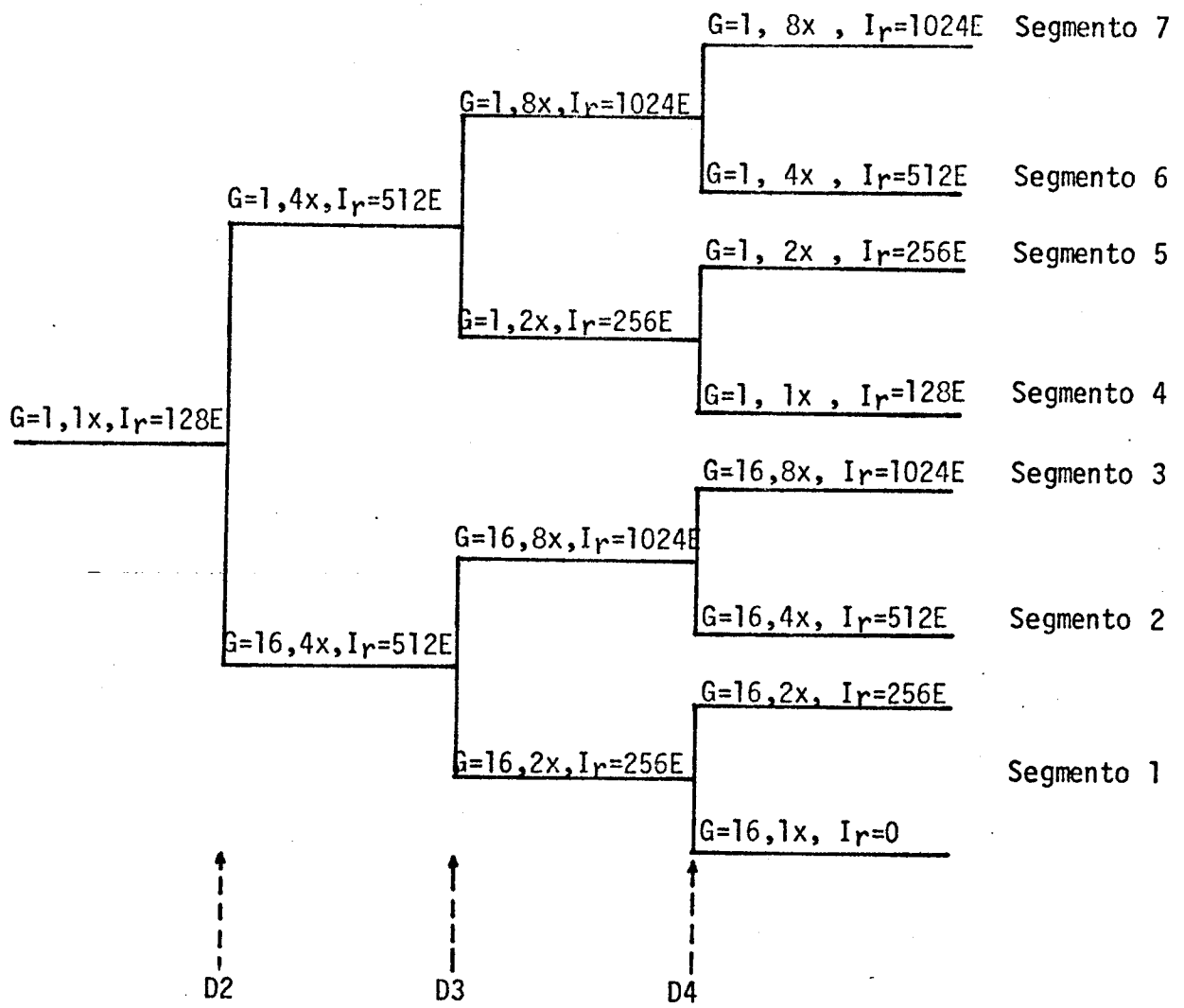


Figura III.8 - Processo de Compressão

Primeiramente, o sinal PAM amostrado e retificado passa por um amplificador com ganho inicialmente igual a 1, e em seguida é comparado no comparador - II com uma tensão de referência inicial no instante D2 do relógio. Esta tensão de referência inicial resulta da combinação da fonte de referência 128E e a Seção IX da malha atenuadora. Isto implica que o sinal PAM amostrado e retificado é comparado no comparador II com uma tensão de referência igual a 128E ou seja $V_r/16$ que corresponde ao nível 64E, exatamente a metade da amplitude total do sinal na saída. Se o sinal PAM amostrado e retificado for maior que o nível 128E, o amplificador de ganho chaveável (3) permanecerá com um ganho igual a 1. Se o sinal PAM for menor que o nível 128E, o amplificador de ganho mudará o ganho para 16.

Como os sinais amostrados contidos dentro do segmento 4 são maiores que 128E, o amplificador de ganho chaveável continuará com a taxa de ganho igual a 1. Então, uma nova comparação é feita no instante D3 do relógio. Desta vez, a tensão de referência utilizada na comparação é uma combinação da fonte de referência 128E com a Seção 4X da malha atenuadora. Esta combinação fornecerá uma nova referência, correspondente ao nível 512E ou $V_r/4$, que corresponde mais uma vez a metade entre os níveis 64E e 128E, ou seja, ao nível 96E do sinal na saída.

Se o sinal PAM amostrado e retificado continuar sendo maior que 512E, uma nova comparação é feita no instante D4 do relógio. A nova tensão de referência para a comparação será a combinação da fonte de referência 128E com a Seção 8X da malha atenuadora. Se este sinal for menor, que é o caso dos sinais amostrados contidos no segmento 4, a tensão de referência para esta nova comparação será a combinação da fonte de referência 128E com a Seção 2X da malha atenuadora. Esta nova combinação dará uma referência correspondente ao nível 256E ou $V_r/8$ que corresponde a metade entre os níveis 64E e 96E, ou seja 80E. Se o sinal for maior que 256E, podemos, então, concluir que o sinal está contido no segmento S, e uma codificação linear pode ser iniciada. Se o sinal amostrado e retificado for menor que 256E, o comparador II e a lógica associada desligarão a Seção 2X e ligarão a Seção 1X da malha atenuadora. Esta combinação fornecerá um novo nível correspondente a 128E, que é o limite inferior do segmento 4.

Uma vez determinado em que segmento os sinais amostrados estão contidos, a codificação linear é iniciada no momento D5 do relógio. O processo de codificação linear, que é do tipo aproximação sucessiva, inicia a conversão primeiramente comparando os sinais PAM amostrados contidos no segmento 4 no comparador II com a

combinação de fontes de referências 128E e 64E e a Seção de malha atenuadora com taxa pré-estabelecida de 1X. Esta combinação resulta num nível 192E, que é exatamente a metade entre os níveis 128E e 256E, limite inferior e superior do segmento 4.

Se o sinal PAM amostrado for maior que 192E, uma nova fonte de referência de valor 32E é adicionada a esta combinação e uma nova comparação é feita. E assim sucessivamente as fontes de referências 64E, 32E, 16E e 8E são adicionadas respectivamente até completar a codificação. Se o sinal PAM amostrado for menor que 192E, a fonte de referência 64E é removida da combinação, e uma nova combinação de 128E, 32E e Seção 1X da malha atenuadora é feita. O resultado desta combinação, que corresponde ao nível 160E ou seja a metade entre os níveis 128E e 192E, será a nova referência de comparação.

- CAPÍTULO IV -

CODEC NÃO LINEAR PROPOSTO

IV.1 - Introdução

Nêste capítulo discute-se o CODEC não linear (Codificador + Decodificador) que foi projetado para o Sistema MCP de 30 canais telefônicos em desenvolvimento pelo Departamento de Eletrônica & Comunicações para a TELEBRÁS. O projeto dos circuitos físicos que comporão o CODEC, bem como os testes correspondentes serão apresentados em um outro trabalho.

O CODEC é assíncrono e do tipo sucessivo. Isto é, a codificação vai sendo efetuada paulatinamente pelos circuitos e, um a um, os bits vão sendo armazenados para, no fim do ciclo, serem enviados a um registrador que opera sincronamente, comandado pelo relógio do sistema. O mesmo ocorre, mas no sentido inverso, no Decodificador.

Este sistema deve ser de baixo custo pois todos os seus estágios análogos operam a velocidades médias. O único estágio que requer velocidade maior - o alimentador do registrador de saída ou a leitura no decodificador - trabalha somente com sinal digital e a velocidade requerida está bem ao alcance do atual estado da arte.

Outra característica importante do CODEC projetado é que, por poder ser implementado com Ampliadores Operacionais fortemente realimentados, as suas qualidades deverão ser bem estáveis com o tempo.

Uma outra vantagem do CODEC exposto a seguir é que o número de ondas de sincronismo requerido pelo sistema é muito pequeno pois quase toda a codificação se desenvolve assincronamente.

