

SUPERVISÃO DE CODEC

MCP

GOROU KANNO

Orientador - DALTON S. ARANTES

Tese apresentada à Faculdade
de Engenharia de Campinas
FEC - UNICAMP, como parte dos
requisitos exigidos para ob
tenção do título de MESTRE
EM CIÊNCIAS.

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

DEZEMBRO 1978

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Aos meus pais, aos meus irmãos e a Elza...

Ao Prof. Dr. Dalton Soares Arantes, pela valiosa orientação;

Ao Prof. Dr. Rege Romeu Scarabucci, pelo inestimável incentivo e apoio;

A Ivanil Sebastião Bonatti, pelas imprescindíveis contribuições;

A Srta. Maria Júlia Dini, pela dedicação e paciência na execução dos trabalhos de datilografia e desenho;

Aos Engenheiros, Técnicos e Desenhistas do Laboratório de Comunicações Digitais;

e a todos os colegas e amigos que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho...

... um sincero muito obrigado.

SUMÁRIO

Neste trabalho, discute-se a supervisão do par Codificador-Decodificador (CODEC) de sistemas multiplex temporal que utilizam a técnica de Modulação por Códigos de Pulsos (MCP), para 30 canais telefônicos.

As características principais dos métodos de supervisão, analógico e digital, são comparadas. Mostra-se que o método de supervisão digital está mais relacionado com o desempenho dos circuitos do CODEC, apresentando características mais rigorosas de supervisão.

O esquema digital é adotado e um circuito de Supervisão de CODEC é projetado e implementado. Para analisá-lo, à luz das especificações da CCITT, faz-se um estudo sobre a influência de erros (nas palavras digitais) na Relação Sinal/Ruído do par CODEC. Os resultados analíticos são então comparados com medidas de laboratório.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

- I.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS
- I.2 - O PROBLEMA DA SUPERVISÃO DE CODEC'S
- I.3 - ESPECIFICAÇÕES PARA A SUPERVISÃO DE CODEC'S
- I.4 - OBJETIVOS DO TRABALHO

CAPÍTULO II - ERRO DIGITAL EM CODEC'S E SEU EFEITO NA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO

- II.1 - INTRODUÇÃO
- II.2 - RUÍDO DE QUANTIZAÇÃO
- II.3 - ERROS NOS DÍGITOS
- II.4 - SIMULAÇÃO
 - II.4.1 - Quantização Uniforme
 - II.4.2 - Quantização Não-Uniforme
- II.5 - RESULTADOS

CAPÍTULO III- SUPERVISÃO DIGITAL DE CODEC TELEFÔNICO

- III.1 - INTRODUÇÃO
- III.2 - SISTEMAS DE SUPERVISÃO DE CODEC
 - III.2.1 - Supervisão Analógico
 - III.2.2 - Supervisão Digital
- III.3 - CONCEITUAÇÃO DE DESEMPENHO DE UM CODEC
- III.4 - SISTEMA DIGITAL DE SUPERVISÃO DE CODEC

CAPÍTULO IV - IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DIGITAL DE SUPERVISÃO DE CODEC

CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMENTÁRIOS FINAIS

APÊNDICE A

APÊNDICE B

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS

Modulação por Código de Pulsos (MCP) é uma técnica de transmissão multicanal que explora as vantagens das transmissões digitais sobre as transmissões analógicas.

O sinal de informação transmitido em um sistema analógico é uma representação contínua do sinal original enquanto que, em um sistema digital, o sinal transmitido é um trem de pulsos que caracterizam o sinal original.

Um sinal telefônico convencional é uma simples reprodução elétrica das ondas sonoras de voz. Este sinal pode ser transmitido na sua forma original ou multiplexado em frequência como acontece nos sistemas analógicos de transmissão. Como este sinal é atenuado ao longo do percurso de transmissão, ele deve ser amplificado em pontos convenientes da rota.

Por outro lado, utilizando-se a técnica MCP, o sinal elétrico representativo do sinal de voz é transformado em uma série de pulsos "on-off". Isto é conseguido amostrando-se o sinal a uma taxa conveniente (maior ou igual à taxa de Nyquist) e associando-se a estas amostras palavras-códigos digitais que consistem em um número determinado de pulsos estreitos especialmente arrançados. Estes pulsos são então transmitidos através do canal e decodificados na recepção para reproduzir as amostras do sinal original. Se estas amostras são interpoladas convenientemente (filtradas), obtém-se um sinal que é uma estimativa do sinal original.

