

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
CEFET/SC - Unidade de São José
Curso Técnico em Telecomunicações

PCM - Modulação por Código de Pulso:

Detalhes da aplicação para
telefonia digital.

Marcos Moecke

São José - SC, 2006

SUMÁRIO

1. MODULAÇÃO POR CÓDIGO DE PULSO: DETALHES DA APLICAÇÃO EM TELEFONIA.....	1
1.1 INTRODUÇÃO.....	1
1.2 ETAPAS DA MODULAÇÃO PCM	1
1.3 AMOSTRAGEM.....	2
1.3.1 ERRO DE RECOBRIMENTO OU DISTORÇÃO DE DOBRAMENTO	2
1.3.2 DISTORÇÃO DEVIDO À AMOSTRAGEM INSTANTÂNEA.	3
1.4 QUANTIZAÇÃO	5
1.4.1 QUANTIZAÇÃO UNIFORME (LINEAR).	6
1.4.2 ERRO DE QUANTIZAÇÃO.	6
1.4.3 QUANTIZAÇÃO NÃO UNIFORME (NÃO LINEAR).....	8
1.4.4 EFEITO DA SATURAÇÃO NA QUANTIZAÇÃO.	13
1.4.5 RUÍDO DE CANAL VAZIO.....	13
1.5 CIRCUITOS CONVERSORES A/D	14
1.5.1 CODIFICADOR SERIAL (CONTADOR).....	15
1.5.2 CODIFICADOR ITERATIVO (POR APROXIMAÇÕES SUCESSIVAS).	16
1.5.3 CODIFICADOR PARALELO (RÁPIDO).....	17
1.6 CIRCUITOS DE CONVERSORES D/A.....	18
1.6.1 CONVERSOR R-2R.....	18
1.6.2 CONVERSOR DIRETO.....	19
1.7 FILTROS USADOS EM TELEFONIA.....	20
1.8 CIRCUITOS COMERCIAIS.	22
1.8.1 CODEC MT8967.....	23
1.9 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	28

1. MODULAÇÃO POR CÓDIGO DE PULSO: DETALHES DA APLICAÇÃO EM TELEFONIA

1.1 Introdução.

A modulação por código de pulsos já foi estudada do forma genérica no Capítulo 6 da apostila de “Conversão de Sinais para a Transmissão” [10]. Neste capítulo estudaremos apenas alguns detalhes que são específicos do sistema e sinal telefônico, e que ainda não foram tratados.

1.2 Etapas da modulação PCM

Conforme já anteriormente visto, a modulação PCM consiste basicamente de filtragem, amostragem, quantização, codificação e compressão. Para a recuperação da voz original, é feita a demodulação através da expansão, decodificação e filtragem. Todo o processo de modulação analógico/digital, e demodulação é mostrado na Figura 1.

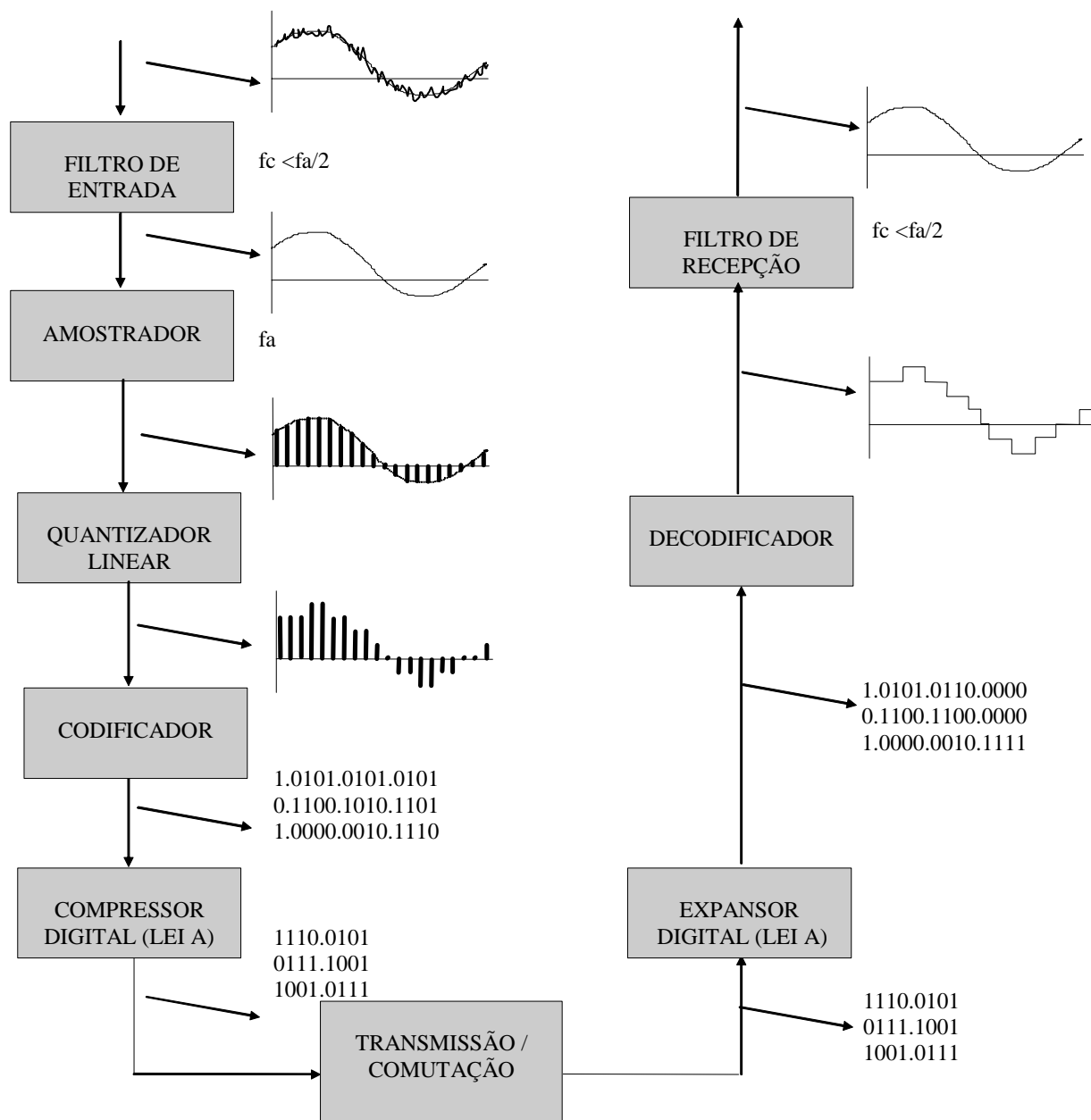


Figura 1 - Etapas da Modulação por Código de Pulso – PCM em telefonia digital.

1.3 Amostragem

1.3.1 Erro de Recobrimento ou Distorção de Dobramento

Um sinal de informação real mesmo após a filtragem, sempre possui banda de frequência infinita, portanto contém componentes de frequência superiores a $f_a/2$. Por isto no processo de amostragem sempre ocorre uma sobreposição

das frequências que estão acima de $f_a/2$ resultando uma pequena degradação do sinal, a qual é conhecida como erro de recobrimento ou distorção de dobramento. Essa degradação consiste no aparecimento de componentes de frequência no sinal que não existiam antes, e dependendo da sua intensidade é altamente prejudicial a inteligibilidade do sinal de voz. A solução para reduzir o erro de recobrimento é utilizar filtros passa baixa de entrada de melhor qualidade (com mais pólos).

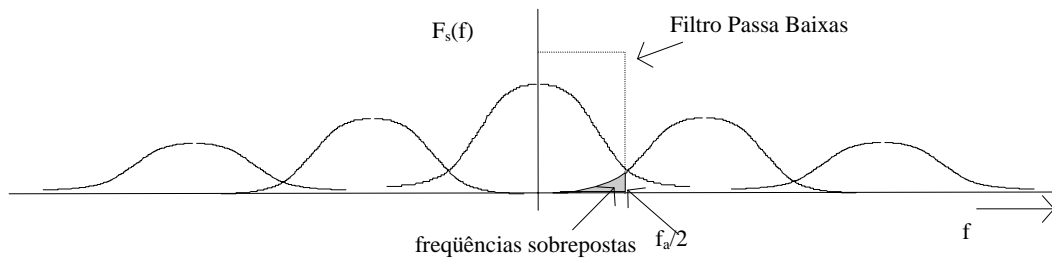


Figura 2 - Erro de recobrimento devido a frequência de amostragem.

1.3.2 Distorção devido à amostragem instantânea.

A amostragem utilizada até agora foi a amostragem natural, na qual cada pulso de amostragem é multiplicado pelo sinal de informação $f(t)$ no intervalo de amostragem. Como resultado, cada pulso no sinal amostrado tem uma forma de onda diferente, levando assim a informação de $f(t)$ em toda a largura do pulso. Este tipo de amostragem não nos serve para realizar a conversão Analógico/Digital, pois durante o processo de conversão de cada amostra, será necessário que o valor da amostra não varie. Para isto será necessário manter o valor do instante inicial da amostra, utilizando um circuito de retenção. Esta forma de amostragem é denominada de amostragem instantânea, pois os pulsos levam apenas a informação dos instantes de amostragem de $f(t)$.

Da mesma forma que na amostragem natural, o espectro de frequências do sinal amostrado instantaneamente contém ciclos do espectro do sinal de informação $F(w)$. No entanto, neste caso, existe um fator de ponderação $Q(w) = \text{sin}(x)/x$ ¹ que está multiplicando o espectro original. Assim, em cada

¹ $Q(w)$ é a transformada de Fourier do pulso de amostragem utilizado. Se o pulso é retangular com largura τ e amplitude A , então $Q(w) = A\tau \text{Sa}(w\tau/2)$.

freqüência, há um fator de multiplicação diferente, fazendo com que o espectro $F(w)$ fique com distorção de frequência.