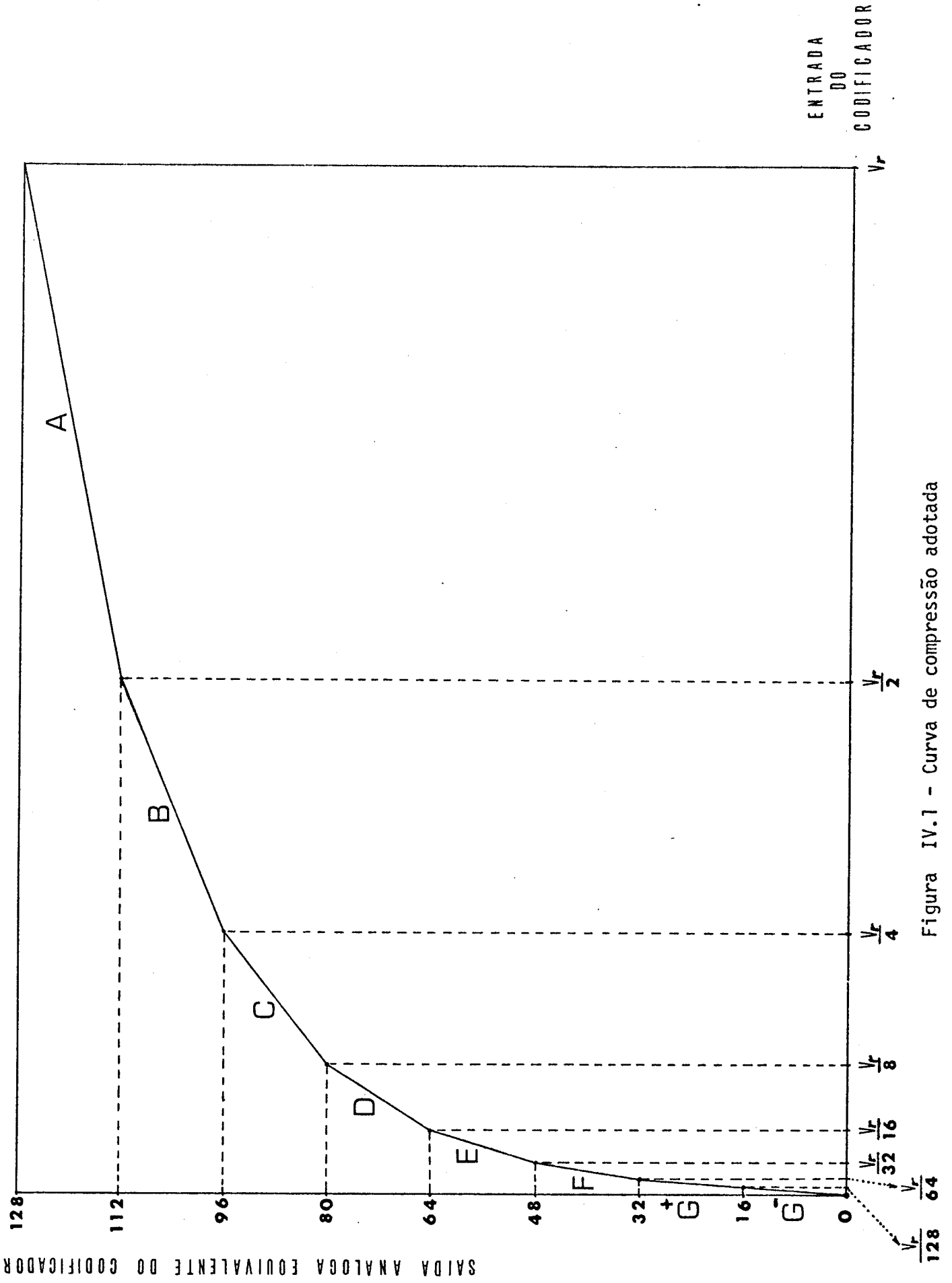


Figura IV.1 - Curva de compressão adotada

IV.2 - Princípio do funcionamento do CODEC

O codificador não linear proposto é um codificador de 8 bits. O primeiro bit indica a polaridade do sinal PAM amostrado, onde estado "1" representa o sinal positivo e o estado "0" representa o sinal negativo. Os bits dois, três, e quatro representam a compressão sofrida pelo sinal amostrado. E finalmente os últimos 4 bits representam a amplitude codificada do sinal amostrado por um codificador linear de 4 bits tipo "Aproximação Sucessiva". Como o primeiro bit é de polaridade, a característica de compressão é aproximada por 7 segmentos em vez de 13 segmentos. A figura IV.1 mostra a característica de compressão com 7 segmentos.

A idéia básica deste codificador é de através do uso de comparadores, amplificadores de ganho, e chaves analógicas, levar todos os sinais amostrados para o segmento A e, em seguida, codificar estes sinais linearmente com um codificador A/D de 4 bits que dividirá os segmentos em 16 níveis possíveis.

IV.3 - Análise sistemática do Codificador proposto

O codificador não linear de oito bits consiste de duas partes principais: 1) um compressor; 2) um codificador A/D linear de 4 bits. A figura IV.2 mostra o codificador proposto, cujo funcionamento é explicado a seguir.

Inicialmente, o sinal PAM é amostrado e segurado por um amplificador "Sample and Hold", que deve ser projetado de tal modo que o sinal amostrado seja mantido até o término da codificação com nível fixo. Em seguida o sinal amostrado será enviado para dois circuitos: um amplificador detetor de polaridade e um retificador. O amplificador detetor de polaridade tem a função de identificar com um estado "1" quando o sinal amostrado é positivo, e com um estado "0" quando o sinal é negativo. A saída lógica do amplificador detetor de polaridade é ligada à entrada 1 de um conversor paralelo para série de 8 entradas que funciona sequencialmente iniciando com a entrada 1. O circuito retificador tem a função de retificar todos os sinais amostrados produzindo na entrada de C1 um PAM unipolar.

Do retificador o sinal retificado amostrado é enviado a três -

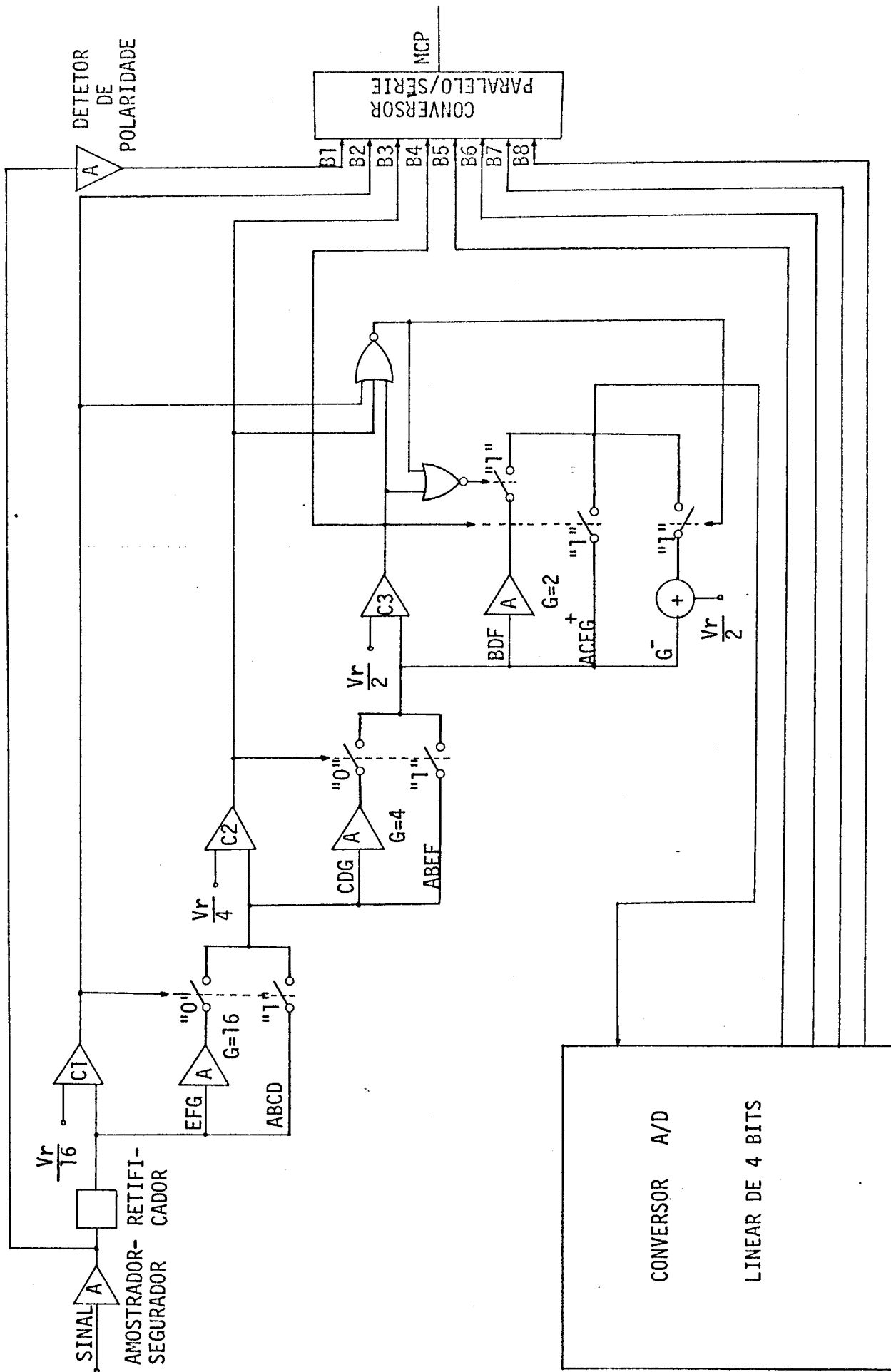


Figura IV.2 - Conversor A/D não linear de 8 bits proposto

circuitos: um comparador C1, um amplificador de ganho 16, e um amplificador de ganho unitário. O sinal amostrado é comparado com uma voltagem de referência de valor $V_r/16$. Se o sinal amostrado for maior que $V_r/16$, o comparador terá na saída um estado "1", e este nível lógico atuará uma chave analógica na saída do amplificador de ganho unitário. Em seguida o sinal é enviado ao comparador C2. Se o sinal amostrado for menor que $V_r/16$, o comparador C1 terá na saída um estado "0", que atuará outra chave analógica na saída do amplificador de ganho igual a 16. Em seguida, aqui também, o sinal com ganho é enviado ao comparador C2.