Note-se que se os pulsos "on-off" forem suficientemente estreitos, existirão espaços de tempo disponíveis para inserir pulsos representativos de outros canais de voz entre as palavras digitais sucessivas de um canal, tornando-se possível então a multiplexagem temporal.

Os pulsos do sinal MCP são também atenuados ao longo do percurso, como no caso de sinais analógicos. Porém, os amplificadores MCP espaçados ao longo da rota são também projetados para regenerar o trem de pulsos. Na prática, o desempenho dos regeneradores não é absolutamente perfeito, resultando em uma taxa de erro de bit indesejável, mas que, não obstante, pode ser

perfeitamente controlada pelo projeto cuidadoso dos repetidores.

Essa possibilidade de regeneração do sinal ao longo do percurso é a principal vantagem dos sistemas digitais sobre os analógicos. Além disso, os circuitos digitais são mais simples, mais econômicos e mais confiáveis que os circuitos analógicos.

- O PROBLEMA DA SUPERVISÃO DE CODEC'S

Nos sistemas de multiplexagem de canais telefônicos que utilizam a técnica de Modulação por Código de Pulsos (MCP), existem dois esquemas básicos de multiplexagem. Em um deles, o esquema analógico de multiplexagem, as amostras oriundas de um grande número de canais são multiplexadas temporalmente, obtendo-se um trem de pulsos PAM, que é então processado em um Conversor Analógico-Digital MCP. O outro esquema possível é fazer a Conversão A/D canal por canal e, em seguida, fazer a multiplexagem temporal já em forma digital.

Atualmente, a utilização de Conversores A/D e D/A (codificadores e decodificadores na linguagem de telecomunicações), para cada canal telefônico, não é ainda mais vantajosa que a multiplexagem analógica seguida de Conversor A/D para vários canais. Isto porque ainda não foi possível reduzir os custos da eletrônica adicional repetitiva introduzida em cada canal. Mesmo que o esquema digital de multiplexagem se torne mais econômico nos próximos 2-3 anos, são as custas de circuitos integrados sofisticados que não estarão disponíveis no Brasil.

Por outro lado, na multiplexagem analógica seguida de Conversão A/D, o trem de pulsos PAM que carrega as amostras de todos os canais telefônicos, é em geral processado somente por um codificador na direção de transmissão e somente por um decodificador na direção de recepção. Surge então, neste caso, o problema da segurança da transmissão dos canais telefônicos - uma falha em qualquer lugar do par codificador/decodificador (CODEC) retira de serviço todos os canais ligados ao sistema multiplex.

Neste caso, é então recomendado pela CCITT (*) que o par CODEC seja supervisionado e que, quando falhas são detetadas

(*) Comité Consultatif International des Téléphonique et Télégra

um alarme seja acionado na central telefônica, a fim de se sinalizar que é necessária a manutenção imediata no sistema.

3 - ESPECIFICAÇÕES PARA A SUPERVISÃO DE CODECS

Nos sistemas multiplex MCP de 30 canais telefônicos, a conversão análogo-digital é empreendida simultaneamente com uma compressão do sinal, para se ter um melhor desempenho da relação sinal/(ruído de quantização). A lei de compressão, conhecida como lei $A = 87,6$ (Scarabucci, 1974), é aproximada por 13 segmentos de reta, como mostrado na Fig. I.1.

A conversão análogo-digital com compressão pela lei $A = 87,6$ é estabelecida com o seguinte significado para os 8 dígitos que compõem cada amostra do sinal:

1º dígito : dígito de polaridade

2º, 3º e 4º dígitos : dígitos que localizam em qual dos segmentos A, B, ..., G_+ e G_- se encontra a amostra do sinal.

5º, 6º, 7º e 8º dígitos : dígitos que localizam em qual das 16 regiões igualmente espaçadas dentro de um segmento se encontra a amostra do sinal.

Dada a curva de compressão da Fig. I.1, obtém-se as curvas de relação sinal/(ruído de quantização) mostradas na Fig. I.2 (Tolosa, Yano e Scarabucci, 1977) para sinais de entrada senoidal e gaussiano, com amostragem a 8KHz e faixa de filtragem de 4KHz.