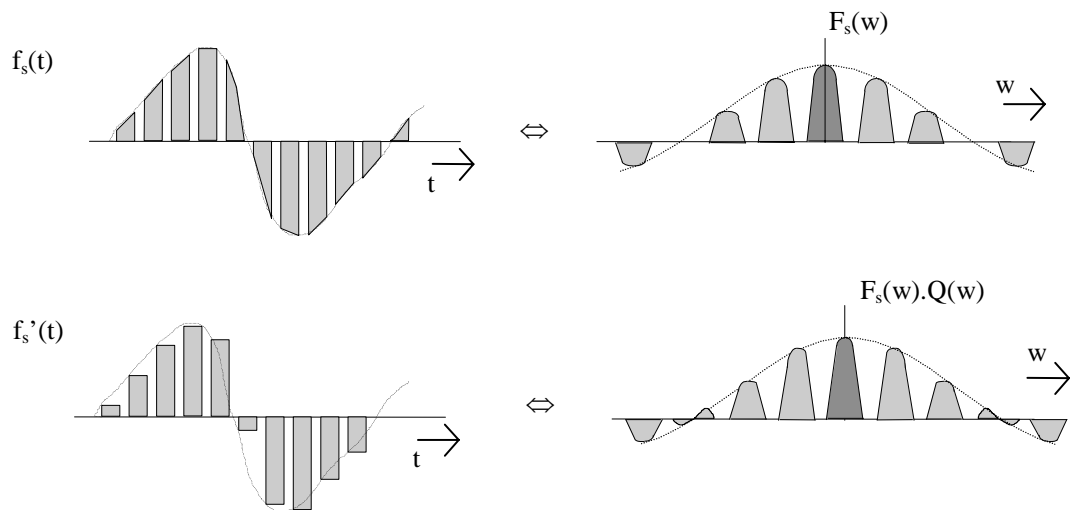


Figura 3 - Diferenças entre a amostragem natural e instantânea.

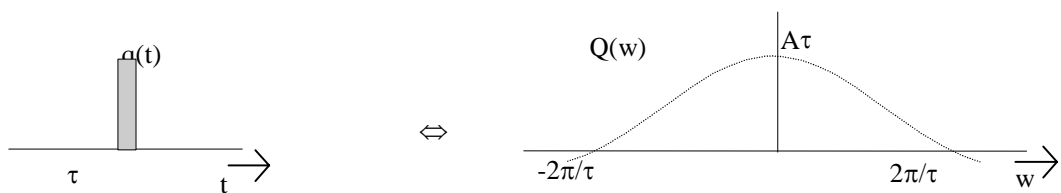


Figura 4 - Fator de ponderação $Q(w)$ para amostragem instantânea.

Quando é utilizada a amostragem instantânea, a utilização de um filtro passa baixas simples para recuperar a informação resulta em um sinal distorcido pela função $Q(w)$. Assim, a recuperação do sinal $f(t)$ sem distorção pode ser conseguida com a transmissão do sinal através de um filtro equalizador com resposta $1/Q(w) = x / \sin(x)$.

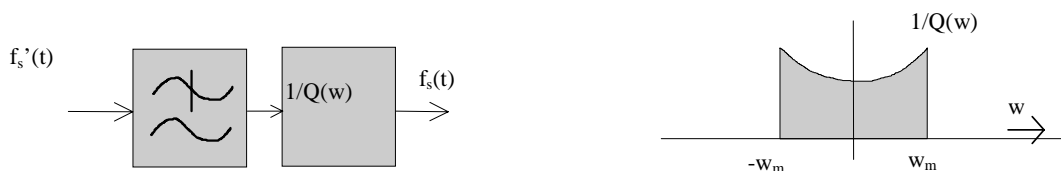


Figura 5 - Resposta em freqüência do filtro equalizador.

Na recepção do sinal PCM, é muito comum o uso dessa técnica de equalização, uma vez que após a decodificação, as amostras do sinal são transmitidas através de um circuito de retenção que mantém sua saída constante até que uma nova amostra seja decodificada. O sinal de saída

resultante possui a forma de escada, aproximando-se do sinal de informação, possuindo entretanto uma forte distorção no seu espectro entre 0 e w_m . Para recuperar o sinal é necessário transmiti-lo por um filtro equalizador com resposta em frequência de $1/Q(w) = (w\tau/2)/\sin.(w\tau/2)$.

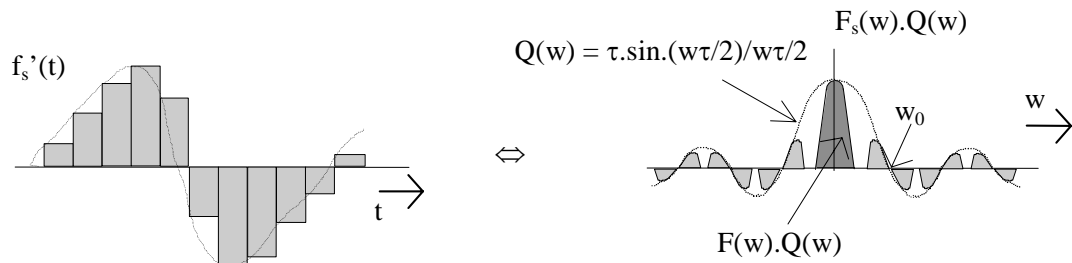


Figura 6 - Efeito do circuito de amostragem e retenção.

Uma outra forma de contornar o problema da distorção produzida pela amostragem instantânea, é fazer com que o pulso seja extremamente estreito, fazendo com que o fator de ponderação $Q(w)$ fique quase constante no intervalo 0 a w_m . Na prática esta condição é obtida quando fazemos $1/\tau \geq 10 f_m^2$. Neste caso o problema é a pouca energia do sinal, que torna o processo de filtragem final do sinal muito difícil.

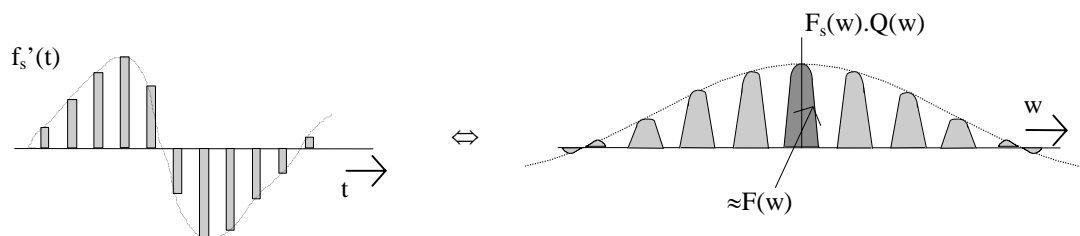


Figura 7 - Uso de pulsos estreitos para evitar a equalização.

1.4 Quantização

A quantização é um processo no qual as amostras individuais do sinal de informação são arredondadas para o nível de tensão de referência mais próximo. O erro introduzido neste processo é conhecido como erro de quantização ou ruído de quantização, não podendo ser evitado, mas apenas

minimizado. A quantidade de níveis a ser utilizada depende do número de bits do código final utilizado e o intervalo entre os níveis pode ser uniforme ou variar conforme a amplitude.

1.4.1 Quantização Uniforme (linear).

Para um sinal de informação cuja amplitude máxima é A as amostras podem assumir quaisquer valores entre $-A$ e A . Se definirmos um conjunto limitado $(N+1)$ de níveis de referência de tensão entre $-A$ e A , teremos como resultado N intervalos de quantização. A diferença entre um intervalo de quantização e o próximo chamamos de passo de quantização (ΔV) que pode ser calculado por $\Delta V = 2A/N$. Aproximando cada valor de amostra para o nível de referência mais próximo obtemos um sinal modulado por pulsos onde os valores de amplitude dos pulsos podem ser representados por um código binário. Quando o passo de quantização é constante em toda a faixa de amplitude do sinal dizemos que a *quantização é uniforme*.

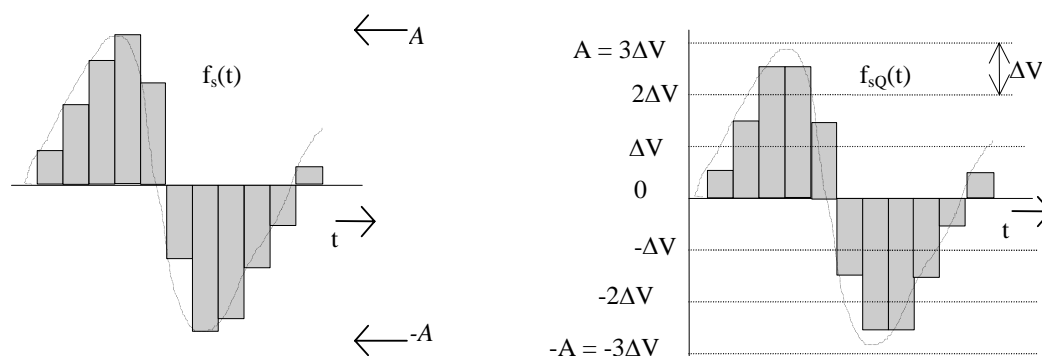


Figura 8 - Quantização uniforme de um sinal de informação para $N=6$, $\Delta V= A/3$

1.4.2 Erro de Quantização.

Um aspecto fundamental no projeto e desenvolvimento de um sistema telefônico é a necessidade de se medir analiticamente o desempenho do sistema, de forma a poder compara-lo com outros sistemas. Uma das medidas necessárias é a qualidade da voz ouvida pelo receptor. O erro de quantização é uma boa medida de desempenho de sistemas PCM de alta qualidade.

² Como $Q(0) = \tau \text{Sa}(0) = \tau$ e $Q(f_m) = \tau \text{Sa}(2\pi f_m \tau/2) = \tau \text{Sa}(\pi f_m \tau/10 f_m) = \tau \text{Sa}(\pi/10) \therefore Q(f_m) = 0.9836 \tau$, podemos

Conforme mostra a Figura 8 existe um erro entre o sinal analógico amostrado e o sinal quantizado. Na prática este erro causa um ruído branco de fundo durante a transmissão de voz. O erro de quantização pode ser reduzido com a diminuição do passo de quantização ΔV , ou seja, aumentando o número de níveis de quantização (N) existentes entre os limites $-A$ e A do sinal.

Se considerarmos o erro $e(t)$ como sendo diferença entre o sinal de informação amostrado $f_A(t)$ e o sinal amostrado quantizado $f_{AQ}(t)$, podemos afirmar que no caso do uso de quantização linear, este erro estará entre os limites $-\Delta V/2$ e $+\Delta V/2$, desde que a amplitude do sinal de informação fique sempre confinada a máxima tensão do circuito A_{max} . A relação sinal ruído de quantização SRQ pode ser expressa como sendo a potência média de ruído relativa a potência média de sinal.