O segundo estágio do compressor que consiste também de um comparador C2, um amplificador de ganho 4, e um amplificador de ganho unitário, funciona da mesma maneira do estágio anterior. Exceto que aqui o sinal é comparado com uma voltagem de referência de valor $V_r/4$, e os amplificadores têm ganho 1 e 4 em vez de 1 e 16.

Do estágio 2 o sinal é enviado para o comparador C3, onde é comparado com uma voltagem de referência de valor $V_r/2$. Pode-se observar pela figura IV.2 que o terceiro estágio difere dos estágios anteriores. Esta diferença é devida ao segmento G da figura IV.1, que possui 32 níveis possíveis ao invés de 16. Identificaremos os primeiros 16 níveis do segmento G como G^- e os níveis de 17 a 32 como G^+ .

A comparação então é feita junto a C3. Se o sinal for maior que $V_r/2$, o comparador dará saída "1" e atuará a chave da saída do amplificador de ganho unitário e o sinal é enviado à entrada do codificador linear. Se o sinal for menor que $V_r/2$, o estado "0" na saída do comparador mais a lógica associada aos estágios 1 e 2 atuarão uma entre duas chaves, uma na saída de um amplificador de ganho igual a 2 e outra na saída de um amplificador somador que soma uma tensão de valor $V_r/2$ ao sinal.

Para melhor entendimento, pode-se analisar sequencialmente o que acontece com os sinais amostrados cujas amplitudes estão contidas dentro de cada um dos 7 segmentos. Analisando as figuras IV.1 e IV.2 simultaneamente, pode-se ver que a tensão de referência fixa com valor de $V_r/16$ no primeiro comparador C1 é, na realidade, exatamente o nível 64 que corresponde a metade da amplitude na saída do codificador. A tensão de referência fixa com valor de $V_r/4$ no segundo

comparador C2 corresponde ao nível 96. E finalmente, a tensão de valor $V_r/2$ no comparador C3 corresponde ao nível 112.

Os sinais que estão no segmento A não receberão ganho, como é mostrado na figura IV.2, pois os sinais são sempre maiores que as tensões de referências $V_r/16$, $V_r/4$, e $V_r/2$ que estão nos comparadores C1, C2 e C3 respectivamente.

Os sinais que estão no segmento B terão somente um ganho de 2, - pois quando estes sinais são comparados nos comparadores C1 e C2, cujas tensões de referências são $V_r/16$ e $V_r/4$ respectivamente, eles não serão atuados por ganhos diferentes da unidade. Na terceira comparação, que é feita em C3, os sinais do segmento B serão menores que $V_r/2$ e portanto receberão um ganho de dois para passarem ao segmento A.

Da mesma maneira, para que os sinais nos segmentos C, D, E, e F passem ao segmento A, eles terão de ter os ganhos 4, 8, 16 e 32 respectivamente. E, finalmente, os sinais no segmento G que estão entre 0 e 32 das unidades ponderadas da saída do codificador da figura IV.1, serão divididos em duas partes: de 0 a 16 (G^-) e de 17 a 32 (G^+). Para que os sinais do sub-segmento G^+ passem a ocupar o segmento A, eles necessitarão de um ganho de 64 vezes como é mostrado na figura IV.2. Para os sinais que estão no sub-segmento G^- , além de necessitarem um ganho de 64 vezes, é necessário adicionar uma tensão de valor $V_r/2$ a eles para que estes sinais ocupem o segmento A. Observe-se que, se ao invés de se somar $V_r/2$ aos sinais de G^- , fosse dado um ganho de 2, então o segmento simplesmente seria expandido de 0 a amplitude total. Adicionando-se uma tensão de $V_r/2$ depois de dar o ganho de 64, os sinais do sub-segmento G^- passarão ao segmento A.

Uma vez feita a compressão do sinal PAM amostrado e retificado, ele é enviado a um codificador linear de 4 bits. O codificador linear pode ser implementado de duas maneiras: sincronamente ou assincronamente. Como uma possível opção, será analisado em seguida um codificador linear de 4 bits tipo "Aproximação Sucessiva" (Síncrono), conforme mostrado na figura IV.3.

Geralmente um conversor A/D por "Aproximação Sucessiva" consiste de 4 elementos principais: circuitos de controle lógico, um comparador, uma malha

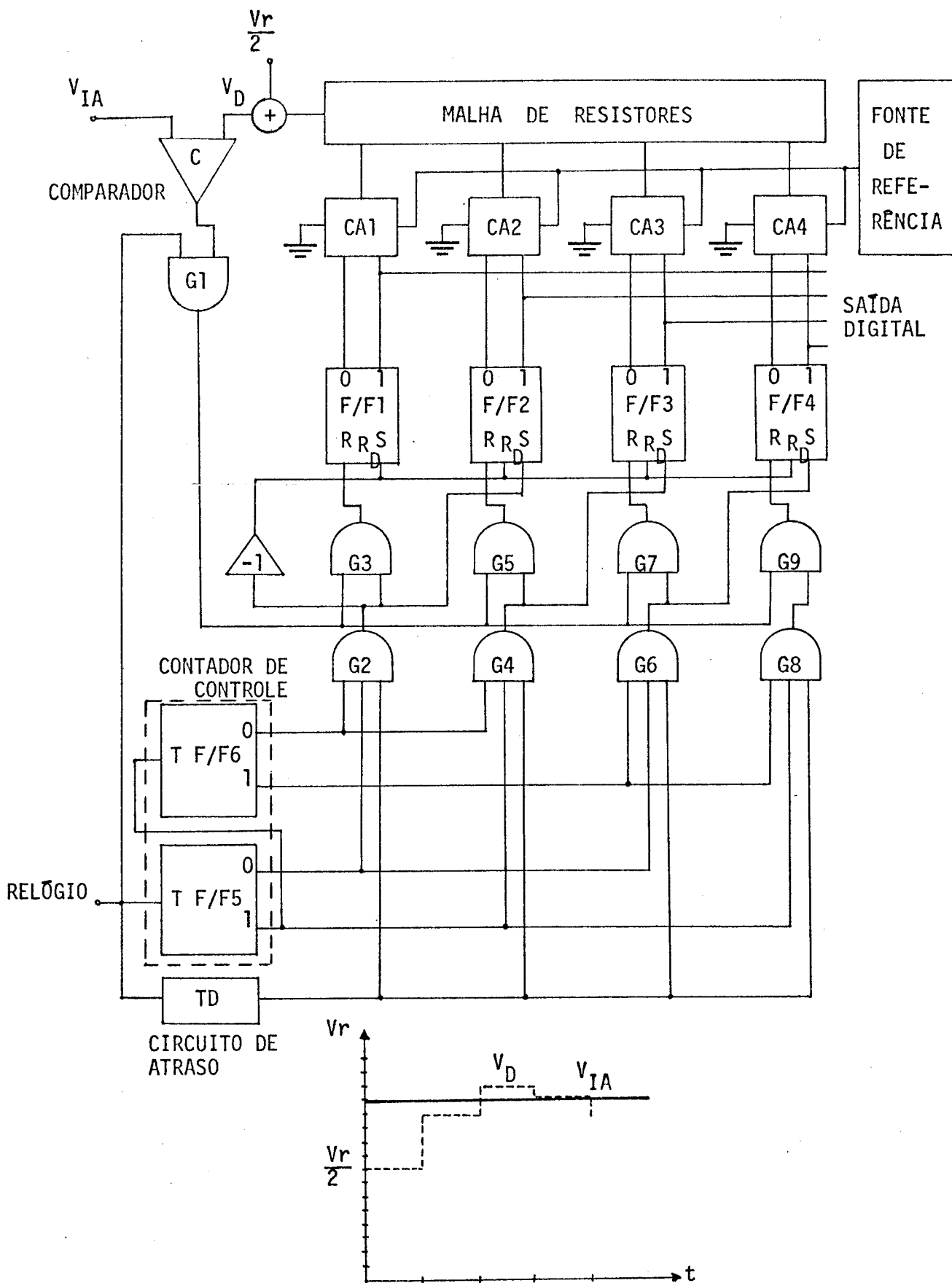


Figura IV.3 - Conversor A/D linear por aproximação sucessiva

atenuadora de resistores, um conjunto de chaves analógicas acoplado a uma fonte de referência.

Neste processo de conversão, inicia-se a operação com um pulso de relógio atuando num contador de 2 bits composto de dois Flip-Flops, para gerar os sinais de controle através dos seus 4 estados possíveis (F/F5, F/F6). Iniciando com 00 no contador, os Flip-Flops F/F2-4, que acionam o decodificador D/A, são iniciados com o estado "0". Isto resulta nas chaves analógicas (C.A.) 2-4 estarem chaveadas no zero volt de seus respectivos terminais do circuito decodificador. O F/F1 do bit mais significativo é colocado no estado "1" a fim de que a sua chave analógica (C.A.1) ligue uma tensão de referência, V_r , para a entrada do bit mais significativo (B.M.S.) da malha resistiva do decodificador. A saída da malha atenuadora é, então, o peso equivalente do B.M.S., isto é, $(8/16) V_r$. A saída da malha atenuadora V_D é então comparada com a voltagem análoga na entrada V_{IA} com um comparador. Este comparador analógico deverá ter uma impedância de entrada elevada, para que V_D não seja atenuada. O comparador gera um dígito "1" na sua saída se $V_{IA} < V_D$ e um dígito "0" se $V_{IA} > V_D$.

