

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. Temos:

$$SRQ = \frac{\frac{A^2}{2}}{\frac{\Delta V^2}{12}} \quad \text{ou} \quad SRQ(dB) = 7.78 + 20 \log \frac{A}{\Delta V}$$

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 digitalizada requer uma relação SR superior a 26dB, no entanto 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 para sinais pequenos, um sistema telefônico deve ser capaz de transmitir uma larga faixa de amplitudes de sinal (faixa dinâmica FD). Levando em conta esta faixa dinâmica do sinal, a determinação da relação SR é feita através da equação:

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

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. Resolvendo graficamente esta equação obtemos a figura 1.18.

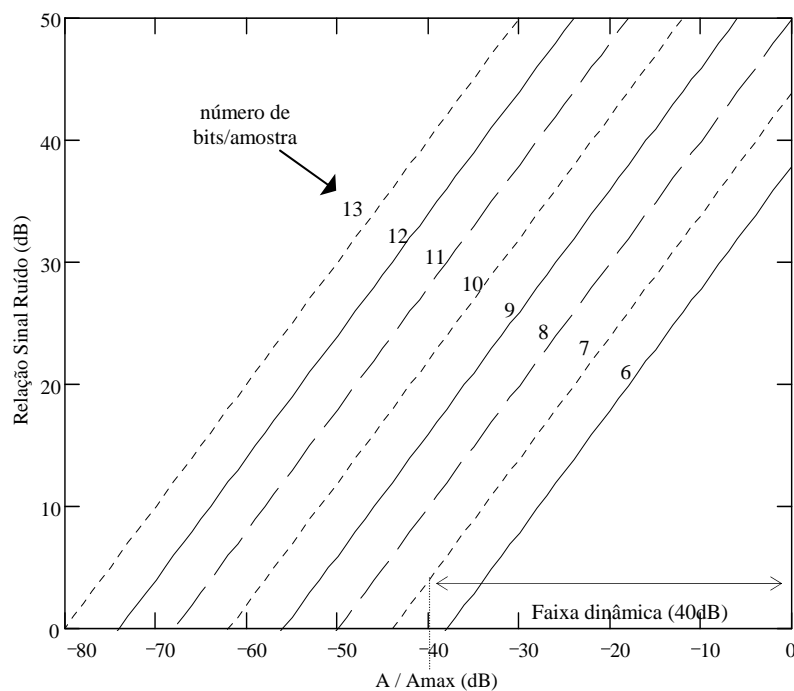


Figura 1.18- Relação sinal ruído para quantização linear.

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 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, conforme mostra a figura 1.20. 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 $< 23 \text{ dB}rN^1$.

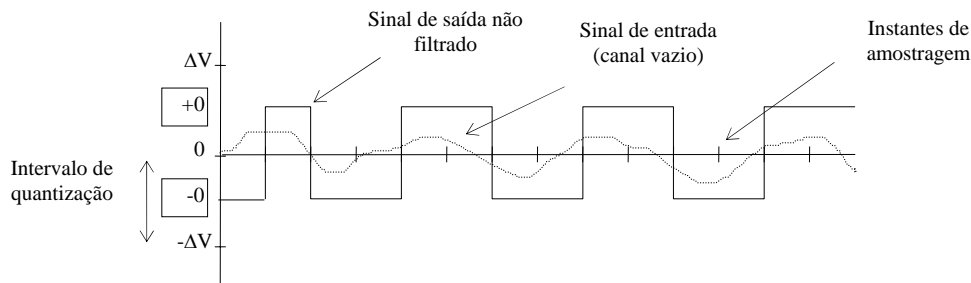


Figura 1.19- Ruído de canal vazio produzido pelo quantizador com os primeiros intervalos de quantização iniciando na origem.

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).

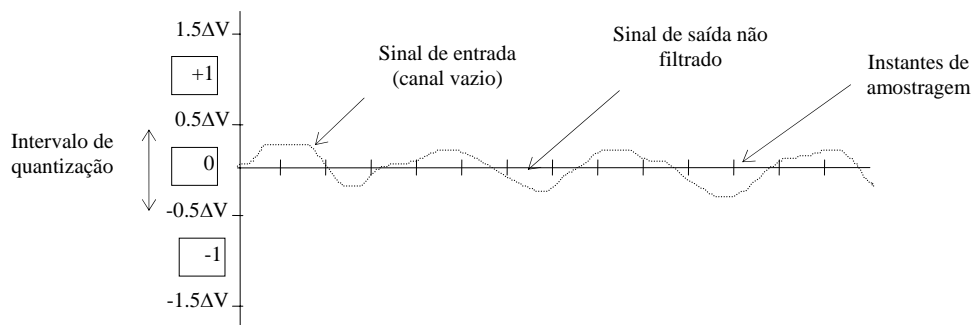


Figura 1.20- Quantizador com o primeiro intervalos de quantização centrado na origem.

1.4.4 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

¹ O padrão de referência de ruído no sistema telefônico é 1pW, que é 10^{-12} W ou -90dBm, onde dBm é a potência em dB relativo a 1mW. O ruído em 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 23dbrN corresponde a -67dBm.

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.

Existem três diferentes métodos de implementar a quantização não uniforme conforme mostram as figuras 1.21, 22 e 23. Nos três casos existe um circuito que realiza a **COMPRESSÃO** do sinal na entrada e um circuito que realiza a **EXPANSÃO** do sinal na saída. O processo de comprimir e depois expandir o sinal é denominado de **COMPANSÃO**.

No caso da figura 1.21, o sinal analógico de entrada é transmitido através de um circuito com ganho não linear (*compressor*) e, em seguida, uniformemente quantizado por um conversor analógico digital. Este método foi o primeiro a ser utilizado, mas já caiu em desuso devido a dificuldade de implementar o amplificador logarítmico, no qual são exigidos diodos especiais com alta precisão na sua característica de tensão x corrente.

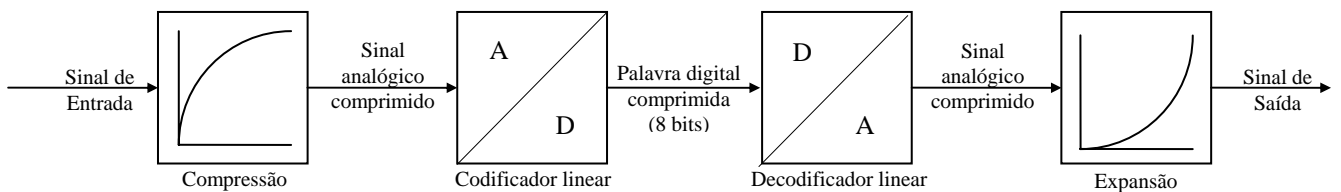


Figura 1.21- Compressão analógica seguido de quantização linear.

No caso da figura 1.22, os níveis de quantização são definidos através de passos de quantização variáveis no próprio conversor analógico digital. Esta implementação tem como principal dificuldade manter a precisão dos níveis de referência.