Usando um número adequado de passos de quantização podemos tornar o ruído de quantização imperceptível ao ouvido humano. Para estudar a quantidade de passos de quantização necessários, mostramos a seguir as equações que relacionam a SRQ com o número de intervalos N . Como a potência do ruído de quantização pode ser determinada por $\Delta V^2/12$, e a potência média de um sinal senoidal é dada por $A^2/2$ onde A é a amplitude do seno.

No caso de termos um sinal senoidal que ocupe toda a faixa de tensões do circuito quantizador $A = A_{max}$, $A/\Delta V$ corresponderá a metade do número de níveis de quantização N necessários, logo: $SRQ(dB) = 1.76 + 20 \log N$. Por outro lado, se codificarmos os níveis em um código binário de n bits teremos que $N = 2^n \rightarrow SRQ(dB) = 1.76 + 6.02n$.

A qualidade mínima de voz para que haja uma inteligibilidade superior a 98% das palavras transmitidas é necessário que a relação SR seja superior a 35dB. Desta forma se determinarmos o número de níveis necessários teremos: $35 = 1.76 + 20 \log N$, logo $N = 46$ níveis (6 bits).

Para prover uma qualidade adequada tanto para sinais fracos como sinais fortes, um sistema telefônico deve ser capaz de transmitir uma larga faixa de

calcular a distorção em f_m em relação a 0 através de: Distorção(dB) = $20 \log Q(f_m)/Q(0) = -0.14$ dB.

amplitudes de sinal (faixa dinâmica FD). Levando em conta a FD a SNR pode ser determinada através de

$$SNR(dB) = 1.76 + 6.02n + 20 \log \frac{A}{A_{\max}} \quad \text{se} \quad FD(dB) = -20 \log \frac{A}{A_{\max}} \quad \text{então}$$

$$SNR(dB) + FD(dB) = 1.76 + 6.02n$$

onde os dois primeiros termos da primeira equação são a SRQ para sinais senoidais que ocupam toda a faixa de valores. O último termo indica a perda na SRQ quando o sinal não ocupa toda a faixa.

Na prática os sinais quantizados são filtrados, reduzindo assim tanto o potência do sinal como do ruído, no entanto a redução do ruído é maior uma vez que possui um espectro de frequências maior. Desta forma a filtragem do sinal quantizado resulta em um aumento da relação sinal ruído de 1dB a 2dB.

A faixa dinâmica normalmente adotada em telefonia é de 40dB, de modo que $SRQ(dB) + FD(dB) = 75dB$ se considerarmos ao mesmo tempo o sinal no limite inferior da faixa dinâmica (40dB) e a inteligibilidade (35dB). O número de bits necessários neste caso será de $n = (75 - 1.76) / 6.02 = 12,16 = 13$ bits.

1.4.3 Quantização não uniforme (não linear)

Na quantização uniforme, o tamanho do intervalo de quantização é determinado pelos requisitos de SRQ para o menor sinal codificado. As amostras maiores são também codificados com o mesmo intervalo de quantização, gerando uma qualidade muito superior a necessária para estes sinais. Além disso a probabilidade de ocorrência de amostras de pequena amplitude é muito maior que amostras de grande amplitude, por isso é conveniente utilizar passos de quantização menores nas baixas amplitudes do que nas amplitudes maiores, de modo que se consiga reduzir o número de bits necessários mantendo relação sinal ruído e faixa dinâmica dentro do desejado. Esta técnica é conhecida como quantização não uniforme ou quantização não linear. Atualmente a compressão e expansão digital são empregadas. O processo de comprimir e depois expandir o sinal é denominado de COMPANSÃO.

O sinal é quantizado uniformemente usando passos de quantização extremamente pequenos (13 bits) sobre toda a faixa amplitudes ($-A_{max}$ até $+A_{max}$). Em seguida, os valores quantizados são transladados digitalmente, de forma a resultar em um código com apenas 8 bits (conforme mostrado em [1]). Este é o método mais utilizado atualmente na telefonia, e permite implementar variações na forma de compressão utilizando-se apenas tabelas de translação diferentes.

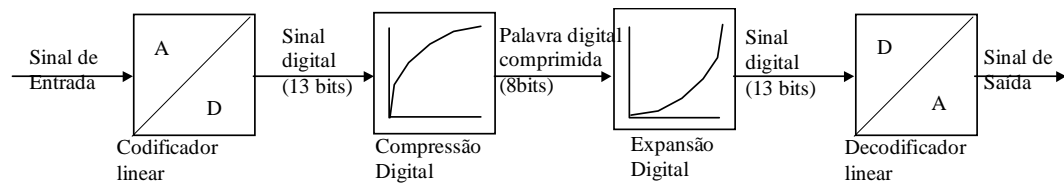


Figura 9 - Quantização linear seguido de compressão digital do sinal digital

As curvas de compressão e expansão são definidas por uma lei de compressão logarítmica, sendo que as partes positiva e negativa do sinal de informação são tratadas de forma idêntica, resultando em curvas de compressão simétricas passando pela origem.

a) Lei μ

A lei de compressão utilizada no Japão, nos EUA e em todos os países cujo código internacional é 1 é a Lei μ , que é definida pelas seguintes equações:

$$\text{Compressão: } y = F_{\mu}(x) = \text{sgn}(x) \cdot \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

$$\text{Expansão: } x = F_{\mu}^{-1}(y) = \text{sgn}(y) \left(\frac{1}{\mu} \right) \left[(1 + \mu)^{|y|} - 1 \right]$$

onde x é a amplitude do sinal de entrada $0 \leq |x| < 1$, y é o valor comprimido $F_{\mu}(x)$, $\text{sgn}(x)$ é a polaridade (+ ou -) de x , e μ é o parâmetro usado para definir a taxa de compressão.

Nesta equação, a tensão de entrada x e a tensão de saída $y = F_{\mu}(x)$ estão normalizadas, estando os valores limitados entre -1 e +1. A Lei μ possui um intervalo de quantização centrado na origem, para diminuir o problema de ruído de canal vazio.

O parâmetro $\mu = 255$ é utilizado em circuitos que implementam a compressão na forma digital, sendo a curva aproximada através de 8 segmentos de reta na parte positiva e negativa. Como os segmentos positivos e negativos que começam na origem são colineares, eles formam um único segmento, de modo que no total temos a curva aproximada por **15 segmentos**.

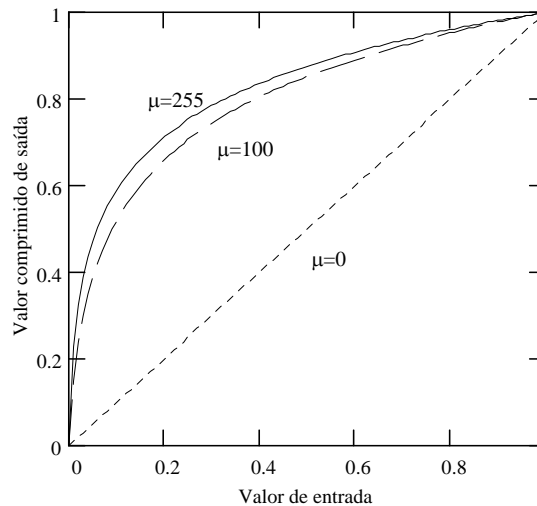


Figura 10 - Curva de compressão utilizando a Lei μ .

b) Lei A.

A outra lei de compressão utilizada é a Lei A que é recomendada pelo ITU-T para a Europa, América do Sul, e a maior parte dos países do mundo, incluindo os enlaces internacionais. Tal lei de compressão é definida pelas equações:

$$\text{Compressão: } y = F_A(x) = \text{sgn}(x) \left[\frac{A|x|}{1 + \ln(A)} \right] \quad \text{para } 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A}$$

$$y = F_A(x) = \text{sgn}(x) \left[\frac{1 + \ln|Ax|}{1 + \ln(A)} \right] \quad \text{para } \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1$$

$$\text{Expansão: } x = F_A^{-1}(y) = \text{sgn}(y) \left[\frac{|y|[1 + \ln(A)]}{A} \right] \quad \text{para } 0 \leq |y| \leq \frac{1}{1 + \ln(A)}$$

$$x = F_A^{-1}(y) = \text{sgn}(y) \left[\frac{(e^{|y|[1 + \ln(A)]} - 1)}{A} \right] \quad \text{para } \frac{1}{1 + \ln(A)} \leq |y| \leq 1$$

onde x é a amplitude do sinal de entrada, y é o valor comprimido $F_A(x)$, $\text{sgn}(x)$ é a polaridade (+ ou -) de x , e A é o parâmetro usado para definir a taxa de compressão. Note que a característica da Lei A é linear para valores de entrada menores que $1/A$ e logarítmica para valores maiores que $1/A$. A Lei A possui o primeiro intervalo de quantização iniciando na origem, de modo que apresenta um ruído de canal vazio maior que a Lei μ .

Os sistemas que empregam a Lei A utilizam o parâmetro $A = 87.6$, e aproximam a curva de através de 8 segmentos de reta na parte positiva e negativa. Como os 2 primeiros segmentos positivos e negativos são colineares, eles formam um único segmento, de modo que no total temos a curva aproximada por **13 segmentos**. Os sete segmentos da Lei A são definidos pelos pontos iniciais (x, y) e finais (x, y) .

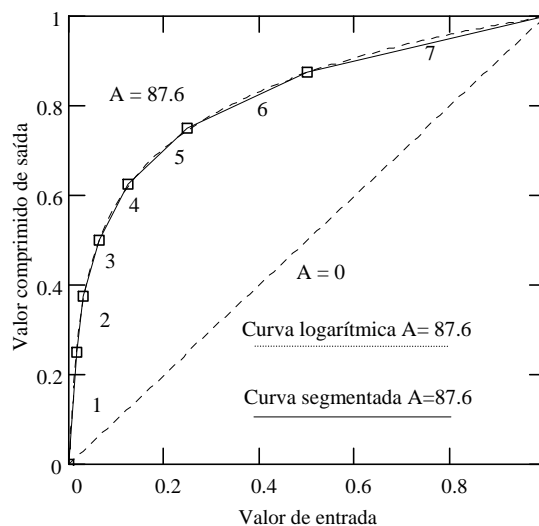


Figura 11 - Curva de compressão utilizando a Lei A

O uso das leis de compressão resulta em um ganho na relação sinal ruído para os sinais de pequena amplitude, ao mesmo tempo que para grandes amplitudes existe uma perda na SNR. Com os parâmetros $A=87.6$ e $\mu=255$ e uma palavra digital de 8 bits, obtém-se uma relação sinal ruído superior a 33dB em uma faixa dinâmica de 40dB. O uso da aproximação por segmentos resulta em uma relação sinal ruído que se altera abruptamente uma vez que os passo de quantização são alterados aos saltos, sendo que esta diminuição na SNR não atinge o valor mínimo de 35dB no caso da Lei A.