Na Fig. I.2 são mostradas também os limites mínimos especificados pela CCITT. Estes limites são especificados para canais telefônicos com faixa de 300 a 3400Hz e taxa de 8000 amostras/segundo.

Com relação à monitoração do desempenho do CODEC local, a CCITT (CCITT, 1976a) estabelece que, como requisito mínimo, a condição de falha deve ser reconhecida quando pelo menos para um nível de sinal no intervalo -21 a -6dBm0, a relação sinal/(ruído de

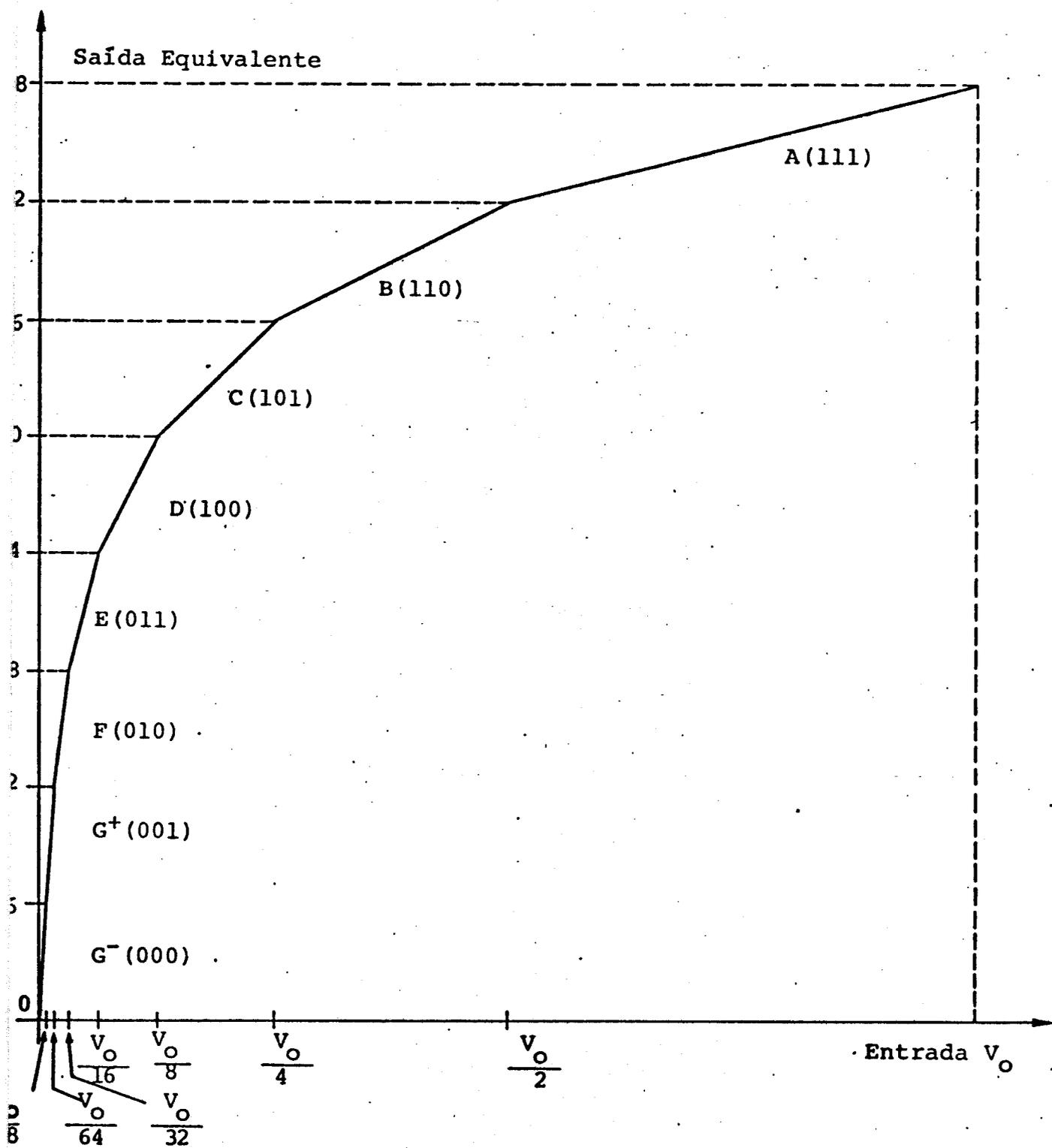


Fig. I.1 - Curva de compressão para lei $A = 87,6$.
 A curva tem simetria ímpar para sinais negativos.

quantização) cair 18dB ou mais em relação aos limites da CCITT da Fig. I.2.