Como exemplo ilustrativo suponha-se que

$$V_r \left(\frac{4}{16}\right) < V_{IA} < \left(\frac{8}{16}\right) V_r$$

isto é, a voltagem análoga na entrada é menor que o peso equivalente análogo do B.M.S. mas maior que o peso equivalente do próximo bit mais significativo (P.B.M.S.). Portanto, quando F/F1 é colocado no estado "1", como foi mencionado anteriormente, o comparador terá na sua saída o nível "1". Quando o ciclo positivo do relógio ocorre, a porta 1 (G1) muda para o estado "1" (a saída do comparador e o pulso do relógio estão ambos no estado "1"). A porta 2 (G2) já está no estado "1"; portanto, a porta 3 (G3) muda para o estado "1". No fim do período positivo do sinal do relógio, as portas 1 (G1) e 2 (G2) retornam ao estado "0", fornecendo um sinal com derivada negativa para reacionar a entrada do Flip-Flop 1 (F/F1), recolocando-o no estado "0". Isto faz com que a chave analógica 1 (C.A.1) desligue a voltagem de referência e ligue a terra com o terminal do B.M.S. da malha atenuadora. Também, quando a porta 2 (G2) muda para o estado "0", o Flip-Flop 2 (F/F 2) é acionado e então a chave analógica 2 (C.A.2) liga a fonte de referência com a malha atenuadora, fornecendo uma nova voltagem $\left(\frac{4}{16}\right) V_r$. No mesmo instante, a porta 4 (G4) muda para o estado "1" -

(o contador está com estado "01"), e a porta 1 (G1) para o estado "0" (o sinal do relógio está no estado "0"). Desta vez o comparador tem na saída estado "0", pois $V_{IA} > (\frac{4}{16}) V_r$. Para esta condição a porta 5 (G5) permanece no estado "0"; não há transição do estado "1" para o estado "0" quando o contador próximo muda de estado. Portanto, o estado "1" permanece no Flip-Flop 2 (F/F2). Este processo se repete até que cada bit seja tentado em série ou sucessão. Depois que o quarto e o último bit é tentado, a palavra digital nos Flip-Flops (F/F 1-4) representa a voltagem análoga na entrada do codificador linear.

Para que este codificador linear tipo "Aproximação Sucessiva" - possa ser usado como parte do codificador não linear proposto seria necessário adicionar uma voltagem $(\frac{V_r}{2})$ à voltagem V_D na saída da malha atenuadora. Porque, como foi mencionado anteriormente, a voltagem V_{IA} quando sai da parte não linear do sistema já estará com valores entre $(\frac{V_r}{2})$ e V_r . Portanto, é necessário adicionar esta voltagem de $(\frac{V_r}{2})$ ao V_D , para que V_D também esteja entre $(\frac{V_r}{2})$ e V_r .

Finalmente, o bit de polaridade B1, os bits de compressão B2, - B3, B4, e os bits de codificação linear B5, B6, B7, e B8 são enviados para um conversor paralelo para série. Posteriormente, o conversor paralelo/série se descarrega, dando em sua saída os bits B1, B2, ..., B8 sequencialmente espaçados no tempo. A figura IV.4 mostra o diagrama de tempo do funcionamento do conversor paralelo/série.

IV.4 - Análise sistemática do decodificador proposto

O decodificador D/A não linear proposto foi projetado, baseando-se nas mesmas idéias utilizadas para o projeto do codificador. Portanto, o decodificador deve também consistir de 2 partes principais: 1) um expansor; 2) e um decodificador linear de 4 bits. A figura IV.5 mostra esquematicamente o decodificador não linear de 8 bits proposto.

O processo de decodificação inicia-se com a conversão do trem - de pulsos em série para paralelo por meio de um conversor série/paralelo de 8 bits. Em seguida os bits são enviados para uma memória de 8 bits, onde a informação é armazenada. E do circuito de memória os bits são enviados para partes apropriadas do

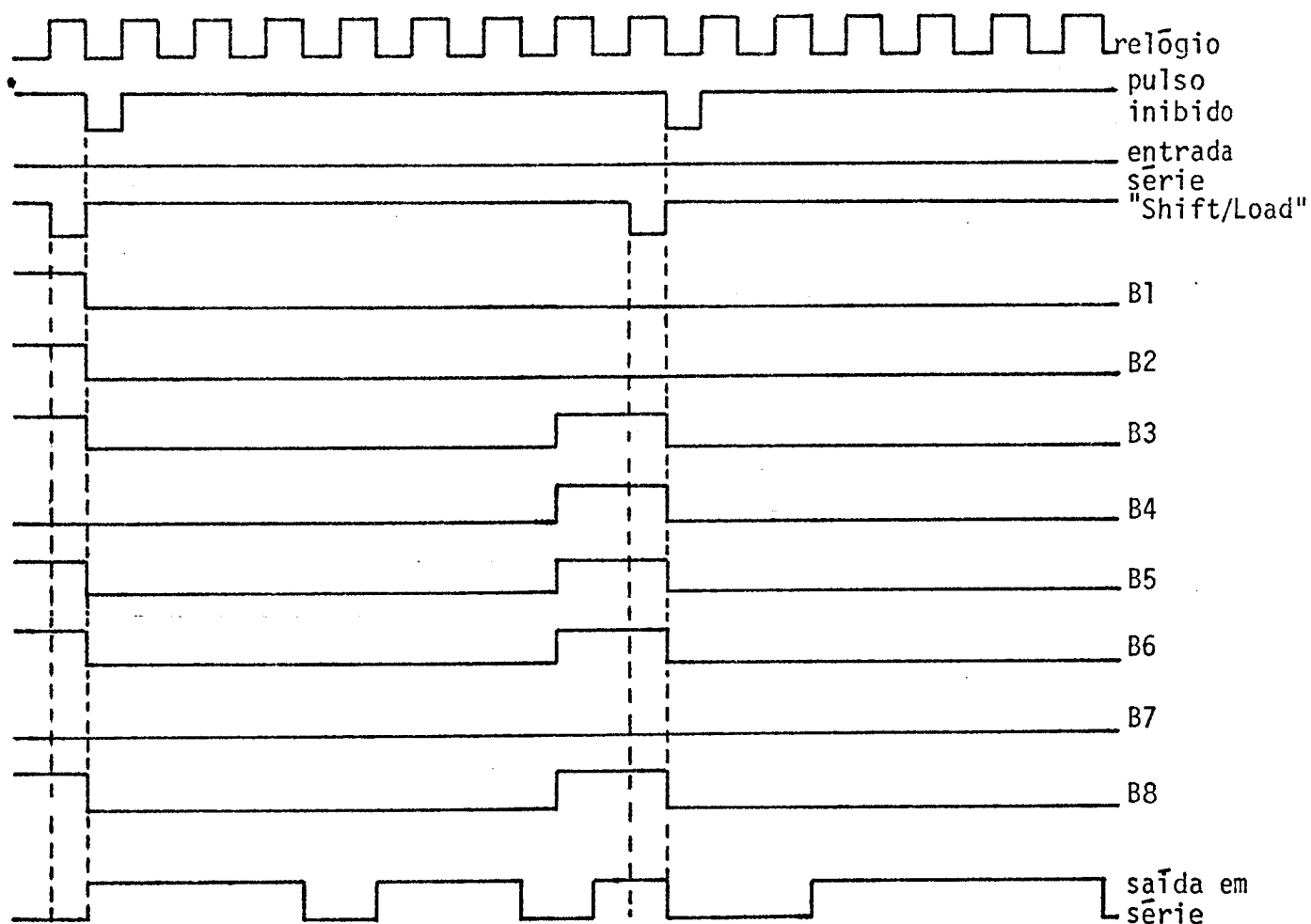


Figura IV.4 - Diagrama de Tempo do funcionamento do conversor paralelo/série

decodificador. O bit B1 é enviado para um circuito de polaridade cuja função é - atuar dois amplificadores de ganho de taxas iguais a +1 e -1 na saída do decodificador. Quando o bit B1 está no estado "0", o amplificador de ganho igual a -1 na saída do decodificador será atuado, e portanto, resultará na saída uma tensão analógica negativa. Se o bit B1 está no estado "1", o amplificador de ganho igual a +1 será atuado, que por sua vez, fornecerá uma tensão analógica positiva na saída do decodificador. Ao mesmo tempo os bits B2, B3, e B4 são enviados para um circuito lógico que controla as chaves analógicas da malha atenuadora e a chave analógica da fonte de corrente de taxa igual a 1, enquanto os bits B5, B6, B7, e B8 são enviados para as chaves analógicas das fontes de correntes de taxas iguais a $(\frac{1}{2})I_r$, $(\frac{1}{4})I_r$, $(\frac{1}{8})I_r$, e $(\frac{1}{16})I_r$ respectivamente. O diagrama de tempo do funcionamento do conversor série/paralelo e da memória está mostrado na figura IV.6.