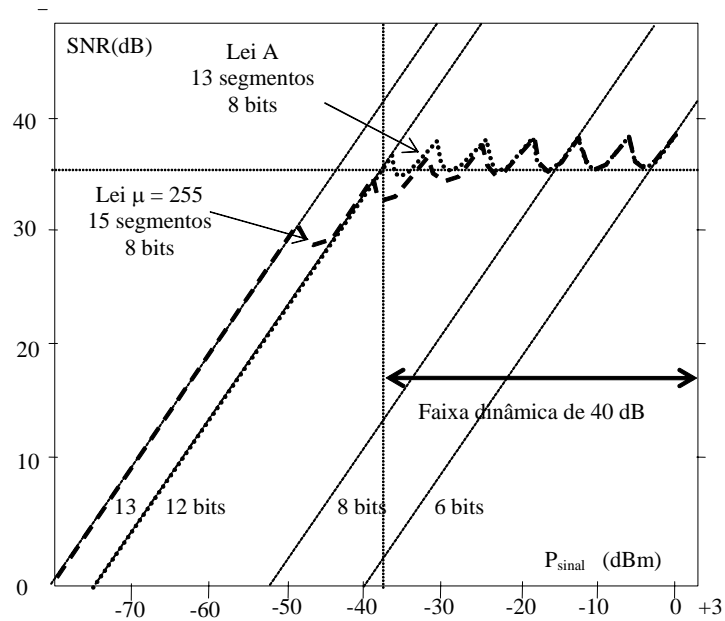


Figura 12 - Relação sinal/ruído SNR para as leis A e μ

No Sistema Telefônico, a SNR de quantização em função da potência do sinal é dada pelo gráfico abaixo. Os sistemas devem funcionar fora da área hachurada. Este tipo de gráfico é conhecido como "Máscara", sendo utilizado para especificar a região de funcionamento.

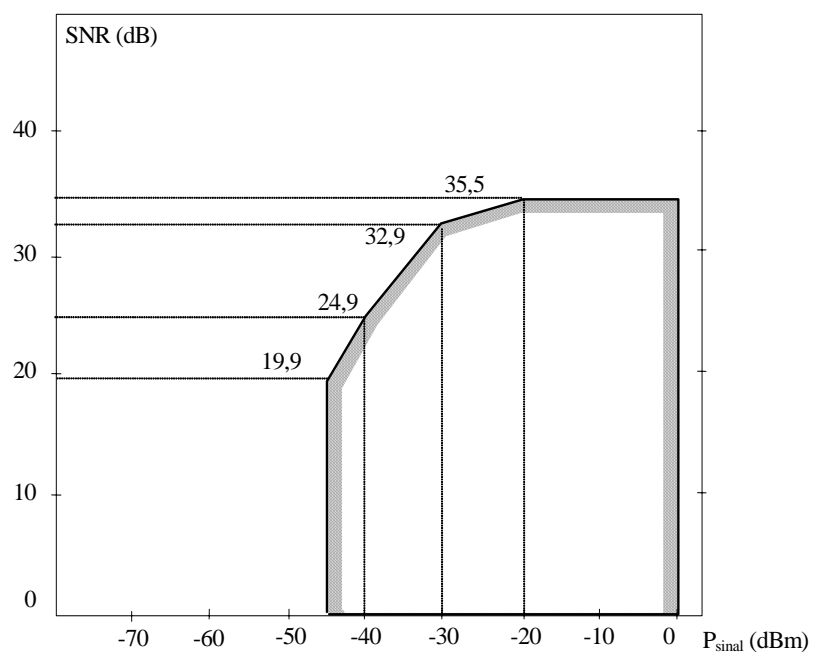


Figura 13 - Especificação da SNR para CPA-T (SPT 220-250-706).

1.4.4 Efeito da Saturação na Quantização.

Nos processos de quantização descritos considerou-se que os picos de amplitude dos vários sinais de informação estavam contidos na faixa de quantização (A_{max} à $-A_{max}$). Na prática isto nem sempre acontece, uma vez que existem valores de pico que ultrapassam o valor máximo do quantizador. Por uma questão de custos e eficiência do circuito, o sistema é especificado de forma que funcione normalmente para a faixa de amplitude onde estão as amplitudes mais prováveis, e no caso de acontecerem amplitudes que ultrapassem o valor do nível máximo de quantização, a saída do sistema é mantida igual ao nível máximo até que o valor do sinal volte a um valor menor que o limite. Este efeito é chamado de saturação do circuito, podendo ser obtido através de um dispositivo limitador de tensão.

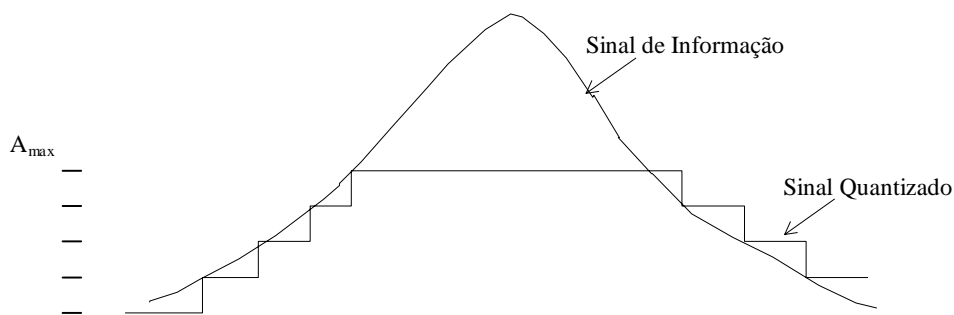


Figura 14 - Distorção causada pelo corte dos picos do sinal.

É importante ressaltar que a distorção causada pela saturação do sinal produz uma *distorção harmônica*, enquanto a distorção causada pela quantização é uma *distorção não harmônica*. Esta distorção diminui a relação sinal ruído dos sinais mais fortes, e devendo ser controlada para ficar dentro da especificada para o sistema.

1.4.5 Ruído de canal vazio

Pelas equações da relação sinal ruído, podemos verificar que, se o sinal é pequeno a relação sinal ruído é ruim. Se os primeiros intervalos de quantização começarem na origem, podemos ter uma situação onde o ruído pode ser maior que o sinal, desde que o sinal seja quase nulo. Este efeito é particularmente importante durante as pausas na falação, sendo conhecido como ruído de canal vazio. O ruído que ocorre durante as pausas é mais

perceptível que um ruído com a mesma potência durante a conversação, por isso este tipo de ruído é especificado pela ITU-T como $< 23 \text{ dB}rN^3$.

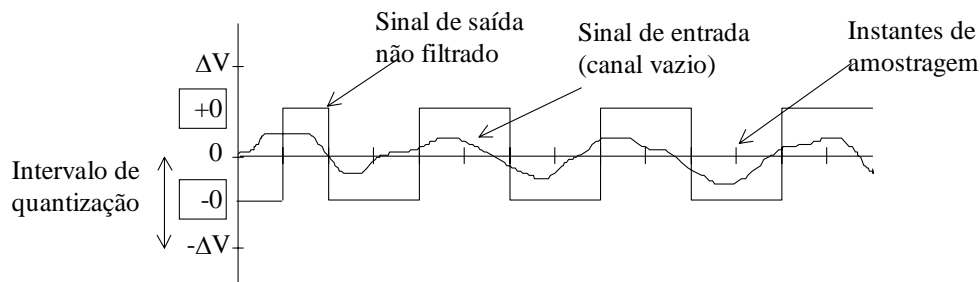


Figura 15 - Ruído de canal vazio produzido pelo quantizador da Lei A.

Um modo de evitar este problema é fazer com que o primeiro intervalo de quantização tenha o zero como centro. Neste caso temos uma quantidade ímpar de intervalos de quantização, e todas as amostras localizadas no intervalo central serão decodificadas como nulas (0).

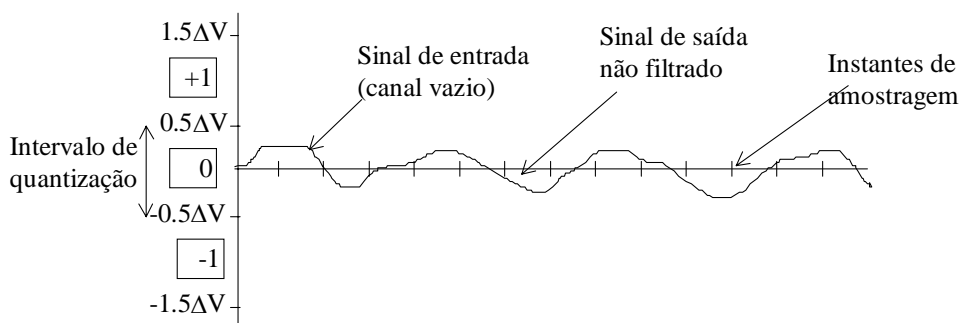


Figura 16 - Quantizador com o primeiro intervalos de quantização da Lei μ .

1.5 Circuitos Conversores A/D

Existem diversos tipos de circuito que realizam a codificação digital de um sinal. Os codificadores mais utilizados são aqueles que empregam a comparação de tensão entre valores de referência e a amplitude da amostra para a obtenção do código.

³ O padrão de referência de ruído no sistema telefônico é 1 pW , que é 10^{-12} W ou -90 dBm , onde dBm é a potência em dB relativo a 1 mW . O ruído em $\text{dB}rN$ é medido relativo a esta referência sendo expresso em termos de quantos dB está acima da referência. Assim um nível de ruído de $23 \text{ dB}rN$ corresponde a -67 dBm .