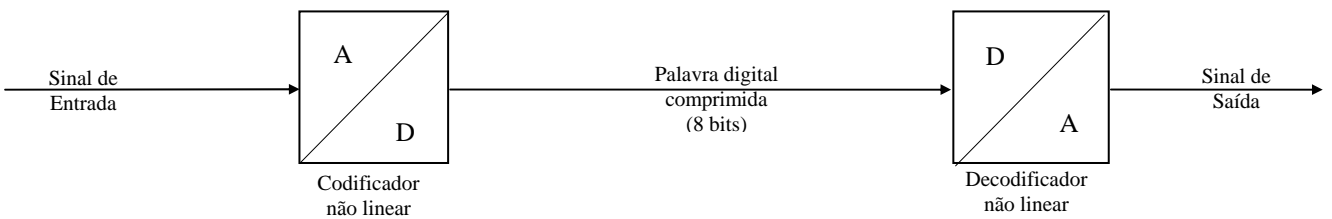


Figura 1.22 Codificação não linear.

No caso da figura 1.23, 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. Este é o método mais utilizado atualmente na telefonia, e permite implementar variações na forma de compressão utilizando-se apenas tabelas de translação diferentes.

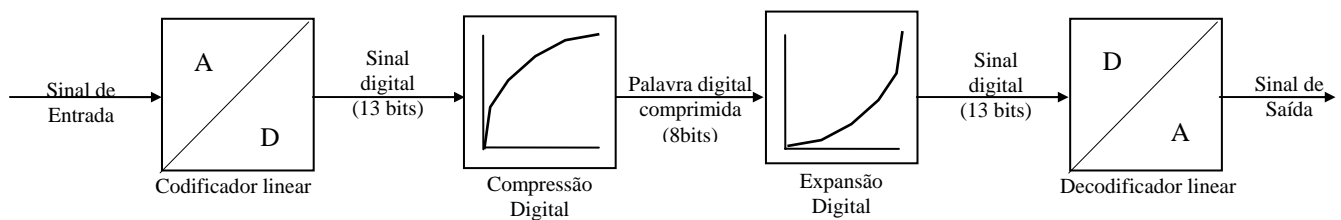


Figura 1.23 - Quantização linear seguido de compressão digital do sinal digital

Apesar da diferença de implementação, as três situações apresentadas resultam em palavras digitais idênticas, isto é, podemos utilizar a etapa de entrada de uma implementação e a saída de outra.

A variação dos passos de quantização com a amplitude do sinal é definida 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 compensação 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:

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

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

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 curva traçada a partir da equação acima é logarítmica para valores grandes de amplitude de entrada e aproximadamente linear para valores de pequena amplitude ($x < 1/\mu$). A Lei μ possui um intervalo de quantização centrado na origem, para diminuir o problema de ruído de canal vazio, conforme mostrado na figura 1.20.

Os primeiros sistemas utilizavam o parâmetro $\mu = 100$, e implementavam a compressão na forma analógica utilizando amplificadores logaritmos com diodos especiais. Atualmente 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.

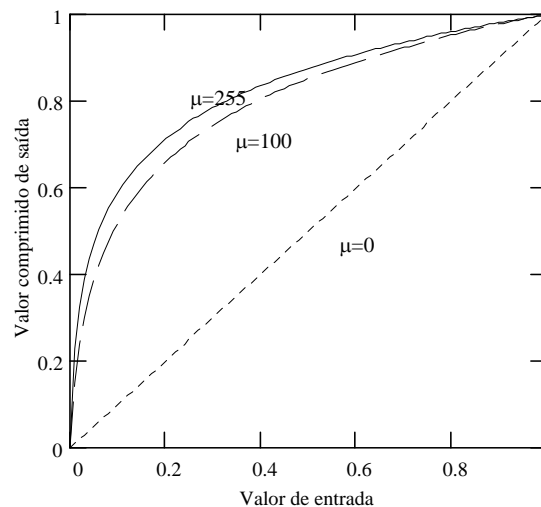


Figura 1.24 - Curva de compressão utilizando a Lei μ .

b) Lei A.

Uma outra lei de compensação 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. Esta Lei A é definida pelas seguintes equações:

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

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

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

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

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 conforme mostrado na figura 1.19.

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), conforme mostra a figura 1.25 e 26.

	Segmentos						
	1	2	3	4	5	6	7
níveis	32	16	16	16	16	16	16
x_início	0	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2
y_início	0	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8
x_fim	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1
y_fim	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1

Figura 1.25 - Número de níveis, valores iniciais e finais dos segmentos da curva de compressão - Lei A

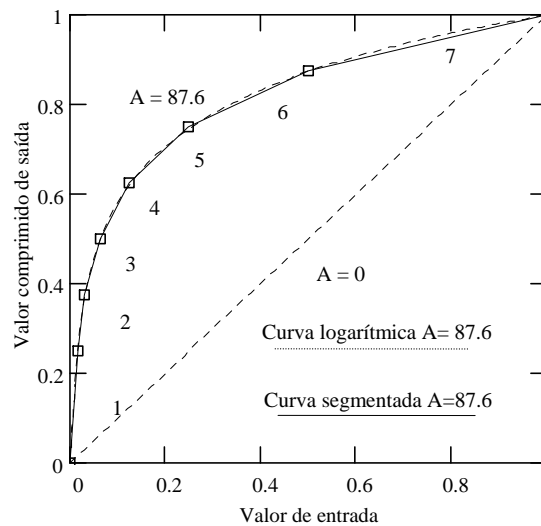


Figura 1.26 - Curva de compressão utilizando a Lei A

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 SRQ. 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, conforme mostra a figura 1.27. 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 SRQ não atinge o valor mínimo de 35dB no caso da Lei A.

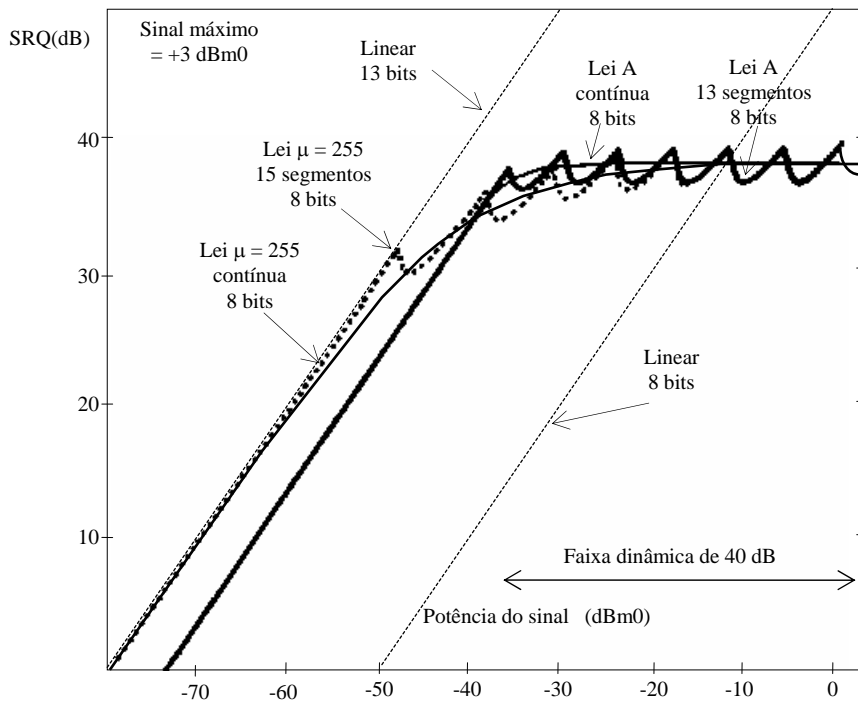


Figura 1.27- Relação sinal ruído para as leis A e μ (contínua e em segmentos)

1.4.5 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 eficiencia 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.