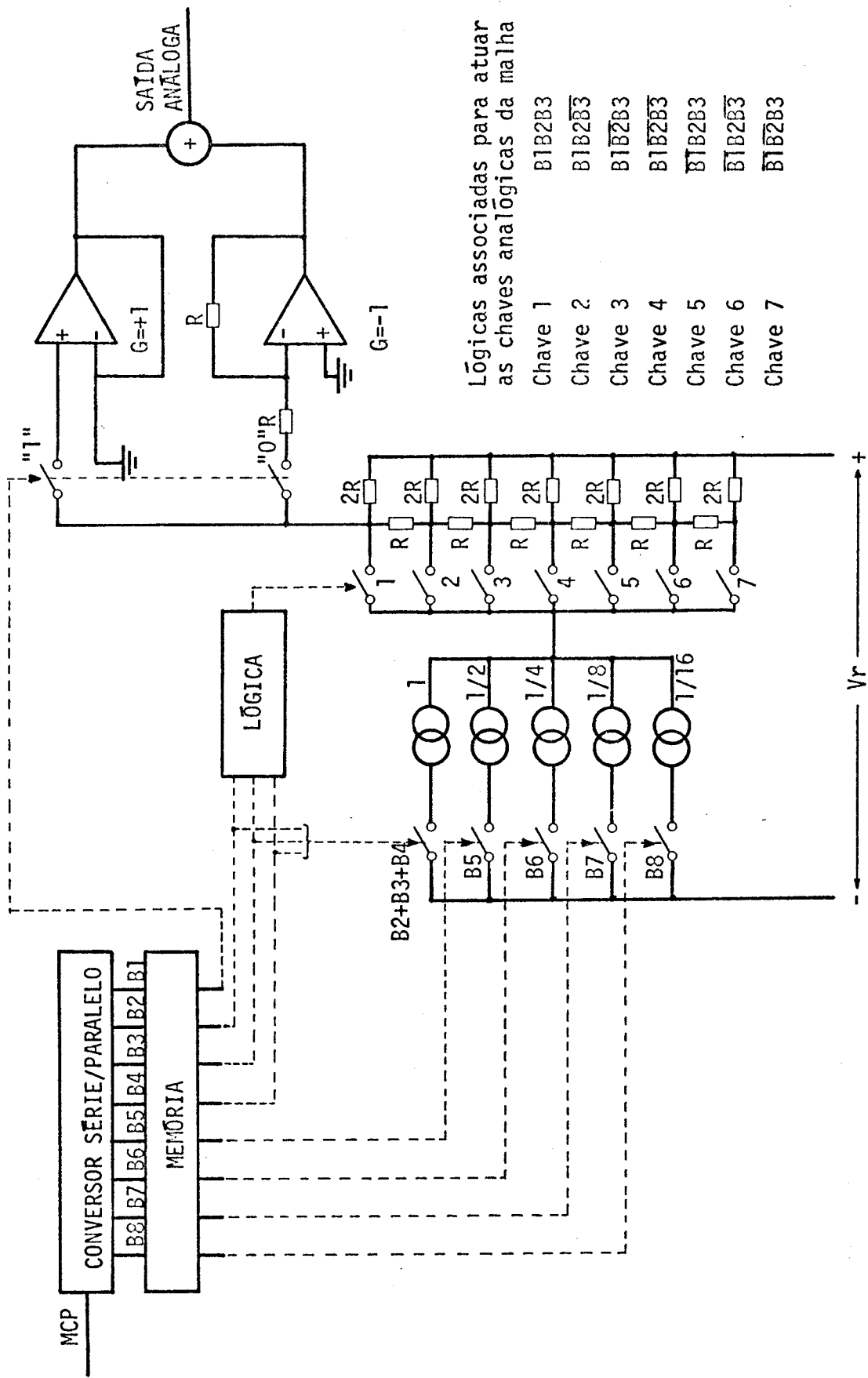


Figura IV.5 - Decodificador não linear de 8 bits proposto

A malha atenuadora composta de resistores de valores R e 2R, é utilizada como um expensor, onde dependendo da informação obtida dos bits B2, B3, e B4, o sinal \bar{e} é atenuado com uma taxa duas vezes ao do ganho no codificador. As fontes de corrente regulada, onde a decodificação linear de 16 níveis é feita, são controladas pelos bits B5, B6, B7 e B8, gerando uma corrente proporcional que é injetada, através do controle dos bits B2, B3, e B4, em partes diferentes da malha atenuadora terminando na saída da malha um valor análogo equivalente unipolar. Este sinal análogo equivalente é, então, convertido para negativo ou mantido em positivo na saída do decodificador, dependendo se o bit B1 está no estado "0" ou "1".

Analisando mais detalhadamente, suponha-se que os bits de informação B1, B2,, B8 estão nos estados "1", "1", "1", "0", "1", "1", "1", e "0" respectivamente. O bit B1 no estado "1" indica que, o sinal análogo que foi codificado no transmissor é positivo. Os bits B2, B3, e B4 que estão nos estados "1", "1", e "0" respectivamente, indicam que o sinal análogo codificado está no segmento B (ver figura IV.1), ou seja, ele sofreu um ganho de dois no codificador, e portanto deve ser atenuado por um fator de 4. Os bits B5, B6, B7, e B8 que estão nos estados "1", "1", "1", e "0" respectivamente indicam que o sinal análogo codificado está no nível 14 do segmento B. O processo de decodificação inicia-se, primeiramente, enviando estes bits de informação do circuito de memória para as chaves analógicas apropriadas no circuito decodificador. O bit B1, como está no estado "1", atuará a chave do amplificador de ganho 1 dando na saída do decodificador um sinal análogo equivalente de polaridade positiva. Os bits B2, B3, e B4, que estão nos estados "1", "1", e "0", atuarão duas chaves, uma chave na malha atenuadora dando um fator de atenuação igual a 4 e uma chave na fonte de corrente de taxa $(1)Ir$. Os bits B5, B6, e B7, que estão nos estados "1", "1", e "1", atuarão as chaves analógicas das fontes de corrente de taxas $(\frac{1}{2})Ir$, $(\frac{1}{4})Ir$, e $(\frac{1}{8})Ir$ respectivamente. O bit B8, que está no estado "0", não atuará a chave analógica da fonte de corrente de taxa $(\frac{1}{16})Ir$, portanto esta fonte não fará parte no processo de decodificação. O resultado do processo de decodificação pode ser representado pela seguinte equação

$$V_A = Vr [(B2+B3+B4) \times 1 + (B5) \times (\frac{1}{2}) + (B6) \times (\frac{1}{4}) + (B7) \times (\frac{1}{8}) + (B8) \times (\frac{1}{16})] \times$$

(Fator de Atenuação),

(Eq. IV.1)