1.5.1 Codificador Serial (Contador)

Os codificadores seriais são os mais baratos e simples, no entanto têm um tempo de conversão muito lento. O princípio de funcionamento é comparação da tensão da amostra com a tensão de referência gerada internamente, através da conversão Digital/Analógica (D/A) da saída de um contador digital. O contador inicia a contagem a partir do zero, e continua contando até que o valor da referência interna atinja o valor da amostra. Neste ponto o valor do contador é transferido para a porta de saída e representa o valor da amostra convertido em digital. O tempo de conversão depende do intervalo de quantização a que pertence a amostra podendo demorar $2^{(n-1)}$ períodos de relógio.

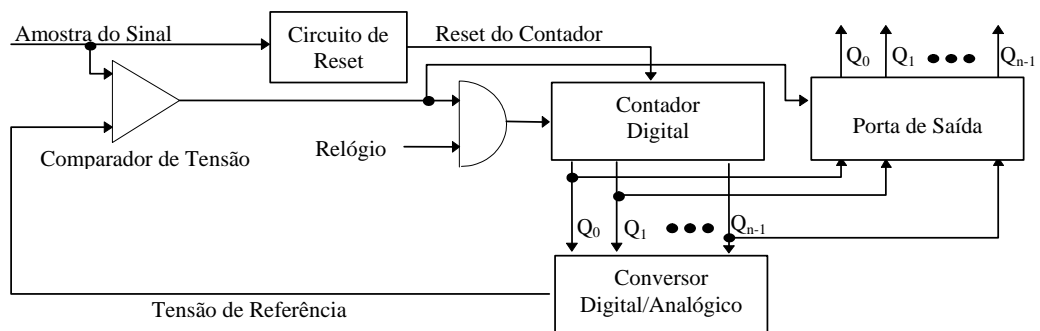


Figura 17 - Implementação de um codificador serial.

O princípio de funcionamento é comparação da tensão da amostra com a tensão de referência gerada internamente, através da conversão Digital/Analógica (D/A) da saída de um contador digital. O contador inicia a contagem a partir do zero, e continua contando até que o valor da referência interna atinja o valor da amostra. Neste ponto o valor do contador pode ser lido, pois representa o valor da amostra convertido para digital.

O contador é zerado com a chegada de cada novo pulso, iniciando uma nova conversão. Após o circuito de amostragem é necessário existir um circuito de retenção, para manter constante o sinal durante a conversão.

Cada vez que o contador é resetado, o valor de referência assume seu valor mínimo V_{mim} , sendo que o valor máximo V_{max} é atingido após $2^n - 1$ (n é o número de bits) gerações de referências de tensão. Assim a frequência do

relógio deve ser no mínimo de $2^n - 1$ vezes a frequência de amostragem, tornando a técnica inadequada quando são utilizadas altas taxas de amostragem.

Na implementação de um codificador para código simétrico, o sinal de entrada é retificado antes de entrar no comparador, sendo o bit mais significativo obtido por um circuito de detecção da polaridade do sinal.

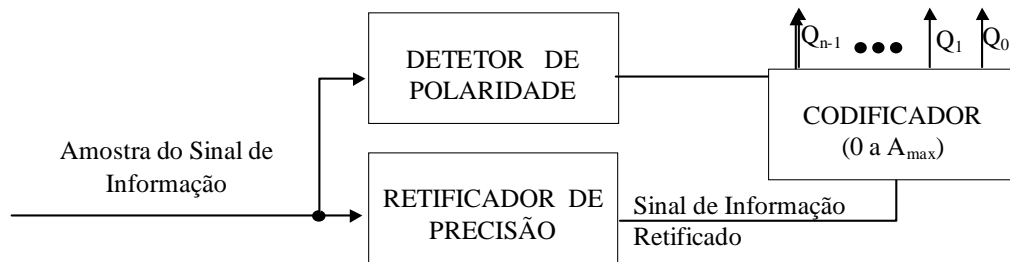


Figura 18 - Implementação de um codificador simétrico.

1.5.2 Codificador Iterativo (por aproximações sucessivas).

O método de codificação por sucessivas aproximações também se baseia na geração de referências de tensão internas, só que neste caso são geradas apenas n referências.

Ao invés de um contador utiliza-se um circuito programador que fornece na sua saída um resultado que depende das comparações anteriores. O circuito programador inicia com todos os bits em "0". Iniciando pelo bit mais significativo (MSB) vai a cada comparação alterando o valor de um dos bits Q_n, \dots, Q_2, Q_1 para "1". Se o valor da referência gerada é menor que a amostra o programador mantém o bit em "1" e passa para o próximo bit. Caso contrário o bit é retornado para "0" e o programador passa para o próximo bit. Através desse método consegue-se garantir que em no máximo n passos, o resultado da conversão é obtido.

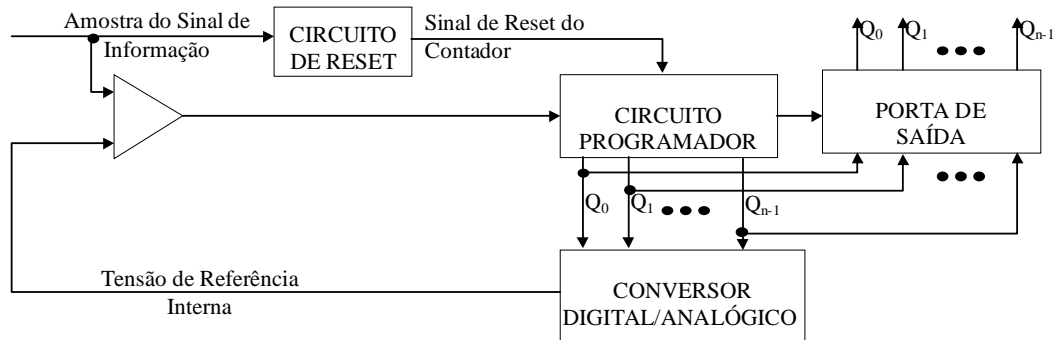


Figura 19 - Implementação de um codificador iterativo.

Exemplo: Considere um codificador de 4 bits e uma tensão de entrada V_e . O primeiro código gerado pelo programador é 1000, se a entrada V_e é menor que a tensão de referência V_i então o próximo código será 1100. Se $V_e > V_i$ então o próximo código é 1110. Se $V_e < V_i$ então o próximo código é 1101. Finalmente se $V_e > V_i$ então o resultado será $1101 + 1 = 1110$.

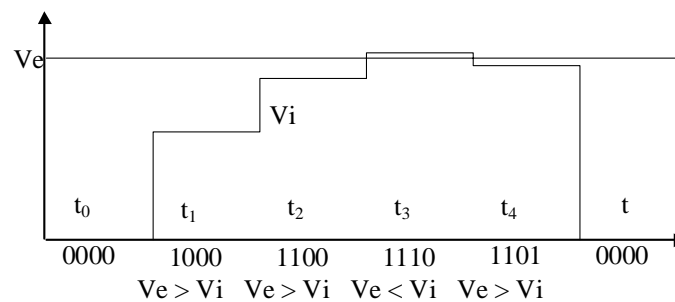


Figura 20 - Exemplo de uma conversão em um codificador iterativo.

1.5.3 Codificador Paralelo (Rápido)

Os codificadores paralelos são caros e complexos, mas possuem um tempo de conversão muito pequeno. Neste tipo de codificador, utiliza-se um comparador de tensão e um nível de referência para cada intervalo de quantização. A amostra é comparada simultaneamente com $2^{(n-1)}$ tensões de referência, sendo o resultado destas comparações transformado em uma palavra digital binária através uma matriz lógica. O tempo de conversão independe do valor da amostra, depende apenas do tempo de atraso do circuito de comparação e da matriz lógica.

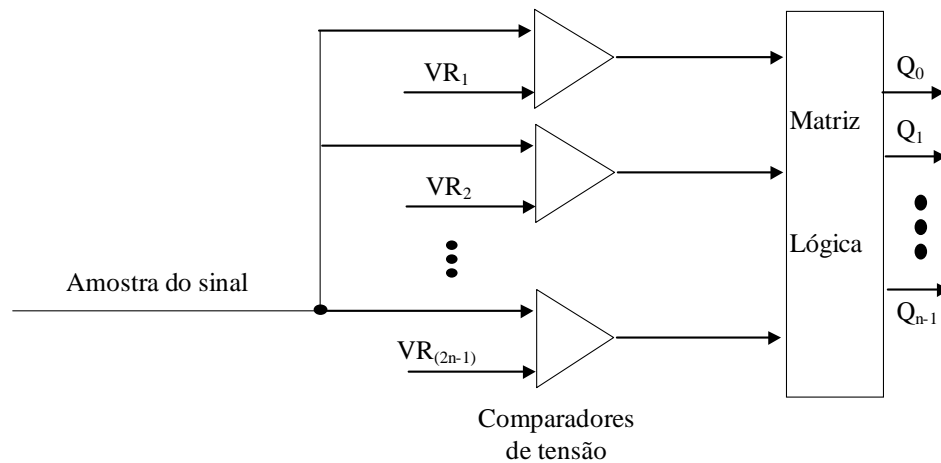


Figura 21 - Implementação de um codificador paralelo.

1.6 Circuitos de conversores D/A

Após o processamento (comutação/transmissão) do sinal PCM este sinal deve voltar a forma analógica original, para poder ser ouvido. Na decodificação é atribuído um valor de tensão a cada código PCM, sendo feita a expansão do sinal, segundo a lei A ou μ conforme empregada no processo de modulação. A decodificação é feita por circuitos conversores D/A.

A saída do decodificador é um pulso cuja amplitude corresponde ao valor situado na metade do intervalo de quantização do código PCM. Para aumentar a potência do sinal, é usado um circuito de retenção que mantém o valor da amostra até que um novo valor esteja decodificado. Isso traz como consequência uma distorção do espectro do sinal conforme já visto anteriormente.

Na decodificação um valor de tensão é atribuído a cada código, após feita a expansão do sinal quando utilizada a quantização linear. Esta etapa é realizada através de circuitos conversores D/A. A tensão de saída corresponde a um sinal do tipo escadaria, que mantém o valor decodificado durante um período de amostragem.