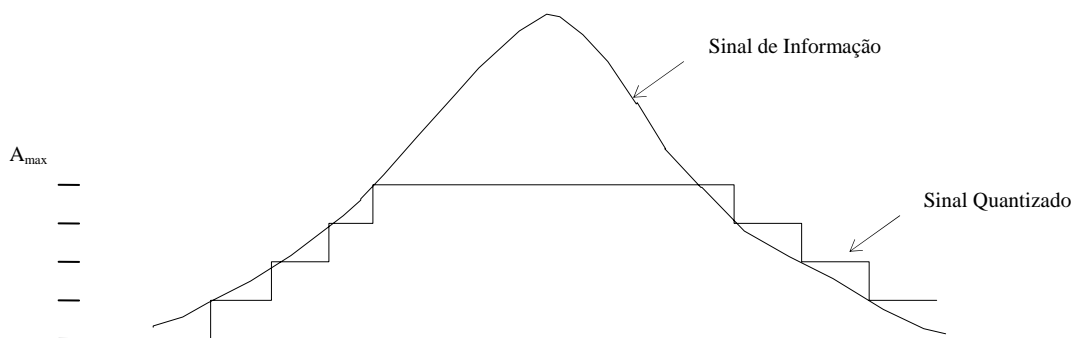


Figura 1.28 - Distorção causada pelo corte dos picos do sinal.

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.

No Sistema Telefonico, a relação sinal /ruído de quantização em função do nível do sinal é dada pelo gráfico abaixo, onde os sistemas devem funcionar fora da área hachureada. Este tipo de

gráfico é muito utilizado para especificar a região de funcionamento dos sistemas, sendo conhecido por "Máscara".

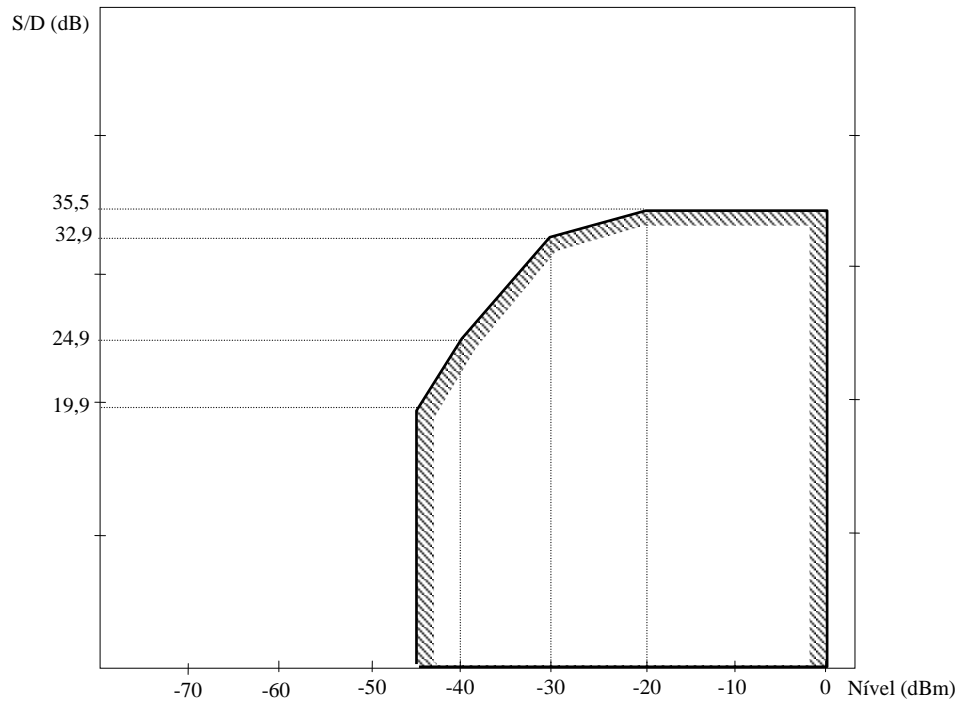


Figura 1.29 - Especificação da relação Sinal / Distorção total para CPA-T (SPT 220-250-706).

1.5 Codificação.

A codificação é a operação através da qual cada nível de quantização é associado a uma combinação de dígitos binários, formando um código preestabelecido. Para uma combinação de n dígitos binários, existem $n!$ possíveis códigos. A figura 1.29 ilustra três códigos diferentes utilizando 8 bits.