onde

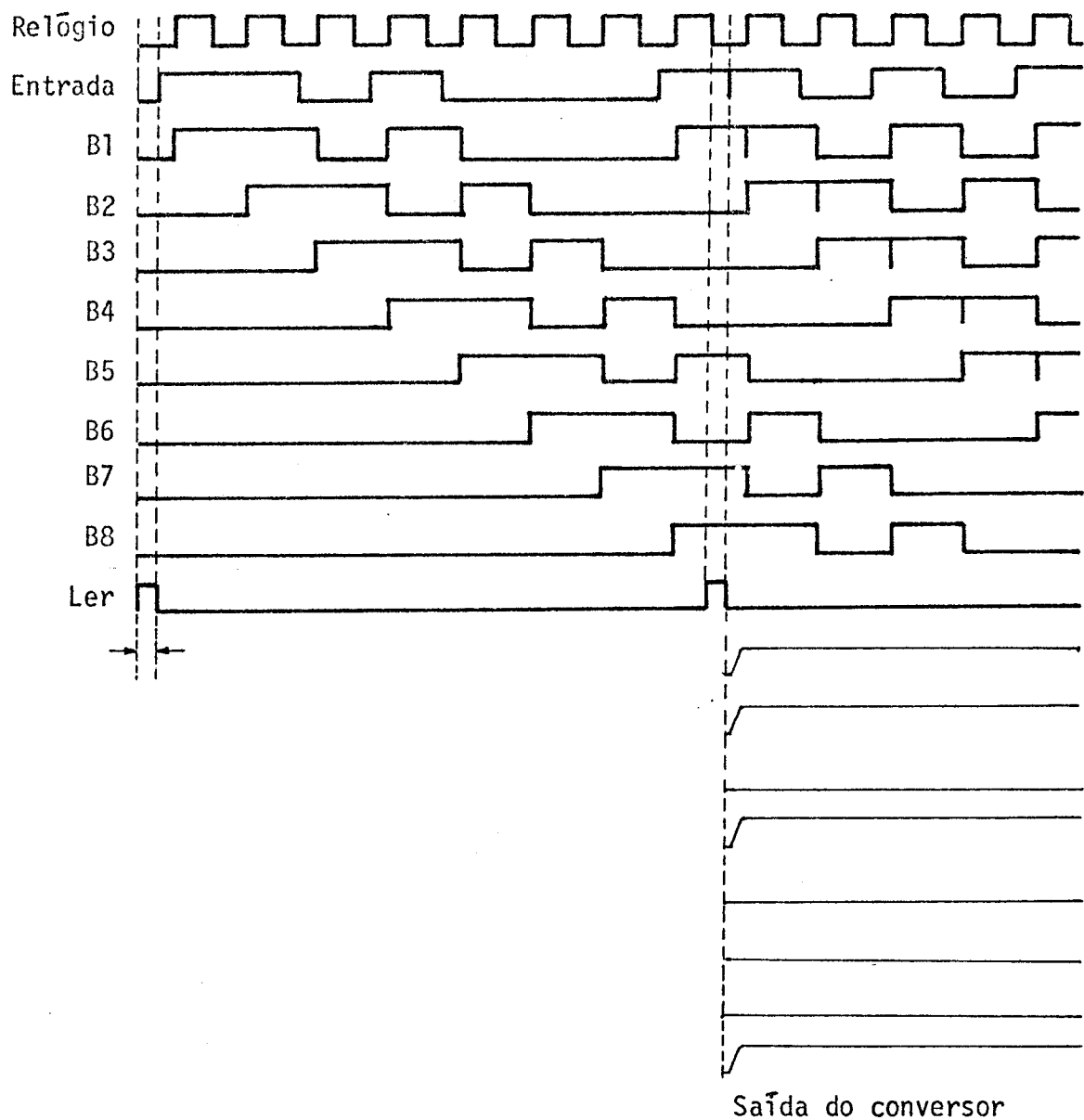


Figura IV.6 - Diagrama de tempo do funcionamento do conversor série/paralelo

V_r é a fonte de referência do decodificador

B_2, B_3, \dots, B_8 são os bits com dois estados, "1" ou "0". O estado "1" representa que a chave está ligada e o estado "0" a chave está aberta

A representação lógica do $(B_2 + B_3 + B_4)$ é "OR"

(Fator de Atenuação) é distribuído da seguinte maneira:

Segmento A ($B_2=1, B_3=1, B_4=1$)

(Fator de Atenuação) = 2

Segmento B(B2=1,B3=1,B4=0)	(Fator de Atenuação) = 4
Segmento C(B2=1,B3=0,B4=1)	(Fator de Atenuação) = 8
Segmento D(B2=1,B3=0,B4=0)	(Fator de Atenuação) = 16
Segmento E(B2=0,B3=1,B4=1)	(Fator de Atenuação) = 32
Segmento F(B2=0,B3=1,B4=0)	(Fator de Atenuação) = 64
Segmento G(B2=0,B3=0,B4=1)	(Fator de Atenuação) = 128

Portanto para os bits de informação nos estados "1", "1", "1", "0", "1", "1", "1", "0", a voltagem análoga equivalente na saída do decodificador, utilizando a equação IV.1, será

$$V_A = V_r \left[1 \times 1 + 1 \times \frac{1}{2} + 1 \times \frac{1}{4} + 1 \times \frac{1}{8} + 0 \times \frac{1}{16} \right] \times \left(\frac{1}{4} \right) \quad (\text{Eq. IV.2})$$

$$= \frac{1}{4} V_r \left(1 + \frac{14}{16} \right) \quad (\text{Eq. IV.3})$$

Baseando-se na equação IV.3 pode-se concluir que a amplitude do sinal análogo codificado no transmissor está no nível 14 do segmento B, que está contido entre $\frac{1}{4} V_r$ e $\frac{1}{2} V_r$ conforme é mostrado na figura IV.1.

IV.4 - Considerações finais

O CODEC descrito está sendo atualmente construído nos Laboratórios do Departamento de Eletrônica & Comunicações. Cálculos iniciais mostram que todo o Codificador será implementado com oito estágios semelhantes, constituídos de amplificadores operacionais, comparadores e diodos. Os estágios de saída serão implementados com Flip-Flops e um registrador (conversor paralelo/série) de oito bits.

O projeto físico do decodificador ainda não foi iniciado.

Considerações gerais a respeito dos componentes que deverão compor o CODEC são apresentadas no Apêndice A no fim deste trabalho.

CONCLUSÕES

Nêste trabalho mostrou-se que a transmissãõ de sinais de voz via MCP requer compressãõ do sinal durante a codificaçãõ, devido às características estatísticas do sinal de voz.

A característica de compressãõ dada pela "Lei A" foi aproximada por 13 segmentos lineares e sintetizada em um codificador nãõ linear de 8 bits.

O CODEC projetado ã assíncrono e do tipo sucessivo, como explicado no capítulo 4, o que resulta em uma sêrie de vantagens:

1. Baixo custo, pois todos os estãgios que operam com o sinal anãlogo trabalham a velocidades mēdias (da ordem de 3.9 μ seg);
2. Estabilidade temporal pois ã implementado com ampliadores operacionais fortemente realimentados;
3. Pequeno nũmero de ondas de sincronismo para controle, - pois quase tãda a codificaçãõ/decodificaçãõ se desenvolve assincronamente;
4. Facilidade de implementaçãõ atravēs de circuitos sucessivos semelhantes o que resultará em melhores características de estabilidade;
5. Devido ao item 4 acima, maior facilidade para implementaçãõ em forma de circuito integrado.

- APÊNDICE A -

IMPLEMENTAÇÕES FÍSICAS

A.1 - Introdução

A precisão de um sistema de conversão A/D ou D/A é uma função dos erros de cada elemento do sistema. Os elementos do equipamento de conversão diferem de acordo com o tipo do sistema. Tipicamente, estes elementos são: Chaves - analógicas, comparadores, tensão de referência, e malha de resistores. Além dos erros causados pelas imperfeições dos elementos do equipamento, há também o erro de quantização devido a resolução finita de uma palavra digital. Este erro é uma função inversa do número de bits em uma palavra digital. Seu valor mínimo é zero e o corre quando o equivalente análogo da palavra digital é exatamente igual à entrada análoga depois da conversão A/D ou, no caso de decodificação D/A, é exatamente igual ao valor análogo requerido na saída. O erro máximo de quantização ocorre quando o valor real do sinal análogo a ser codificado ou decodificado está exatamente na metade entre uma palavra digital e a próxima. O erro de quantização não é considerado como uma parte do erro do sistema de conversão D/A, porque o decodificador D/A pode somente converter a resolução da palavra digital na entrada. Todavia, o erro de quantização está presente e deve ser levado em consideração na análise do erro to tal do sistema. Serão analisados a seguir os erros que podem ocorrer em um sistema - CODEC e alguns parâmetros dos circuitos utilizados.

A.2 - Análise de erro do sistema CODEC

O primeiro e o mais importante passo em um projeto de um sistema de conversão é a divisão do erro total permitido entre os vários elementos do equipamento, incluindo em alguns casos, o erro de quantização. Este tipo de análise é chamado Distribuição do Erro. A consideração principal para determinar a proporção do erro total a ser distribuído para cada elemento é relativamente simples pois as tolerâncias dos elementos podem ser pré-designadas. A complexidade do circuito, o custo, a potência, etc., são características importantes sacrificadas quando é de

terminado o valor total de erro distribuído a cada elemento. O princípio fundamental para tal distribuição é inicialmente designar a cada elemento uma precisão que pode ser conseguida com técnicas de circuitos simples, utilizando componentes eletrônicos disponíveis ou microcircuitos.

Como um exemplo deste princípio fundamental, considere-se um sistema de conversão D/A de 8 bit com a precisão total requerida de $\pm 1\%$, incluindo o erro transiente mas excluindo o erro de quantização. Suponha que a resposta transiente requerida é de $5 \mu\text{s}$; isto é, a saída análoga é mantida a $\pm 1\%$ do valor real para cada palavra digital específica dentro de $5 \mu\text{s}$ depois de ter enviada esta palavra digital no decodificador D/A. Também suponha que uma fonte de tensão de baixa impedância é necessária na saída análoga, necessitando o uso de um amplificador operacional de saída. Neste sistema, os vários elementos contribuintes de erro são o decodificador D/A, a fonte de referência, e o amplificador operacional. Os erros em cada um destes elementos são ou devido aos erros DC de longo termo ou devido aos erros transientes. Decodificadores D/A com resposta transiente de 1 ou $2 \mu\text{s}$ e precisão DC de $\pm 0.1\%$ podem ser facilmente projetados e produzidos com o "Know-How" existente. Isto também é verdade para as fontes de referências. No entanto, o projeto de um amplificador acoplado-diretamente com a resposta transiente de 1 ou $2 \mu\text{s}$ e precisão de $\pm 0.1\%$ é mais difícil. Portanto, seria apropriado distribuir erros de aproximadamente $\pm 0.1\%$ para o decodificador D/A e a fonte de referência. O restante erro seria distribuído para o amplificador.

Como qualquer exemplo, esta análise não é 100% confiável, pois pode ser que este tipo de amplificador com este tempo de resposta e uma precisão de 0.1% já exista no mercado. Neste caso, a tolerância fixada no decodificador D/A e fonte de referência poderia ser menos rigorosa. Em geral, generalizações nesta área são difíceis por causa das variações no requerimento dos sistemas. É geralmente verdade, todavia, que a distribuição dos erros deve ser tal que o projeto e implementação de cada elemento no sistema seja de igual complexidade.