1.6.1 Conversor R-2R

Um circuito muito utilizado para realizar a conversão D/A é a rede resistiva R-2R, construída com dois valores de resistores, e por isso, simples de

implementar em circuitos integrados. O seu funcionamento é baseado na divisão de tensão na rede resistiva. Para cada entrada Q_i , ao aplicarmos uma tensão V_x , obtemos na saída uma tensão $V_s = V_x/2^{(n+i)}$. A máxima tensão de saída é dada por $V_{s_{max}} = V_e(2^n - 1)/2^n$.

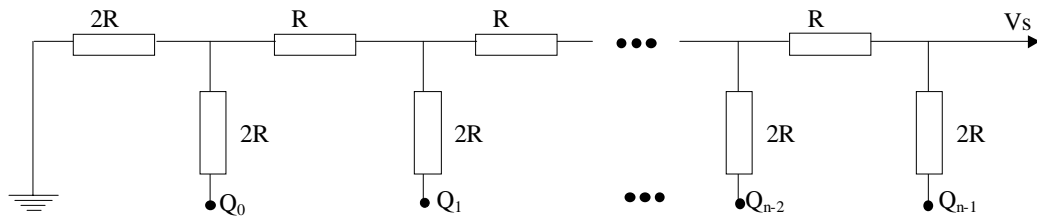


Figura 22 - Decodificador R-2R.

Exemplo: em um decodificador de 8 bits, se aplicarmos simultaneamente a tensão V_x nas entradas correspondentes aos bits 0, 2, 4 e 7 e 0V nas outras entradas, teremos uma tensão de saída:

$$V_s = V_x/2^{(8-0)} + V_x/2^{(8-2)} + V_x/2^{(8-4)} + V_x/2^{(8-7)}$$

$$V_s = (1/256 + 1/64 + 1/32 + 1/2) V_x$$

$$V_s = 141/256 V_x = 0.5508 V_x.$$

1.6.2 Conversor direto

Um outro tipo de decodificador é construído utilizando-se valores das resistências que são conectadas a cada bit do código digital representam um peso binário na configuração de um amplificador somador. Cada resistência terá corrente ou não dependendo da tensão de entrada que pode ser zero (bit = 0) ou então terá um valor V de tensão (bit = 1). Como a corrente de entrada no amplificador operacional é praticamente nula, isto faz com que a tensão de saída seja igual a corrente no resistor R_F que é a soma das correntes correspondentes aos bits que são 1. Como a corrente em cada resistor é proporcional ao peso do bit, temos na saída uma tensão proporcional ao valor digital de entrada. Note que o resistor R de valor menor corresponde ao bit mais significativo sendo os outros valores múltiplos binários deste valor $2R$, $4R$, $8R$, $16R$, $32R$, ... A desvantagem deste tipo de conversor D/A é que os valores dos resistores são todos diferentes, tornando mais difícil a sua implementação, principalmente em conversores com mais bits.

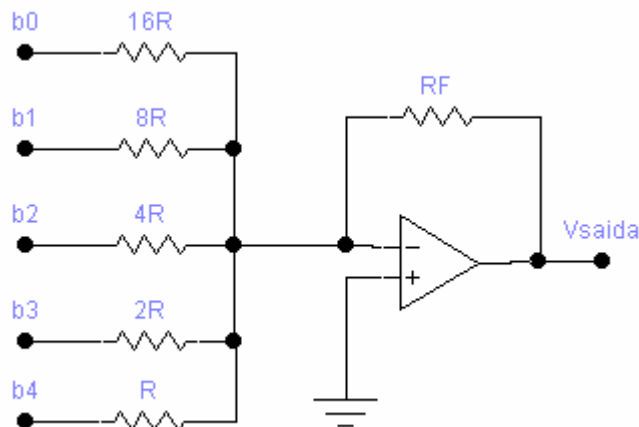


Figura 23 - Decodificador com entrada balanceadas binários.

Em telefonia e na maioria das aplicações utilizam-se circuitos conversores D/A comerciais cujo funcionamento é baseado na rede $R-2R$.

1.7 Filtros usados em telefonia

No processo de amostragem vimos a necessidade de se limitar o sinal a ser amostrado (informação) em uma frequência inferior a $f_a/2$. Esta limitação é conseguida utilizando-se um filtro passa baixas com frequência de corte menor que $f_a/2$. Na telefonia a amostragem é feita a 8 kHz, devendo portanto serem eliminadas as frequências superiores a 4 kHz. A Figura 24 mostra as características que devem ser obedecidas pelo filtro de entrada segundo o ITU-T. *Note que a rejeição a frequência de 60/50 Hz da rede deve ser de 30 dB, e observe que a rejeição acima de 4600 Hz deve ser de pelo menos 32 dB. Na faixa de 300Hz a 3300 Hz o filtro deve ter resposta quase plana (0.15 a -0.15dB).*

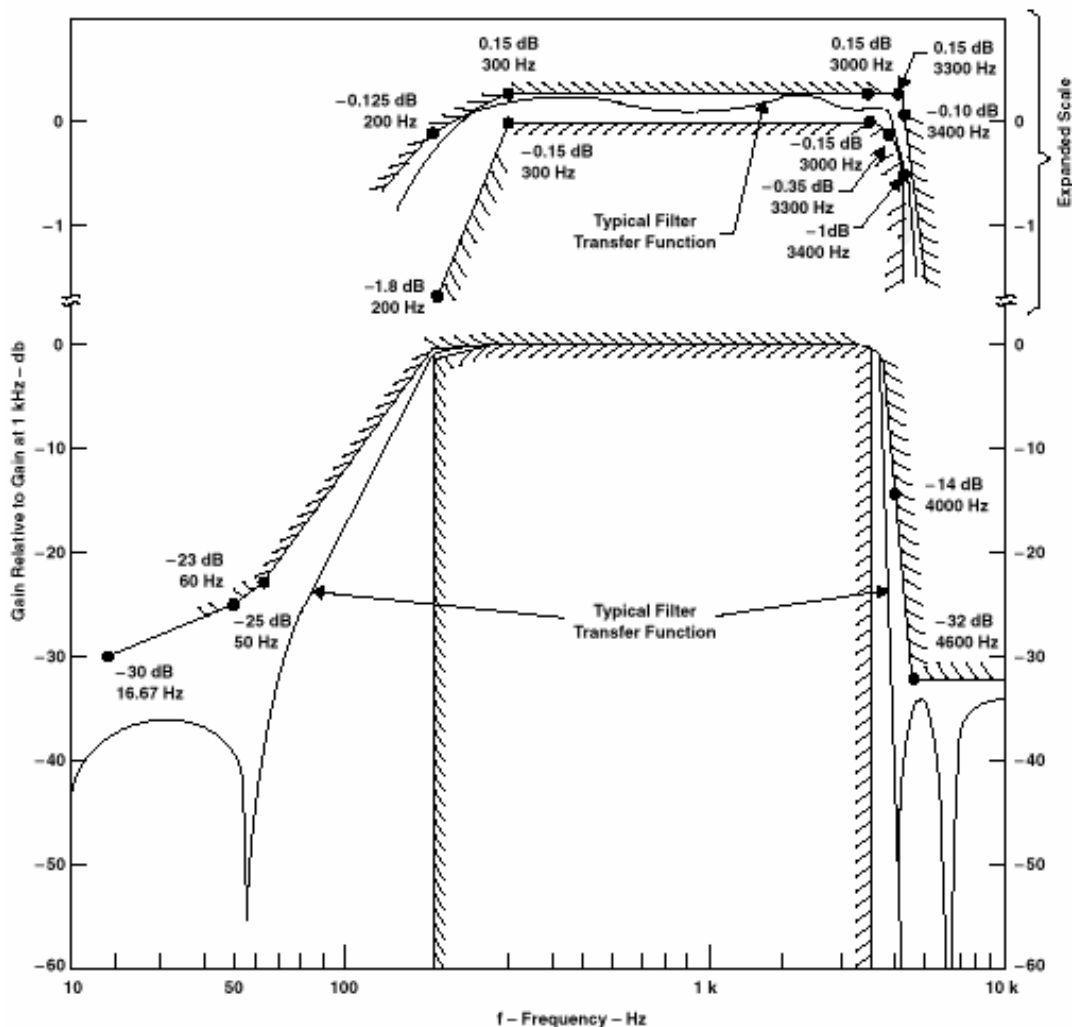


Figura 24 - Mascara de filtro de entrada ITU-T para telefonia digital.

Outro filtro que é utilizado é no processo final da recepção após ao qual o sinal de informação fica recuperado. Essa filtragem tem como finalidade a eliminação das componentes de modulação do sinal criadas pelo processo de amostragem. Ao mesmo tempo que se filtra a informação é necessário fazer a compensação da distorção $(\sin x)/x$ criada pela decodificação do sinal na forma de amostras instantâneas. A Figura 25 mostra uma 'mascara' das características que devem ser obedecidas pelo filtro de recepção segundo o ITU-T. *Note que não há necessidade de rejeição a freqüência de 60/50 Hz da rede, pois o sinal chega a este ponto livre de interferências da rede uma vez que ele esta na forma digital. Observe que a rejeição acima de 4600 Hz deve ser de pelo menos 30 dB. Na faixa de 300Hz a 3300 Hz o filtro deve ter resposta quase plana (0.15 a -0.15dB).*