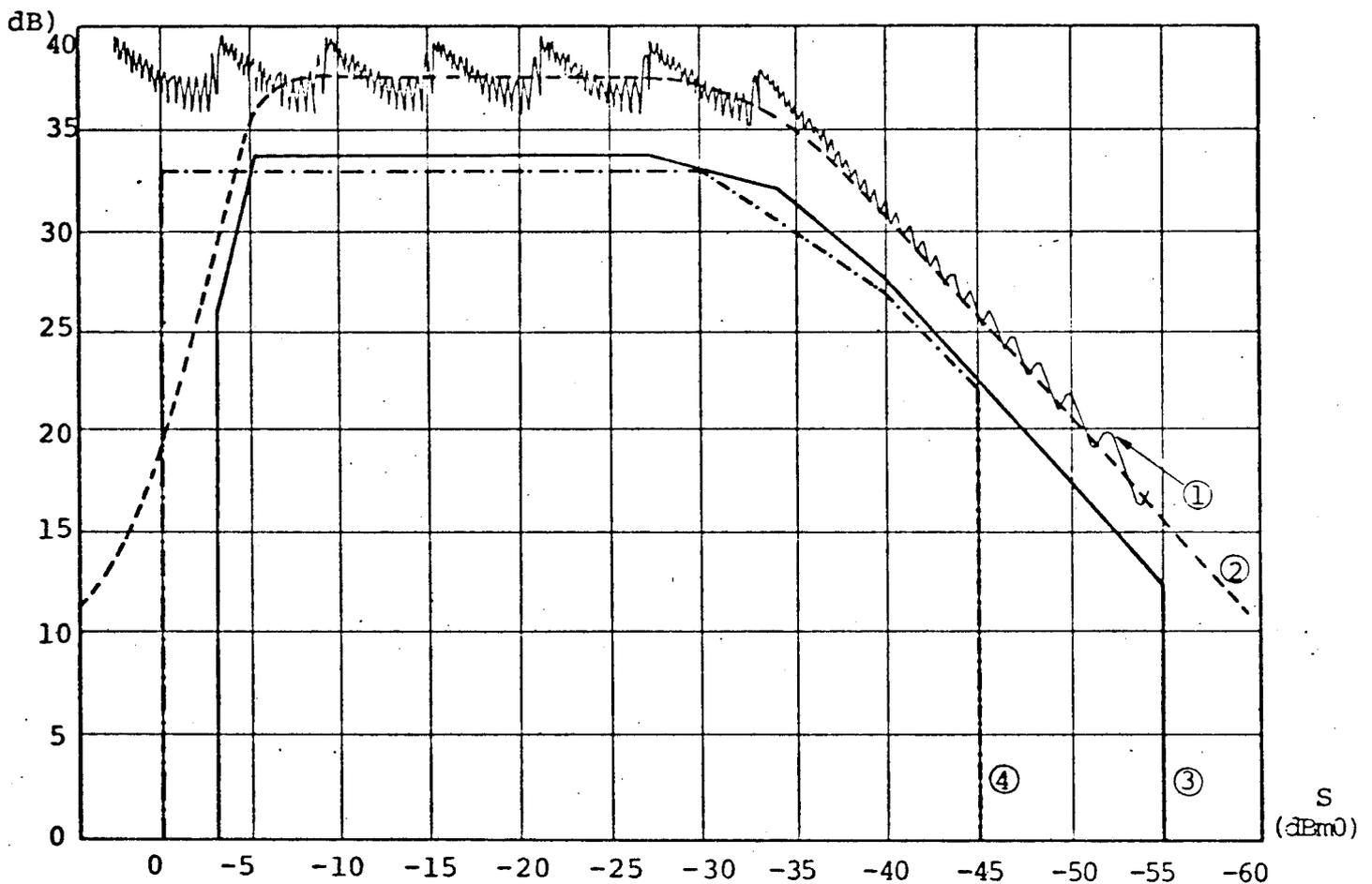


Fig. I.2 - Curvas de Relação Sinal/Ruído para sistema de transmissão MCP usando a lei A = 87,6 aproximada por 13 segmentos de reta.