Ao longo do projeto, a distribuição do erro deve ser continuamente re-examinada e modificada para refletir conhecimento ampliado dos erros reais dos elementos do sistema. Análise detalhada separando cada termo de erro de cada elemento deve ser feita para determinar erros reais dos elementos e circuitos. Os resultados destas análises devem ser utilizados para atualizar a distribuição do erro entre os elementos num sistema. A razão para esta atualização con-

- CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO μ A 710 -

$T = 25^{\circ}\text{C}$, $+V = 12,0\text{ V}$, $-V = 6,0\text{ V}$, a menos que haja outra especificação

P A R Â M E T R O	CONDIÇÃO	MIN.	TIP.	MAX.	UNIDADES
Voltagem de "offset" na entrada	$V_0 = + 1,4\text{ V}$ $V_0 = + 1,4\text{ V}$	750	25	75	μA
Corrente de "offset" na entrada					
Corrente de polarização na entrada	$R_S \leq 200\ \Omega$	750	25	75	μA
Ganho de voltagem					
Impedância de saída	$-V = - 7,0\text{ v}$	$\pm 5,0$	200	40	Ω
Tempo de resposta					
Intervalo da voltagem de entrada	Diferença VIA $\geq 15\text{ mV}$, $0 \leq I_0 \leq 0,5\text{ mA}$	$\pm 5,0$	+ 3,2	+ 4,0	v
Intervalo diferencial da voltagem					
Nível positivo de saída	Diferença VIA $\geq 15\text{ mV}$, $-1,6\text{mA} \leq I_0 \leq 0$	+ 2,5	- 0,5	0	v
Nível negativo de saída					
Consumo de potência			110		mW

R. J. Widlar, " A fast integrated circuit comparator and five ways to use it", Electronic Design News, May 1965

tínua na distribuição de erro é porque quando análises são feitas no equipamento projetado, sempre surgirão erros que inicialmente não eram previstos. Portanto, a distribuição de erro deve ser flexível ao longo do projeto. Mas é necessário controlar cuidadosamente a distribuição para que o erro total permitido do sistema não seja excedido.

A.3 - Análise de alguns parâmetros dos circuitos do CODEC

A.3.a - Comparador análogo

Antes de projetar um comparador é importante levar em consideração as características e condições de operação do circuito. As caracterís-ticas principais são: precisão total; sensibilidade (resolução); erro inicial de "offset"; coeficiente de temperatura; faixa de tensão na entrada; "common-mode - rejection" na entrada; corrente na entrada; impedância na entrada; histerese na detecção; tempo de resposta no transitório, etc.

Depois de estabelecer a precisão necessária, o projeto de um comparador de tensão análoga pode ser implementado por diversos métodos, de-pendendo da especificação. Os tipos mais comuns de comparadores são: comparado-res diferenciais de transistores Bipolares, comparadores de FET, comparadores de diodo tunel, e comparadores de circuito integrado, etc. Devido ao seu baixo custo, atualmente são mais utilizados os comparadores de circuito integrado como o mo-delo $\mu A - 710$ da Fairchild Semiconductor. A Tabela A.1 mostra a característielétrica do comparador $\mu A - 710$ (Hoeschele, 1968).

A.3.b - Chave analógica

O circuito equivalente geral de uma chave analógica, mostrado na Figura A.1, mostra as propriedades da chave que podem causar erros que são adicionados ou subtraídos da tensão análoga chaveada. Chaves eletromecânicas são as mais precisas, sem praticamente tensão de offset, "VOF", e a resistência da chave no estado "ON", R_{on} medida em termos de miliohms, e uma resistência no esta-do "OFF", R_{off} de centenas ou mais de megohms. A capacitância que existe através -

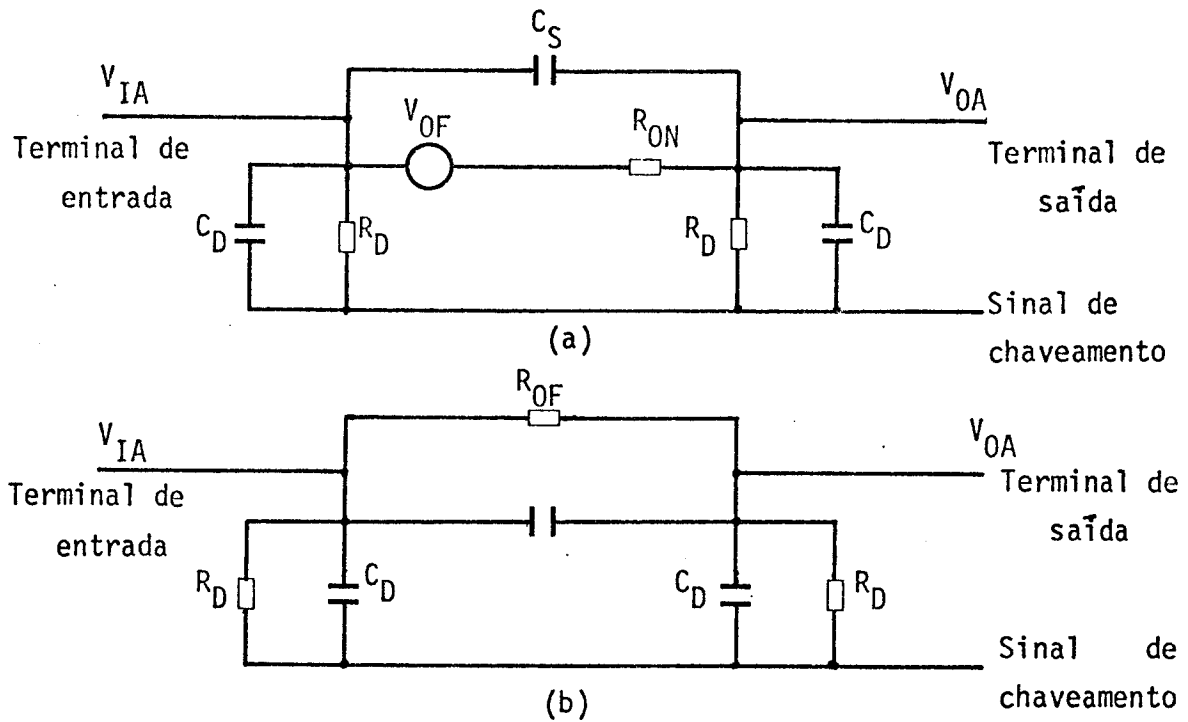


Figura A.1 - Circuito equivalente geral

- (a) Chave analógica no estado "on". V_{OF} é a voltagem de "offset", usualmente devido a energia do sinal de chaveamento. Parte - desta energia é transiente, devido a um acoplamento capacitivo.
- (b) Chave analógica no estado "off". C_D , a capacitância equivalente entre o terminal da chave e a fonte do sinal de chaveamento, é adicionado a capacitância equivalente de transiente da chave. R_D , a resistância equivalente entre o terminal da chave e a fonte do sinal de chaveamento, deve ser muito alta, para se obter uma boa precisão em chave analógica. V_{IA} é a voltagem análoga de entrada; V_{OA} é a voltagem análoga de saída.

dos terminais da chave ou da fonte de alimentação "ON" ou "OFF" tem um efeito transiente na voltagem analógica chaveada cada vez que a chave muda de estado. Chaves analógicas eletrônicas tais como diodos e transistores não podem desempenhar a função de chaveamento tão precisamente quanto as chaves eletromecânicas mas as chaves eletrônicas podem ser projetadas com a precisão necessária na maioria dos sistemas. Devido a sua velocidade de chaveamento mais rápida, tempo de vida longa e menor tamanho, elas são mais práticas para aplicações no sistema MCP. As chaves podem ser implementadas de várias maneiras. Podemos implementar uma chave analógica com um simples circuito a diodo, ou com circuitos a transistor, (ou utilizando FETs), ou a combinação dos três para uma chave mais precisa e complexa. Também já existem atualmente chaves analógicas em forma de circuitos integrados, cujas características satisfazem plenamente os requisitos do projeto do CODEC. A Tabela A.2 mostra os parâmetros de vários tipos de dispositivos utilizados como chave analógica (Hoeschele, 1968).

A.3.c - Fontes de referência

O projeto da fonte de referência (tensão ou corrente) com a tecnologia existente é relativamente simples. As principais características de entrada e saída, e os fatores que afetam as características na saída para projetar uma fonte de referência são:

1. O valor da tensão de referência requerida e a polaridade.
2. Direção e faixa (máxima e mínima) da corrente na saída.
3. Faixa de tensão na entrada da fonte: precisão D.C., frequência e valores pico de tensão de oscilação, amplitude e duração de tensão, tempo transiente de subida e descida.
4. Faixa de temperatura de operação (ambiente).
5. Precisão total requerida na tensão de saída.