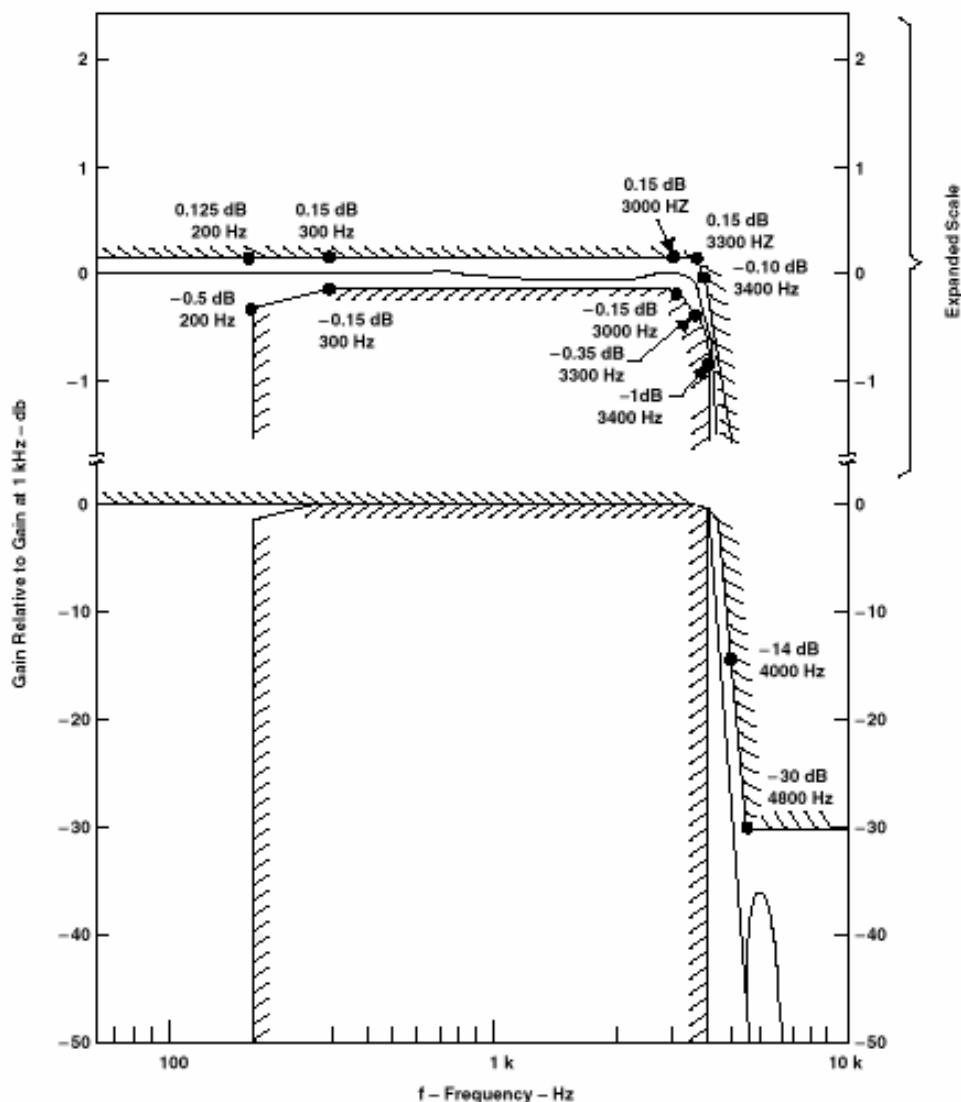


Figura 25 - Máscara de filtro de recepção do ITU-T para telefonia digital.

A implementação desses filtros é normalmente efetuada usando a tecnologia de capacitores chaveados, filtragem digital ou filtros ativos. A ordem dos filtros passa baixas para rejeitar as frequências acima de 3400Hz é geralmente alta, tornando complexa sua implementação na forma de filtro ativo.

1.8 Circuitos comerciais.

Nas aplicações comerciais os circuitos denominados CODEC's, que realizam a codificação e decodificação, possuindo opções para as duas leis de compensação (A e μ). Muitos circuitos também incluem os filtros de entrada,

circuito de amostragem, filtro de recepção e a correção da distorção $(\sin x)/x$. Assim, um único chip contém todos os blocos estudados neste capítulo.

1.8.1 Codec MT8967

Em sistemas comerciais todas as etapas envolvidas no processo de conversão A/D e D/A são realizadas em um único circuito integrado; o CODEC+FILTRO ou COMBO. Para melhor compreensão do processo faremos o estudo do MT8967 fabricado pela ZARLINK (antiga MITEL).

a) Funções

As funções básicas de um CODEC são **filtragem, amostragem, conversão A/D e D/A**. Alternativamente, outras funções são incorporadas pelo circuito integrado, objetivando uma aplicação específica, como por exemplo, a utilização do codec para controle de circuitos acessórios. Para tanto, o CODEC disponibiliza **portas paralelas de saída** que podem ser utilizadas no controle de sinais específicos do hardware. Outras funções que são incorporadas por alguns modelos de CODECs é a de **híbrida (anti-local) e amplificação de sinais analógicos** para as cápsulas receptoras (RX) e provenientes das cápsulas transmissoras (TX).

No caminho da transmissão, o sinal passa inicialmente por um filtro passa baixa que tem por objetivo limitar a sua máxima frequência (f_m) e evitar as distorções devidas a sobreposição de espectros (Teorema da Amostragem). Após a filtragem o sinal é amostrado em 8kHz, quantizado e codificado segundo a lei de compressão específica (lei A ou μ), sendo armazenado em registradores de saída.

Na recepção, o código digital é armazenado num registrador de entrada. Uma rede de capacitores recebe uma carga de tensão proporcional a palavra PCM armazenada, e um circuito "sample and hold" mantém o sinal até o próximo período de amostragem. Um filtro de recepção obtém o sinal analógico. É importante salientar que o CODEC realiza as duas conversões simultaneamente, ou seja, ele converte o sinal analógico em palavras digital (TX) e ao mesmo tempo recebe as palavras digitais e transforma em sinal analógico.

b) Diagrama de Blocos

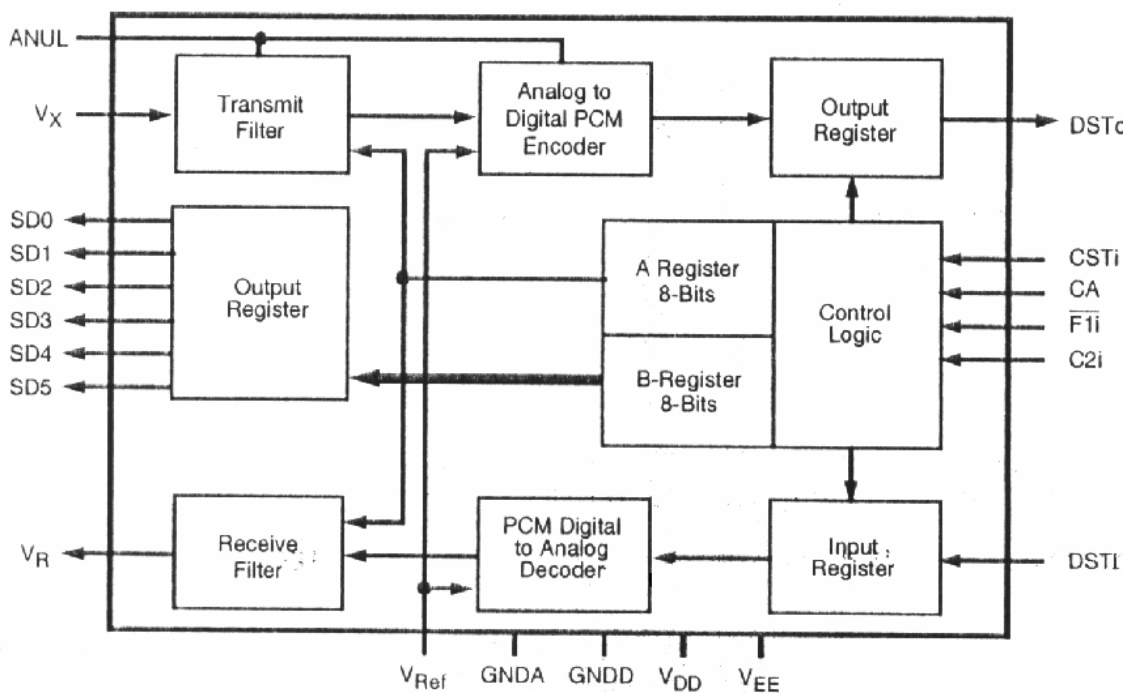
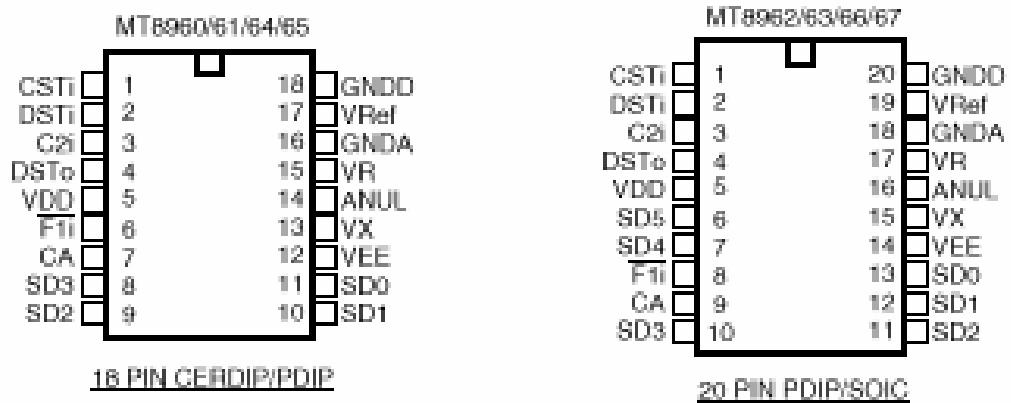


Figura 26 - Diagrama de blocos do CODEC da MITEL MT8960

- **Transmit Filter** – Filtro de entrada na conversão A/D.
- **Analog to Digital PCM Encoder** – Realiza a conversão A/D.
- **Output Register** – Registradores de saída, armazena a palavra PCM que irá para a linha digital e as informações para as portas paralelas (2 blocos distintos)
- **A/B Registers 8 Bits** – São dois registradores com a função de armazenar as palavras de controle do CODEC e o valor das saídas paralelas. O registrador A define o ganho dos circuitos de filtro e o modo de operação. O registrador B controla as saídas paralelas e as operações de teste no CODEC.
- **Control Logic** – Responsável por toda a lógica de controle do CODEC.
- **Input Register** – Registrador de entrada armazena a palavra PCM que será transformada em nível de tensão analógico.
- **PCM Digital to Analog Decoder** – Realiza a conversão D/A
- **Receive Filter** – Filtro de saída com função de eliminar todas as freqüência do sinal superiores a fm, recuperando a informação analógica.

c) Descrição dos sinais dos pinos



- **Vx** – Entrada analógica;
- **Vr** – Saída analógica;
- **DSTi** – Barramento de entrada de dados de áudio digitais;
- **DSTo** – Barramento de saída de dados de áudio digitais;
- **CSTi** – Barramento de entrada de dados de controle;
- **C2i** – clock de entrada (2.048 MHz);
- **SD0, SD1, SD2, SD3, SD4, SD5** – Saídas paralelas para circuitos auxiliares;
- **Vdd, Vee, Gndd, Gnda** – Alimentação positiva, negativa e terra digital e analógico;
- **F1i, CA** – Entradas digitais que determinam a janela de tempo em que a palavra digital é escrita e lida do barramento de áudio, e lida do de controle, e em qual registrador, A ou B a palavra de controle será escrita;
- **Vref** – Estabelece a tensão de referencia para a conversão D/A.