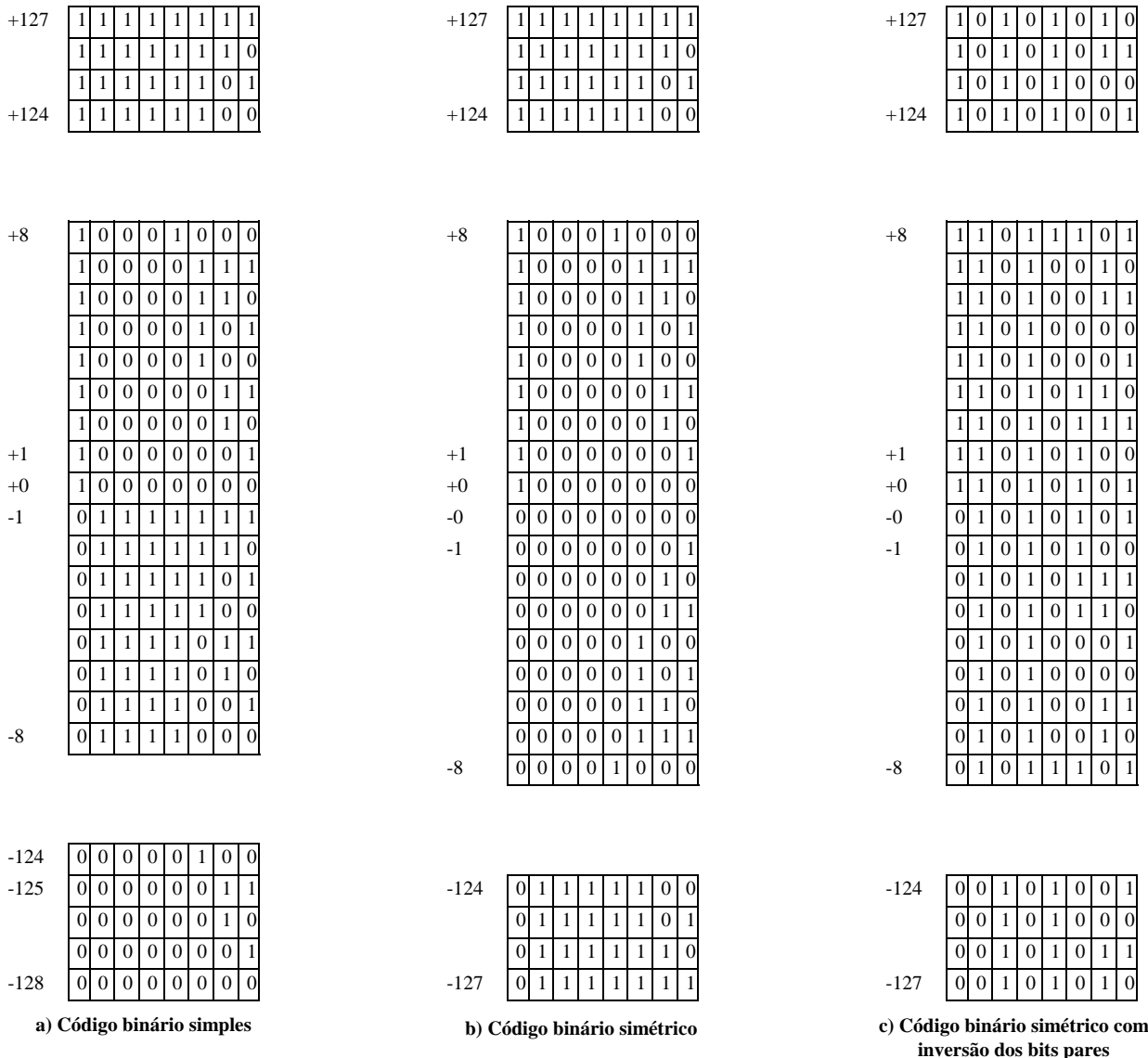


Figura 1.30 - Tipos de código.

Para que um código possa ser utilizado em telefonia, ele deve permitir a implementação simples da codificação e decodificação e permitir boas condições para a transmissão do sinal de relógio, por isso é utilizado o binário simétrico com inversão dos bits pares.

1.5.1 Código PCM.

Na transmissão telefônica digital foi adotado um código binário de 8 bits que permite a codificação de 256 níveis de quantização, os quais estão divididos igualmente entre a parte positiva e negativa. Este código é denominado de código PCM ou palavra PCM.

O código empregado para a formação das palavras PCM usando a lei A é simétrico, onde o bit mais significativo (b_7) é utilizado para indicar a polaridade (P) da amostra ($1 \rightarrow +$ e $0 \rightarrow -$) e o restante dos bits é utilizado para indicar a magnitude do sinal a partir do nível zero. Os bits da magnitude são utilizados da seguinte maneira: os bits b_6 a b_4 indicam o número do segmento (S) e o código do intervalo de quantização (Q) é dado pelos bits b_3 a b_0 .

Lembre-se que na realidade o segmento 0 e o segmento 1 são colineares, sendo normalmente chamados de segmento central.

	P	S			Q			
SEGMENTO	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0
1	p	0	0	0	n	n	n	n
	p	0	0	1	n	n	n	n
2	p	0	1	0	n	n	n	n
3	p	0	1	1	n	n	n	n
4	p	1	0	0	n	n	n	n
5	p	1	0	1	n	n	n	n
6	p	1	1	0	n	n	n	n
7	p	1	1	1	n	n	n	n

Figura 1.31 - Palavras PCM - lei A.

O código acima resulta na maioria das vezes em sequências de zeros, uma vez que em telefonia os sinais de baixa amplitude são os mais frequentes. Para melhorar a condição de transmissão do sinal de relógio, inverte-se os bits pares das palavras PCM antes da sua transmissão.

Na figura 1.32 é mostrada a tabela de codificação para a lei A, onde o valor máximo da entrada é o número inteiro 4096. Para cada intervalo de quantização é dado o valor inicial, e o valor final acrescido de 1.

Código do Segmento								Código do Intervalo de Quantização
000	001	010	011	100	101	110	111	
0	32	64	128	256	512	1024	2048	0000
2	34	68	136	272	544	1088	2176	
4	36	72	144	288	576	1152	2304	0001
6	38	76	152	304	608	1216	2432	0010
8	40	80	160	320	640	1280	2560	0011
10	42	84	168	336	672	1344	2688	0100
12	44	88	176	352	704	1408	2816	0101
14	46	92	184	368	736	1472	2944	0110
16	48	96	192	384	768	1536	3072	0111
18	50	100	200	400	800	1600	3200	1000
20	52	104	208	416	832	1664	3328	1001
22	54	108	216	432	864	1728	3456	1010
24	56	112	224	448	896	1792	3584	1011
26	58	116	232	464	928	1856	3712	1100
28	60	120	240	480	960	1920	3840	1101
30	62	124	248	496	992	1984	3968	1110
32	64	128	256	512	1024	2048	4096	1111

Figura 1.32 - Tabela de codificação da lei A.

Exemplo: Uma amostra +2398 se encontra no segmento 111 e no código de quantização 0010, pois é um valor entre 2304 e 2432. Desta forma o código PCM correspondente a esta amostra é

11110010. Na decodificação, esta palavra será decodificada como +2368, que corresponde ao valor médio do código de quantização.

1.5.2 Compressão Digital pela lei A.

Como foi visto anteriormente, o método de quantização não uniforme pode ser implementado de diversas formas diferentes, sendo que todas apresentam resultados equivalentes. Atualmente a forma mais utilizada é a quantização uniforme em 13 ou 14 bits seguido da translação digital para 8 bits. Este método é muito prático, uma vez que permite obter uma palavra PCM segundo a lei A ou μ através de uma simples mudança da tabela de translação.

Na figura 1.33 é mostrada a tabela de compressão e expansão digital para a lei A, partindo-se do valor codificado em uma seqüência de 13 bits. Note que apenas os 12 bits iniciais são utilizados na compressão, pois o décimo terceiro bit ($b_{12} = p$) apenas representa a polaridade da amostra. Conforme mostra a figura, alguns dos bits menos significativos são desprezados no processo de compressão, sendo restituídos na expansão digital pelo valor médio 10...0. No caso da lei μ também é utilizada uma tabela semelhante a esta, mas ela pois um bit a mais.

Compressão Digital													Expansão Digital																									
Código linear de Entrada													Código Comprimido													Código Linear de Saída												
b_{12}	b_{11}	b_{10}	b_9	b_8	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	b_{12}	b_{11}	b_{10}	b_9	b_8	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0					
p	0	0	0	0	0	0	0	w	x	y	z	a	p	0	0	0	w	x	y	z	p	0	0	0	0	0	0	0	w	x	y	z	1					
p	0	0	0	0	0	0	1	w	x	y	z	a	p	0	0	1	w	x	y	z	p	0	0	0	0	0	0	1	w	x	y	z	1					
p	0	0	0	0	0	1	w	x	y	z	a	b	p	0	1	0	w	x	y	z	p	0	0	0	0	0	1	w	x	y	z	1	0					
p	0	0	0	1	w	x	y	z	a	b	c	d	p	0	1	1	w	x	y	z	p	0	0	0	0	1	w	x	y	z	1	0	0					
p	0	0	1	w	x	y	z	a	b	c	d	e	p	1	0	0	w	x	y	z	p	0	0	0	1	w	x	y	z	1	0	0	0					
p	0	1	w	x	y	z	a	b	c	d	e	f	p	1	0	1	w	x	y	z	p	0	0	1	w	x	y	z	1	0	0	0	0					
p	0	1	w	x	y	z	a	b	c	d	e	f	p	1	1	0	w	x	y	z	p	0	1	w	x	y	z	1	0	0	0	0	0					
p	1	w	x	y	z	a	b	c	d	e	f	g	p	1	1	1	w	x	y	z	p	1	w	x	y	z	1	0	0	0	0	0	0					

$\leftarrow S \rightarrow$ $\leftarrow Q \rightarrow$

Figura 1.33 - Tabela de compressão e expansão digital - lei A.