- (1) - Curva teórica para entrada senoidal
- (2) - Curva teórica para entrada sinal gaussiano
- (3) - Limite do CCITT para sinais gaussianos
- (4) - Limite do CCITT para sinal senoidal

Apesar desta especificação ser razoável para o desempenho de canais de voz, ela é discutível com relação à transmissão de sinalização R.2 (CCITT, 1976a) através de CODEC. Na verdade, estuda-se atualmente uma compatibilização de especificações tanto para voz como para sinalização.

4 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Tendo-se a especificação da CCITT acima, neste trabalho objetiva-se projetar e implementar um circuito de supervisão de CODEC para um sistema de multiplexagem MCP de 30 canais telefônicos. Para tanto, analisa-se dois possíveis esquemas (analógico e digital) de se supervisionar o par CODEC. O esquema digital é então adotado. Faz-se também um estudo sobre a influência de erros digitais na Relação Sinal/Ruído do par CODEC para que o sistema adotado seja analisado à luz das especificações da CCITT para um sistema de multiplexagem MCP.

CAPÍTULO II

ERRO DIGITAL EM CODECS E SEU EFEITO

NA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO

I - INTRODUÇÃO

No processo de transformação entre as grandezas análogas e as digitais, cabe aos conversores A/D uma operação que é conhecida por quantização. A quantização consiste em associar a cada amostra do sinal análogo que pode assumir qualquer valor no intervalo $(-\infty, +\infty)$, um valor de saída que pertença a um conjunto finito de números reais (Gersho, 1977).

A fim de se identificar cada valor de saída, pode - se realizar um processo de codificação que consiste, por exemplo, em associar a cada valor uma palavra binária de n dígitos, desde que o número de valores seja menor ou igual a 2^n . Portanto, a uma sequência de amostras do sinal análogo é associada uma sequência de palavras binárias que estão aptas a sofrerem os processamentos digitais. O conversor D/A, por sua vez, possuindo uma tabela decodificadora pode, a partir das palavras binárias, gerar uma sequência de amostras que através de uma interpolação adequada (filtragem); gera um sinal análogo que constitui-se em uma estimação do sinal análogo original. A diferença entre estes dois sinais dá-se o nome de ruído de quantização (Scarabucci, 1974), e o critério para a avaliação do desempenho dos processos CODECs é a relação sinal/ruído (RSN).

Neste capítulo, estuda-se a influência na RSN de erros nos dígitos das palavras digitais, oriundos dos processos de codificação e decodificação das amostras dos sinais análogos.

A partir de modelos analíticos simples para o ruído de quantização, determina-se a degradação na relação sinal/ruído devido a erros nos dígitos.

Curvas de degradação são obtidas em função da probabilidade de erro nos dígitos e os resultados analíticos são confrontados com os resultados de simulação em computador digital, mostrando o excelente desempenho dos modelos adotados.

São tratados os casos de codificação uniforme e não-uniforme (lei A = 87,6 de 13 segmentos da CCITT), para sinais senoidais e gaussianos.

Por fim, esboça-se um critério de supervisão de CODEC

para um sistema MCP de 30 canais que atenda à especificação da CCITT (CCITT, 1976a).

2 - RUÍDO DE QUANTIZAÇÃO

A quantização pode ser definida especificando-se $(M+1)$ níveis de decisão X_0, X_1, \dots, X_M e um conjunto de M pontos, Y_1, Y_2, \dots, Y_M , que serão denominados pontos de quantização. A quantização consiste em associar a cada amostra x do sinal a ser quantizado, o ponto Y_j quando esta amostra pertencer ao intervalo R_j , $R_j \triangleq \{x \mid X_{j-1} \leq x < X_j\}$.

Por outro lado, como o ponto de quantização Y_j é o estimador das amostras contidas no intervalo R_j , o mesmo deve pertencer a este intervalo e, neste estudo, será considerado como o ponto médio do intervalo, isto é,

$$Y_j = \frac{X_{j-1} + X_j}{2}$$

A Fig. II.1 ilustra o esquema de quantização considerando o fato acima.