Uma vez estabelecida as características mencionadas acima, pode-se então estudar a distribuição de erro entre as várias partes da fonte que podem causar variações na saída. Geralmente os parâmetros que podem afetar a preci

PARÂMETROS ANALÓGICOS DE CHAVEAMENTO PARA VÁRIOS TIPOS DE TRANSISTORES

Tipo de chave analógica	V_{of}				r_s^* para $I_{BC}=1\mu A$ Ω	I_1 para $25^\circ C$ nA	C_o pf	h_{fei} para $25^\circ C$	$\frac{\Delta V_{of}}{\Delta I_B}$
	Conexão Invertida para $I = 1 mA$		Conexões Normais para $I = 1 mA$						
	TRANSISTORES Simples		TRANSISTORES Casados						
	$V_{of I}$ mV	$\Delta V_{of I}$ mV	$V_{of N}$ mV	$\Delta V_{of N}$ mV					
Diodo de silício	600	10	50	1-50	1-10
Transistores de silício									
Alloy	0,5-3	0,1	10-25	1-2	5-30	1-20	5-30	1-10	Baixo
Grown	30-100	...	10-80	...	100-300	1-500	5-20	1-3	Alto
Mesa	1-50	0,1-5	20-100	2-10	50-100	1-500	5-75	0,01-0,6	Alto
Planar	1-...	0,1-...	30-...	3-...	200-2x 50-100	0,01-10	2-75	0,1-1	Alto
Planar epitacial	0,2-2	0,05-0,5	10-20	1-2	5-20	0,01-10	2-75	1-10	Baixo
Transistor integrado (2 dispositivos em um único substrato de silício)	...	0,025	20-200	0,01-10	2-10	...	Baixo
Transistores de germânio									
Alloy	0,2-2	0,05-0,5	5-10	0,5-1	2-10	10^3-10^4	2-50	1-5	Baixo
Transistores FET									
Junção	0,0	0,0	0,0	0,0	2-4000	Alloy: $10-10^3$ Planar: $0,01-100$	2-70	...	Dispositivo a voltagem controlada
MOS	0,0	0,0	0,0	0,0	2-...	$0,001-...$	2-...	...	Idem

* Os intervalos dos parâmetros são valores aproximados para transistores de baixa potência e podem mudar conforme o processo de manufatura utilizado na implementação.

são são:

1. Coeficiente de temperatura total na saída, Volts/Grau.
2. Resistência dinâmica na saída, (OHMS), corresponde a variação da tensão de saída devida ao intervalo entre a máxima e a mínima corrente de carga na saída.
3. Isolação das variações da potência na entrada, oscilações DC, e transitórios.
4. Tempo de operação antes de novo ajuste.
5. Precisão dos dispositivos utilizados.

Portanto, devemos considerar todos os parâmetros mencionados acima a fim de projetar uma fonte de referência de precisão.

A.3.d - Malha de resistores

A malha de resistores utilizada num sistema de conversão pode ser implementada de duas maneiras: por malha de resistores $2R$ e R , e por malha de resistores de peso binário equivalente (Renschler, 1968). A Figura A.2 mostra os dois tipos de malha de resistores.

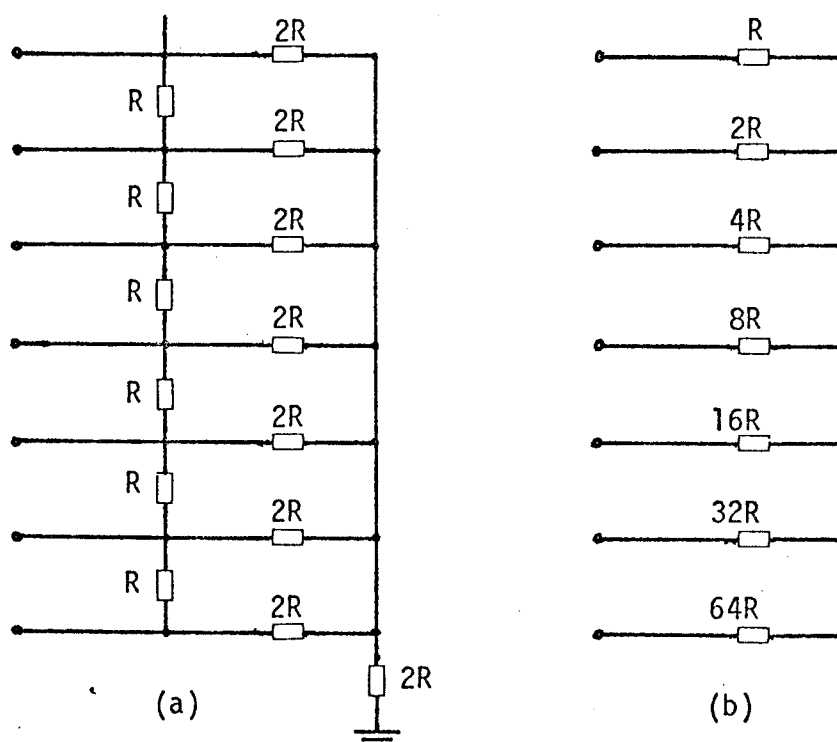


Fig. A.2 - Malha atenuadora: a) Tipo R, 2R; b) Tipo peso binário equivalente

O funcionamento das duas malhas é idêntico. Isto é, se analisarmos cada nó equivalente nas duas malhas, pode-se ver que a atenuação feita pelos resistores é exatamente igual nos dois casos.

Como malha de resistores é uma das principais fontes de erros num sistema de conversão, a vantagem de se utilizar malha de resistores tipo 2R e R é que tem-se somente dois valores de resistores R ou 2R. Portanto, é fácil obter resistores cujos coeficientes de temperatura sejam idênticos. E também é fácil de implementá-los com resistores padrões. Embora a malha de resistores tipo peso binário equivalente utilize somente metade dos números de resistores em relação ao tipo 2R e R, é difícil obter estes valores com resistores padrões. Também, como os valores dos resistores utilizados variam entre R e 64R, é mais difícil casar os coeficientes de temperatura destes resistores.

A precisão estabelecida num sistema de conversão geralmente determina o tipo de resistores a ser utilizado. A Tabela A.3 mostra a precisão que pode ser obtida com os vários tipos de resistores (Trianello e Wheatley, 1970).

Pode-se concluir através da Tabela A.3 que os únicos dois tipos de resistores que podem ser utilizados num sistema de conversão de precisão média e alta são o do tipo fio enrolado e do tipo filme metálico empilhado.

Os resistores do tipo fio enrolado, apesar de possuírem uma precisão elevada, podem ser utilizados somente em sistemas de conversão de velocidade baixa e média, pois devido ao tipo de sua construção, que é com enrolamento de fio, eles também são indutores e capacitores em alta frequência (aproximadamente acima de 50 KHz). Portanto, acima de 50 KHz o seu desempenho piora rapidamente. Como o CODEC proposto foi projetado para um sistema MCP de 2048 KHz, os resistores do tipo-fio enrolado não podem ser utilizados.

Os resistores do tipo filme metálico empilhado que são feitos de filme metálico depositado num substrato planar, além de possuírem boas características de desempenho, podem ser utilizados em alta frequência, pois sendo planar os efeitos indutivos e capacitivos são praticamente nulos, mesmo em altíssimas frequências. Conclui-se, então, que é indispensável a utilização deste tipo de resistores no CODEC Proposto.

- CARACTERÍSTICAS DOS DIFERENTES TIPOS DE RESISTORES * -

	COEFICIENTE DE TEMPERATURA ppm/°C - 55°C-+125°C	TOLERÂNCIA EM %	ESTABILIDADE EM FUNCIONAMEN- TO EM %	ESTABILIDADE EM ESTOQUE EM %	VARIAÇÃO DA RE- SISTÊNCIA DEVI- DO À UMIDADE EM %	RUÍDO EM dB/DÉCADA
Filmes de metal controlado	± 3	± 0,005	± 0,03	± 0,0025	± 0,03	- 50
Fio enrolado	± 15	± 0,005	± 0,075	± 0,02	± 0,25	- 35
Filmes de metal depositados	± 50	± 0,1	± 1,5	± 0,1	± 0,5	- 20
CERMET	± 100	± 0,1	± 1,0	± 0,1	± 0,5	+ 20
Filme de carbono	- 200	± 1,0	± 5,0	± 2,0	± 5,0	+ 20
Composição de carbono	- 5000	± 5,0	± 20,0	± 5,0	± 15,0	+ 30

* Típico - sem isolamento hermética, sem condições especiais.

TABELA A.3

REFERÊNCIAS

1. Betts, J. A., "Signal Processing, Modulation and Noise", The English Universities Press Ltd., 1970.
2. Cattermole, K. W., "A Contribution to Discussion on three Papers on PCM Transmission of Speech", Proc. IEE, Vol. 109B, Nº 48, pp. 486, Nov. 1962.
3. Chatelon, A. E., "Integrated Circuits and Pulse Coding", Electronics, Vol. 39, Nº 19, pp. 139-148, Sept. 19, 1966.
4. Hoeschele, D. F., "Analog-to-Digital/Digital-to-Analog Conversion Techniques", John Wiley & Sons, Inc., 1968.
5. Mann, H., et al, "A Companded Coder for Experimental PCM Terminal", the Bell - System Technical Journal, Jan. 1962.
6. Melen, Rogers and Garland, Harry, "Understanding IC Operational Amplifiers", Howard W. Sams & Co., Inc., 1971.
7. Pokrovskii, N. B., "Intelligibility of Speech", versão em inglês, 1959.
8. Renschler, E., "Analog-to-Digital Conversion Techniques", Motorola Semiconductor Application Note An-471, 1968.
9. Scarabucci, R. R., et al, "Sistema de Comunicações por Amostragem", Depto. de Eletrônica e Comunicações da Faculdade de Engenharia de Campinas, Publicação - FEC No. 04/73, Junho de 1973.
10. Scarabucci, R. R., "Ruido de Quantização em Sistema MCP", Depto. de Eletrônica e Comunicações da Faculdade de Engenharia de Campinas, Publicação FEC No.02, - Março de 1974.
11. Stevens, A. D., "PCM System for Junction Telephone Circuits", Point-to-Point - Telecommunications, Vol. 10, No. 2, pp. 6-25, Feb. 1966, e Vol. 10, No. 3, pp. 40-64, June 1966.
12. Staff Members, "Encoder 9560 021 34100", Philips' Telecommunicatie Industries - B. V., 1972.
13. Troianello, A. and Wheatley, D. E., "The Impact of Buck Alloy on Resistor - Technology", Vishay Intertechnology Application Note, 1970.