Exemplo: A mesma amostra de +2398 pode ser representado na forma binária como 1100101011110. Da tabela de codificação, vemos que se $P=b_{12} = 1$, $b_{11} = 1$, $wxyz = 0010$, então $S = 111$ e $Q = 0010$. Desta forma o código comprimido é 11110010. Usando a tabela de expansão, podemos determinar o código linear de saída como 11001010000000, que corresponde em decimal a +2368, que corresponde ao valor médio entre todos os valores de 13 bits que são codificados nesta palavra PCM (2304 a 2432).

1.5.3 Circuitos de codificação

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. Os circuitos codificadores geralmente realizam também diretamente a quantização do sinal, sendo chamados de Conversores Analógico/Digital (A/D)

a) Codificador Serial (Contador)

Os codificadores seriais são os mais baratos e simples, no entanto têm um tempo de conversão muito lento.

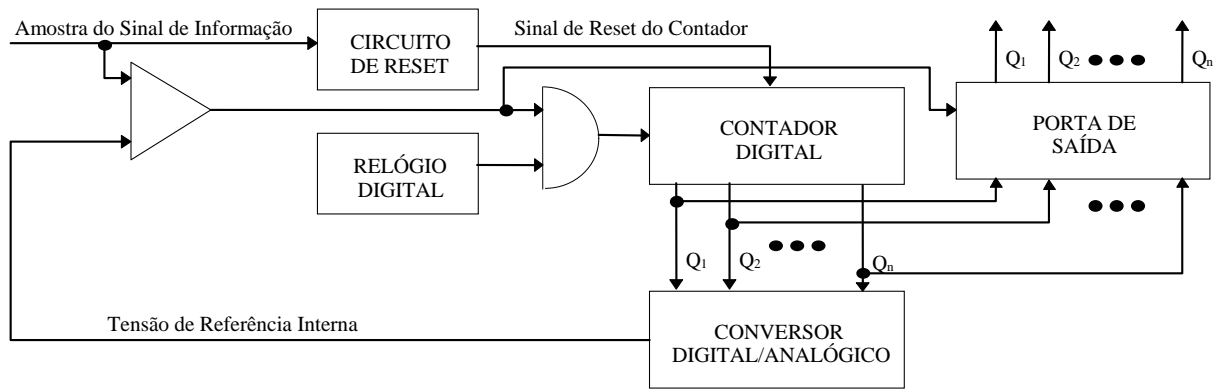


Figura 1.34 - Implementação de um Codificador Serial.

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 deve haver 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_{\min} , 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.

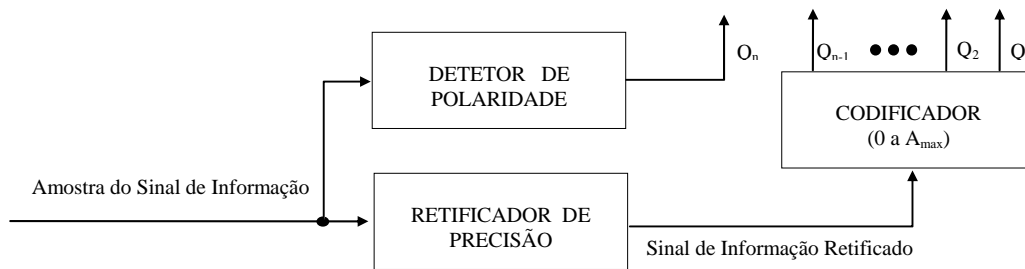


Figura 1.35 - Implementação de um Codificador Simétrico.

b) 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.

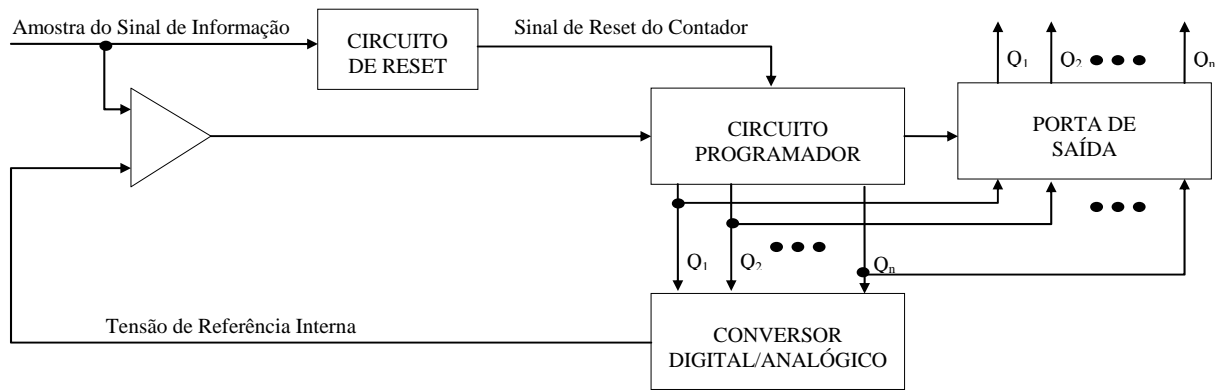


Figura 1.36 - Implementação de um Codificador Iterativo.

Exemplo: Considere um codificador de 4 bits e uma tensão de entrada V_e , conforme é mostrado na figura 1.37. 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 $1101 + 1 = 1110$.

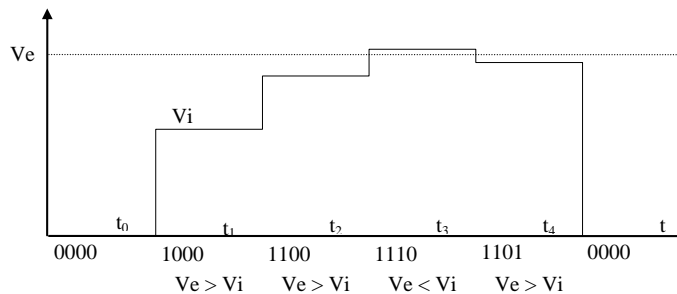


Figura 1.37 - Exemplo de uma conversão em um codificador iterativo.

c) Codificador Paralelo (flash)

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 nível 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 depende apenas da rapidez do circuito de comparação e da matriz lógica.

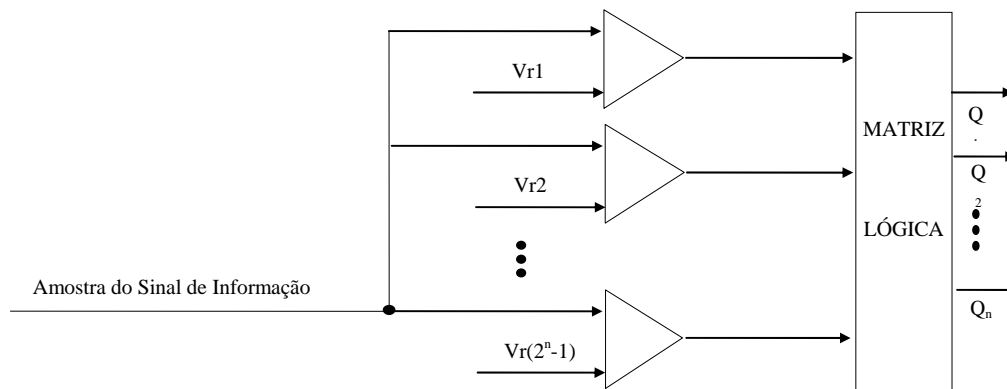


Figura 1.38 - Implementação de um Codificador Paralelo.