ISO²-CMOS MT8960/61/62/63/64/65/66/67 Integrated PCM Filter Codec

Features

- ST-BUS™ compatible
- Transmit/Receive filters & PCM Codec in one I.C
- Meets AT&T D3/D4 and CCITT G711 and G712
- μ -Law: MT8960/62/64/67
- A-Law: MT8961/63/65/67
- Low power consumption:
Op.: 30 mW typ.
Stby.: 2.5 mW typ.
- Digital Coding Options:
MT8964/65/66/67 CCITT Code
MT8960/61/62/63 Alternative Code
- Digitally controlled gain adjust of both filters
- Analog and digital loopback
- Filters and codec independently user accessible for testing
- Powerdown mode available
- 2.048 MHz master clock input
- Up to six uncommitted control outputs
- $\pm 5V \pm 5%$ power supply

ISSUE 10

May 1995

Ordering Information

MT8964/65AC	18 Pin Ceramic DIP
MT8960/61/64/65AE	18 Pin Plastic DIP
MT8962/63AE	20 Pin Plastic DIP
MT8962/63/66/67AS	20 Pin SOIC

0°C to +70°C

Description

Manufactured in ISO²-CMOS, these integrated filter/codecs are designed to meet the demanding performance needs of the digital telecommunications industry, e.g., PABX, Central Office, Digital telephones.

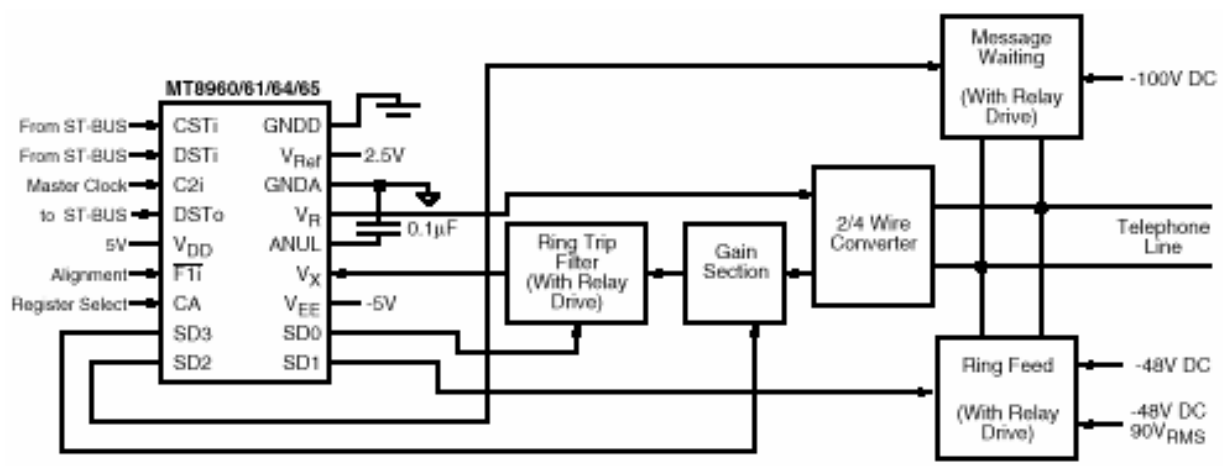


Figura 27 - Recortes do *datasheet* de um CODEC da MITEL.



TP3064A, TP3067A, TP13064A, TP13067A
MONOLITHIC SERIAL INTERFACE
COMBINED PCM CODEC AND FILTER

SCTS025B - SEPTEMBER 1992 - REVISED JULY 1994

- Complete PCM Codec and Filtering Systems Include:
 - Transmit High-Pass and Low-Pass Filtering
 - Receive Low-Pass Filter With $(\sin x)/x$ Correction
 - Active RC Noise Filters
 - μ -Law or A-Law Compatible Coder and Decoder
 - Internal Precision Voltage Reference
 - Serial I/O Interface
 - Internal Autozero Circuitry
- μ -Law - TP3064B and TP13064B
- A-Law - TP3067B and TP13067B
- Meet or Exceed All D3/D4 Channel Bank Transmission G.711 and CCITT Specifications
- ± 5 -V Operation
- Low Operating Power . . . 70 mW Typ
- Power-Down Standby Mode . . . 3 mW Typ
- Automatic Power Down
- TTL- or CMOS-Compatible Digital Interface
- Maximizes Line Interface Card Circuit Density
- Improved Versions of National Semiconductor TP3064, TP3067, TP3064-X, TP3067-X

description

The TP3064A, TP3067A, TP13064A, and TP13067A are comprised of a single-chip pulse-code-modulated encoder and decoder (PCM codec) and PCM line filter. These devices provide all the functions required to interface a full-duplex (2-wire) voice telephone circuit with a time-division-multiplexed (TDM) system. These devices are pin-for-pin compatible with the National Semiconductor TP3064A and TP3067A, respectively. Primary applications include:

- Line interface for digital transmission and switching of T1 carrier, PABX, and central office telephone systems
- Subscriber line concentrators
- Digital-encryption systems
- Digital voice-band data-storage systems
- Digital signal processing

These devices are designed to perform the transmit encoding (A/D conversion) and receive decoding (D/A conversion) as well as the transmit and receive filtering functions in a pulse-code-modulated (PCM) system. They are intended to be used at the analog termination of a PCM line or trunk. The devices require two transmit and receive master clocks that may be asynchronous (1.536 MHz, 1.544 MHz, or 2.048 MHz), transmit and receive data clocks that are synchronous with the master clock (but can vary from 64 kHz to 2.048 MHz), and transmit and receive frame-sync pulses. The TP3064A, TP3067A, TP13064A, and TP13067A provide the band-pass filtering of the analog signals prior to encoding and after decoding of voice and call progress tones.

The TP3064A and TP3067A are characterized for operation from 0°C to 70°C. The TP13064A and TP13067A are characterized for operation from -40°C to 85°C.

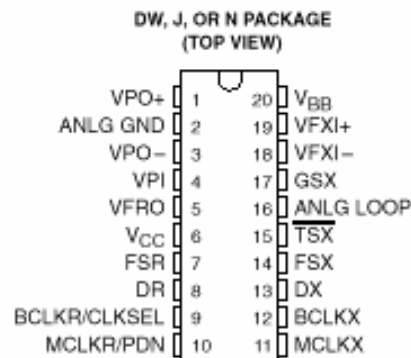


Figura 28 - Recortes do *datasheet* de um CODEC da TEXAS INSTRUMENTS.

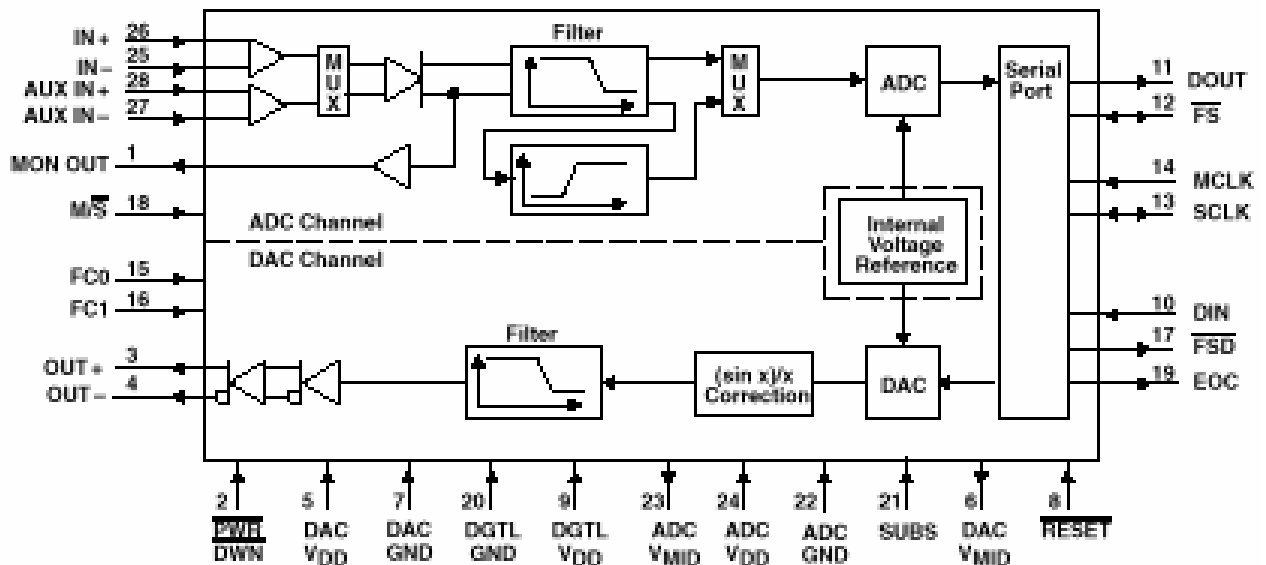


Figura 29 - CODEC com filtro da TEXAS INSTRUMENTS

1.9 Referências bibliográficas

- [1] ALENCAR, M.S.: *Telefonia Digital*, Érica, 1998.
- [2] FERRARI, A.M.: *Telecomunicações: evolução e revolução*, Erica, 1991.
- [3] BELL, Telephone lab.: *Transmission Systems for Communications*. 4 ed., 1970.
- [4] BELLAMY, J.: *Digital Telephony*. 2 ed., Willey, New York, 1991.
- [5] FONTOLLIET: *Telecommunication Systems*. Artech House - 1986.
- [6] LATHI, B.P.: *Sistemas de Comunicações*. Guanabara Dois, Rio de Janeiro, 1968.
- [7] OWEN, F.F.E.: *PCM and Digital Transmission Systems*. McGraw-Hill, New York, 1982.
- [8] SKLAR, B.: *Digital Communications - Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, New Jersey, 1988.
- [9] WANDER & GOLTERMANN: *PCM - Modulação por código de pulsos - Técnicas e Instrumentos de Medição*. 1981.
- [10] MOECKE, M. *Conversão de Sinais para Transmissão*, CEFET/SC, São José, 2004.