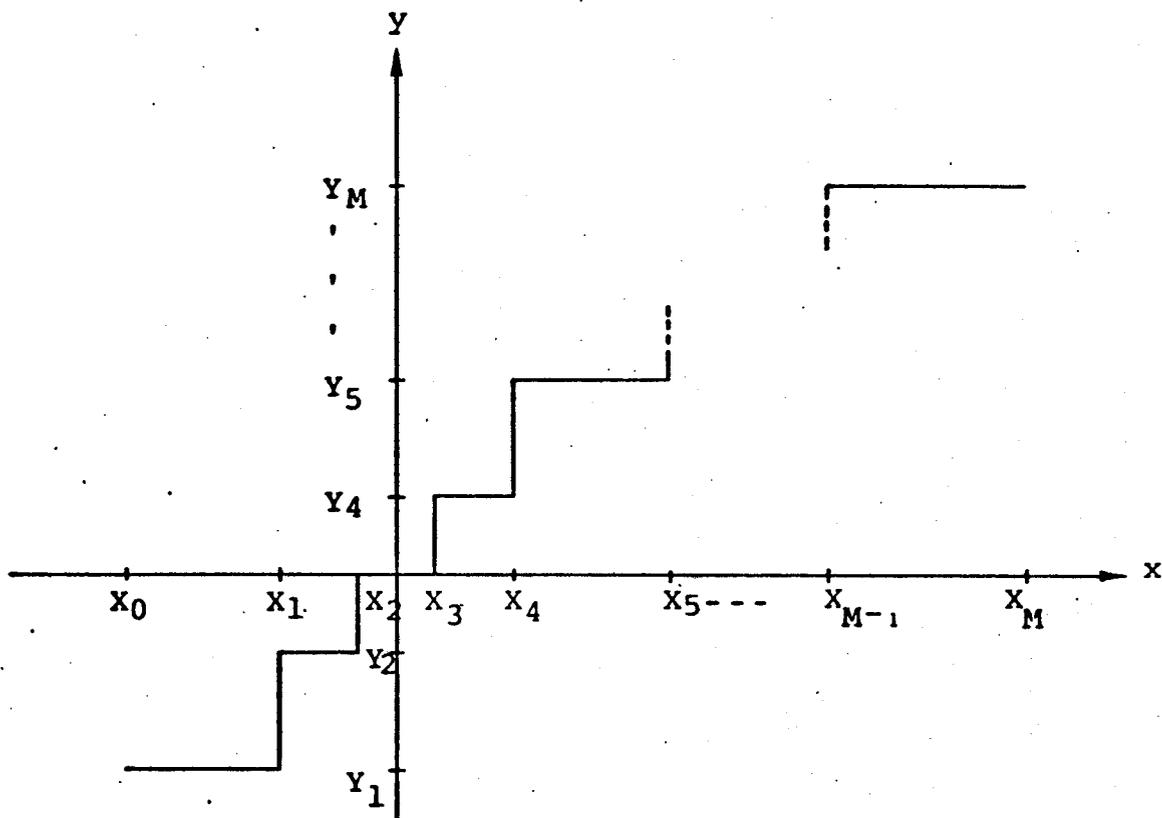


Fig. II.1 - Esquema de Quantização

Assim, devido à existência de aproximações no processo de quantização, surge um erro que é denominado ruído de quantização. Este erro é dado por:

$$\epsilon = x - Y_j \quad (j = 1, 2, \dots, M ; x \in R_j)$$

e está ilustrado na Fig. II.2.

Note-se que:

$$-\frac{\Delta_j}{2} < \epsilon < \frac{\Delta_j}{2}$$

onde $\Delta_j = X_j - X_{j-1}$

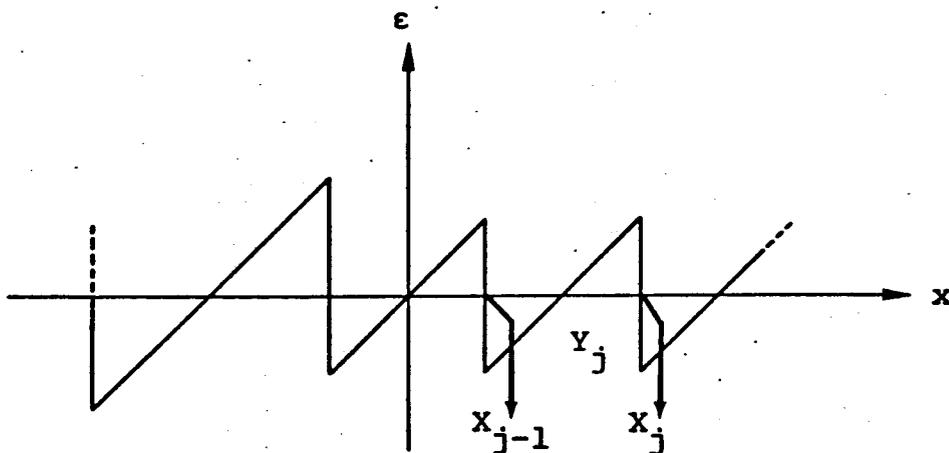


Fig. II.2 - Ruído de Quantização em função do sinal análogo de entrada

Considerando-se que o ruído de quantização é um processo ergódico, tem-se que $\langle \epsilon^2(t) \rangle = \overline{\epsilon^2}$, ou seja, a média temporal de $\epsilon^2(t)$ toma o mesmo valor que a média estatística de ϵ^2 e portanto, para calcular a potência N do ruído de quantização, basta determinar a função densidade de probabilidade $p_\epsilon(\epsilon)$ do erro de quantização conhecendo a função densidade de probabilidade $p_x(x)$ do sinal x .

Da teoria de probabilidade (Papoulis, 1965), tem-se que para $y = g(x)$ e sendo $p_x(x)$ a função densidade de probabilidade

de x , a função densidade de probabilidade $p_y(y)$ de y é dada por:

$$p_y(y) = \frac{p_x(x_1)}{|g'(x_1)|} + \dots + \frac{p_x(x_n)}{|g'(x_n)|}$$

onde x_1, x_2, \dots, x_n são todas as raízes reais da equação $y = g(x)$, isto é:

$$y = g(x_1) = g(x_2) = \dots = g(x_n)$$

e

$$g'(x) = \frac{d[g(x)]}{dx}$$

No caso em estudo, tem-se:

$$\epsilon = x - Y_j \quad x \in R_j, \quad \Delta_j/2 \leq \epsilon < \Delta_j/2, \quad j = 1, 2, \dots, M$$

de tal modo que, para um dado ϵ , as raízes x_j são dadas por $Y_j + \epsilon$ para $j = 1, 2, \dots, M$, e como $g(x) = x - Y_j$, segue que $g'(x) = 1$ para qualquer x .

Desta maneira, sendo $p_x(x)$ a função densidade de probabilidade do sinal x , a função densidade de probabilidade $p_\epsilon(\epsilon)$ do ruído de quantização será:

$$p_\epsilon(\epsilon) = \sum_{j=1}^M \frac{p_x(\epsilon + Y_j)}{1}$$

isto é:

$$p_\epsilon(\epsilon) = \sum_{j=1}^M p_x(\epsilon + Y_j), \quad \text{com } -\Delta_j/2 \leq \epsilon < \Delta_j/2$$

Como ϵ^2 é um processo ergódico, por hipótese, a potência do ruído de quantização N é dada por:

$$N = \int \epsilon^2 p_\epsilon(\epsilon) d\epsilon = \sum_{j=1}^M \int_{-\Delta_j/2}^{\Delta_j/2} \epsilon^2 p_x(\epsilon + Y_j) d\epsilon$$

E se considerar que $p_x(x)$ é localmente uniforme, o que é razoável se M for grande, tem-se:

$$p_x(\epsilon + Y_j) \cong p_j \quad \text{para} \quad -\Delta_j/2 \leq \epsilon < \Delta_j/2$$

onde $p_j = P_j/\Delta_j$ e $P_j = \int_{-\Delta_j/2}^{\Delta_j/2} p_x(\epsilon + Y_j) d\epsilon$

A Fig. II.3 ilustra a idéia de se considerar $p_x(x)$ localmente uniforme.