1.6 **D**ecodificação

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 . 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 comum nesta etapa utilizar-se um circuito de retenção, que traz como consequência uma distorção do espectro do sinal conforme já visto anteriormente.

A decodificação não uniforme pode ser realizada de três formas conforme mostram as figura 1.21, 1.22 e 1.23. A expansão deve ser feita pela mesma lei de compensação (lei A ou μ).

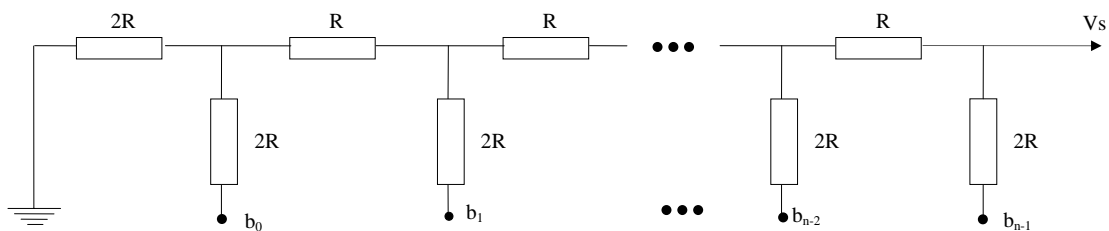


Figura 1.39 - Decodificador R-2R.

A figura 1.39 mostra um tipo de decodificador denominado de R-2R de n bits, cujo funcionamento é baseado na divisão de tensão em uma rede resistiva. Para cada entrada Q_i , quando aplicamos uma tensão V_e , obtemos na saída $V_s = V_e/2^{(n-1)}$. Se aplicarmos simultaneamente uma tensão V_e nas entradas 0,2,4 e 7 de um decodificador de 8 bits, teremos como tensão de saída $V_s = (1/256 + 1/64 + 1/32 + 1/2) V_e = 141/256 V_e$. Para um decodificador de n bits a máxima tensão de saída é dada por $V_{s \max} = V_e(2^n - 1)/2^n$.

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. Na figura 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 estão em 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 $2R, 4R, 8R, 16R, 32R, \dots$. A desvantagem deste tipo de conversor D/A é que os valores dos resistores são todos diferentes, tornando mais difícil a sua realização, principalmente para aplicações com mais bits.

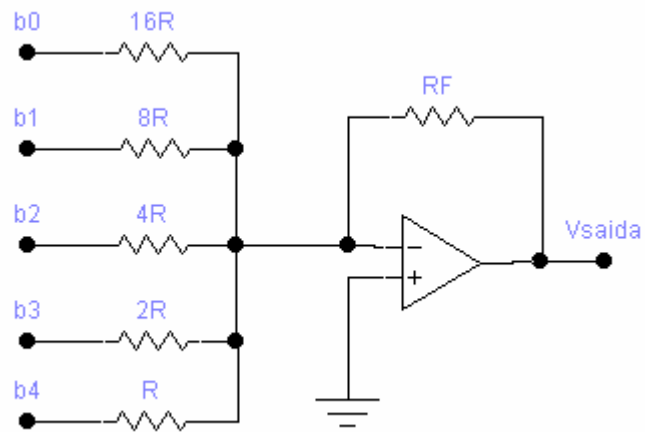


Figura 1.40 - Decodificador com entrada balanceadas binários.

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

1.7 Filtragem

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 abaixo mostra uma 'mascara' das 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).

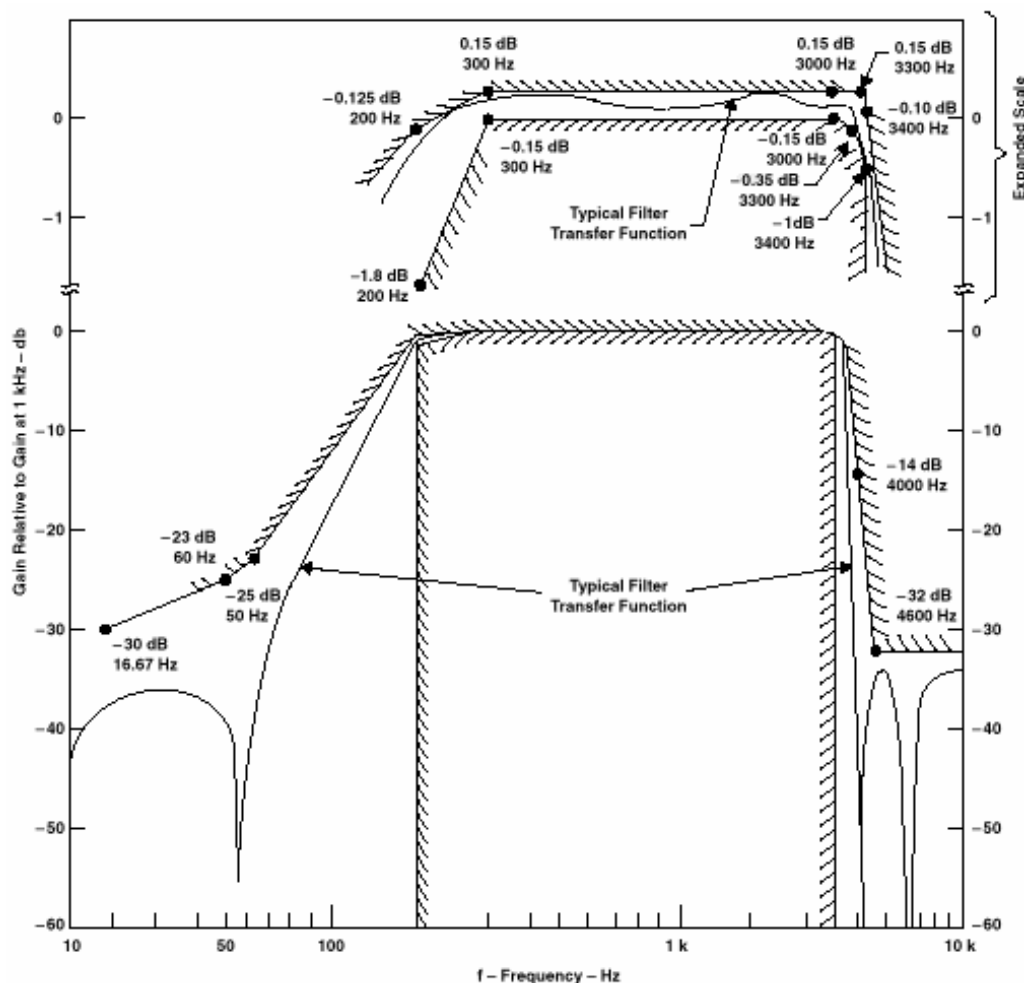


Figura 1.41 - Mascara de filtro de entrada ITU-T para telefonia digital.

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 abaixo 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 frequência 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).

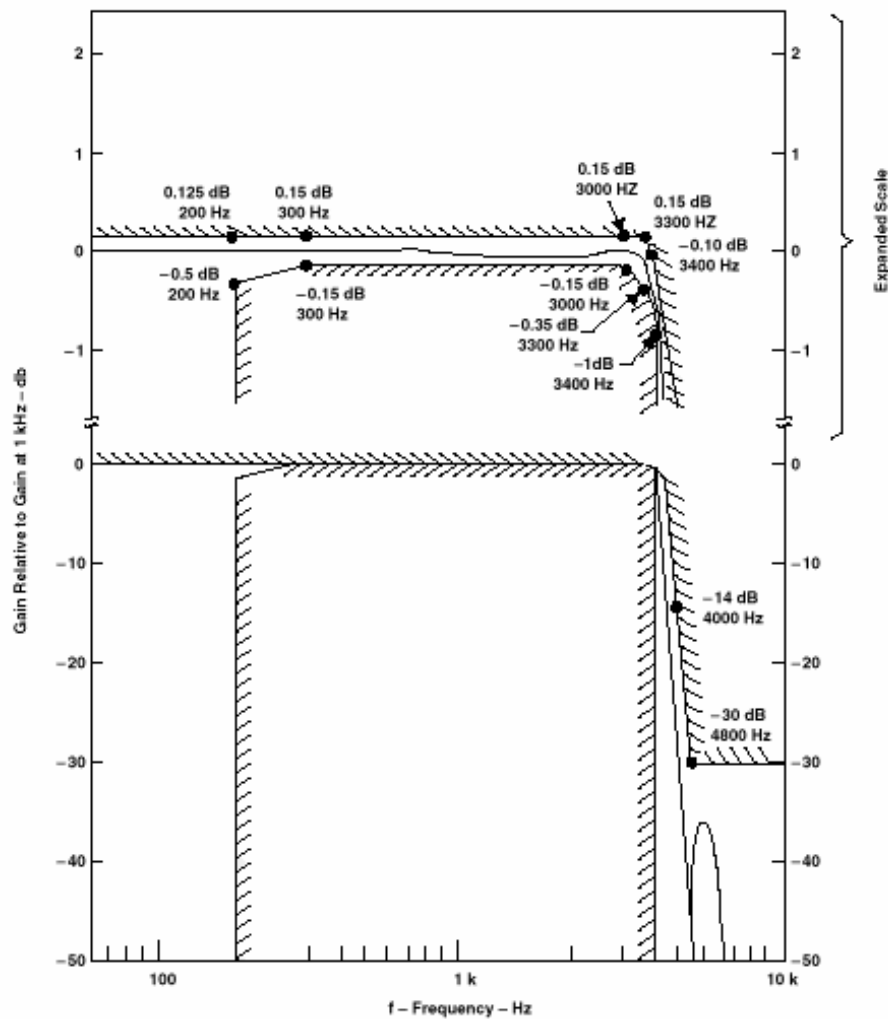


Figura 1.42 - Máscara de filtro de recepção do ITU-T para telefonia digital.

A implementação do filtro é geralmente feita utilizando a tecnologia de capacitores chaveados, de filtragem digital ou até mesmo através de filtros ativos. A ordem dos filtros passa alta para rejeitar as frequências acima de 3400Hz é geralmente de 4. Após a filtragem, a única diferença entre o sinal recuperado e o sinal original é o erro de quantização.

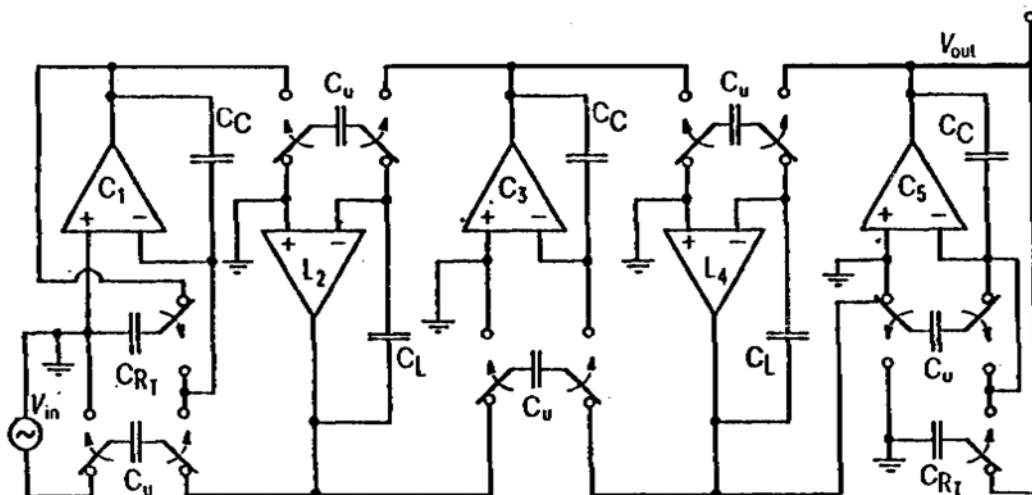


Figura 1.43 - Filtro de Capacitor Chaveado.

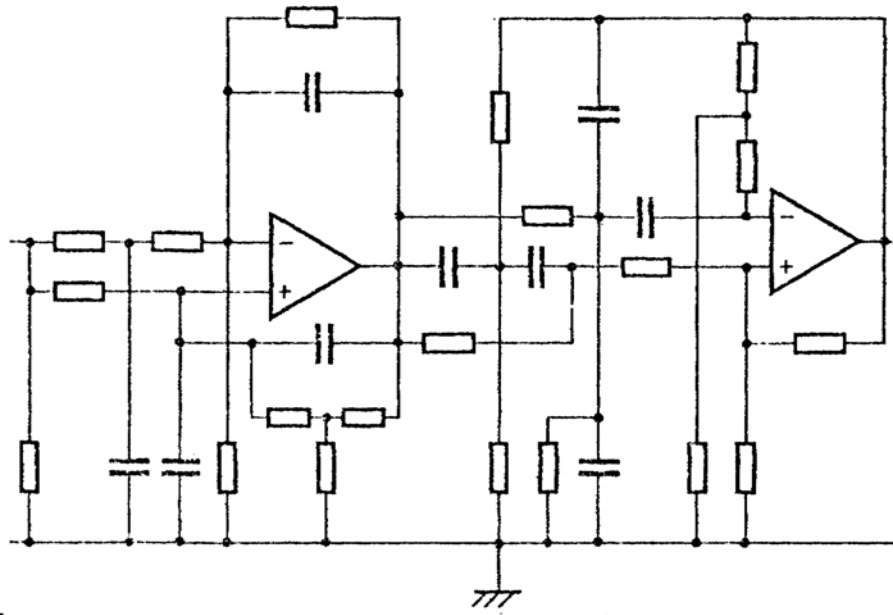


Figura 1.44 - Filtro Ativo

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 incluem no mesmo chip os filtros de entrada amostragem, filtro de recepção e a correção da distorção $(\sin x)/x$, de modo que podemos ter em um único chip todos o blocos estudados neste capítulo.

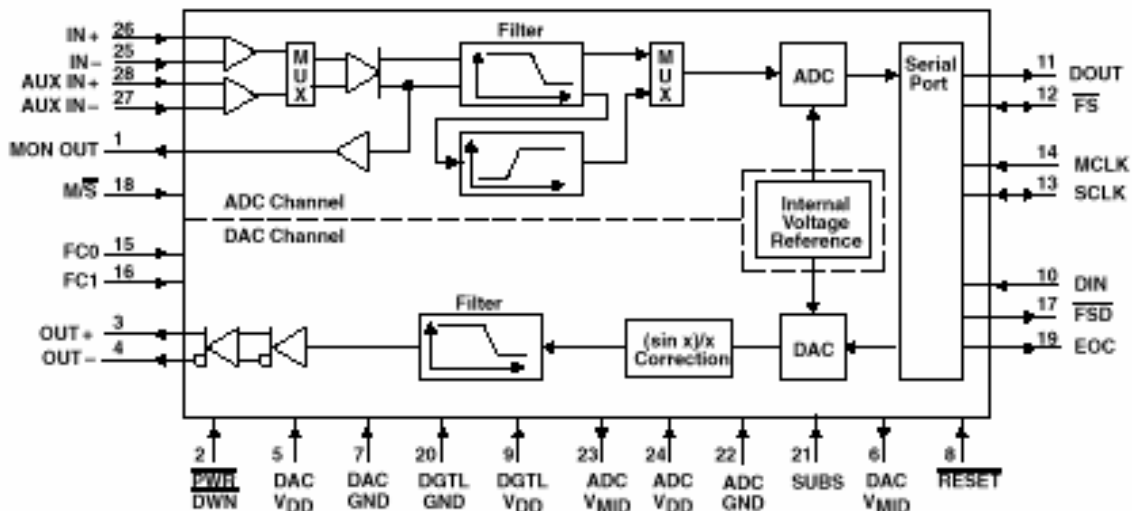


Figura 1-45 CODEC com filtro da TEXAS INSTRUMENTS (TLC320AC02C, TLC320AC02I)

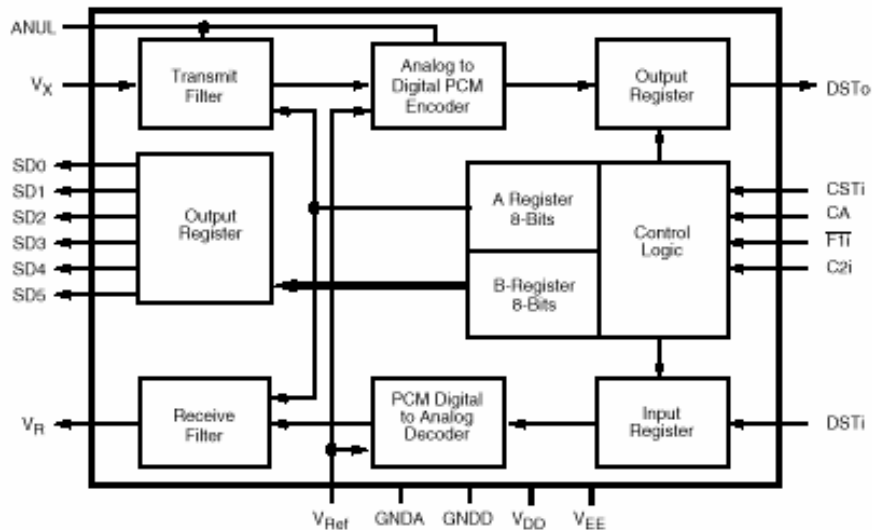


Figura 1-46 CODEC com filtro da MITEL (MT8960/61/62/63/64/65/66/67)



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 IC
- 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.

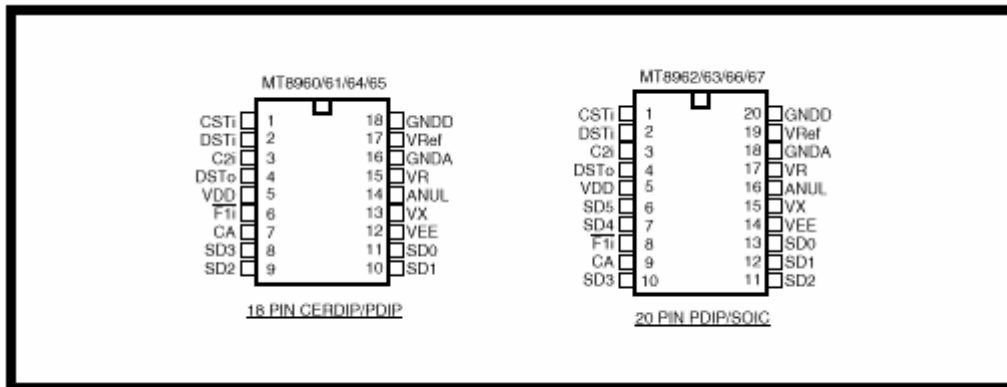


Figure 2 - Pin Connections

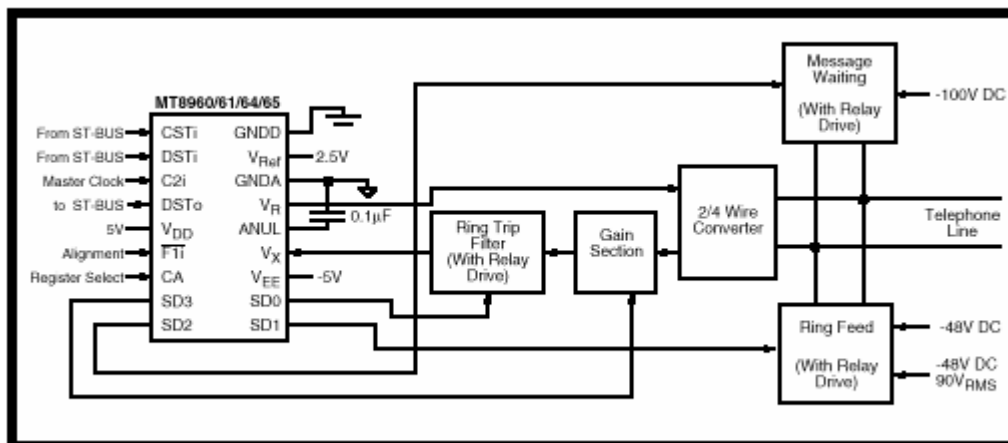


Figure 7 - Typical Use of the Special Drive Outputs

Figura 1-47 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.

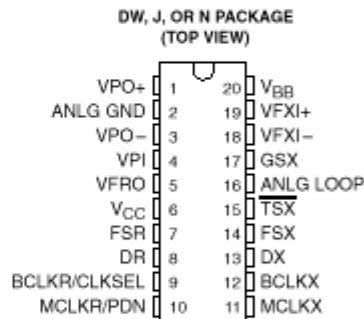


Figura 1-48 Parte introdutória do datasheet de um CODEC da TEXAS INSTRUMENTS.

Bibliográfica.

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. Se você procura informações atualizadas procure na INTERNET nos links indicados no site www.etfsc-sj.rct-sc.br/~moecke