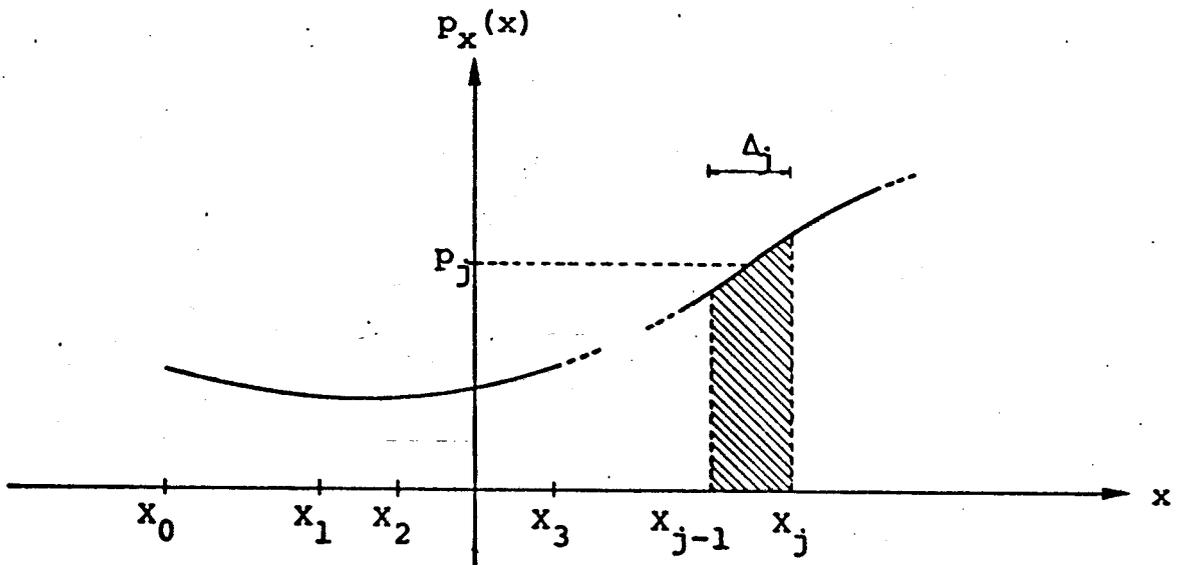


Fig. II.3 - Mostra a densidade de probabilidade do sinal x , subdividida nos intervalos de quantização. A área hachuriada, é igual a $p_j \cdot \Delta_j$.

Desta maneira, tem-se:

$$N = \sum_{j=1}^M \int_{-\Delta_j/2}^{\Delta_j/2} \epsilon^2 p_j d\epsilon = \sum_{j=1}^M p_j \cdot \left. \frac{\epsilon^3}{3} \right|_{-\Delta_j/2}^{\Delta_j/2}$$

E sendo $p_j = P_j/\Delta_j$, segue:

$$N = \sum_{j=1}^M (\Delta_j^2/12) \cdot P_j$$

Para o caso de quantização uniforme em que:

$$X_j - X_{j-1} = \Delta \quad \text{para} \quad j = 1, 2, \dots, M$$

tem-se:
$$N = \sum_{j=1}^M (\Delta^2/12) P_j = (\Delta^2/12) \cdot \sum_{j=1}^M P_j$$

Mas como $\sum_{j=1}^M P_j = 1$, tem-se que a potência do ruído de quantização é dada por:

$$N = \Delta^2/12$$

Um resultado interessante para o caso de quantização uniforme, onde Y_j é o ponto médio do intervalo de quantização R_j e decorrente do fato de se considerar $p_x(x)$ localmente uniforme, é a de que:

$$p_\epsilon(\epsilon) \text{ é constante para } -\Delta/2 \leq \epsilon < \Delta/2$$

pois
$$p_\epsilon(\epsilon) = \sum_{j=1}^M p_x(\epsilon + Y_j) \cong \sum_{j=1}^M P_j/\Delta = 1/\Delta$$

e portanto:

$$p_\epsilon(\epsilon) = 1/\Delta \quad \text{para} \quad -\Delta/2 \leq \epsilon < \Delta/2$$

3. - ERROS NOS DÍGITOS

A quantização pode ser expressa matematicamente por uma função escada e nela se distingue dois casos. O primeiro em que para sinais análogos próximos de zero, obtém-se como estimador o

ponto Y_i que é igual a zero (quantização com zero ou "midtread") conforme ilustrado na Fig. II.4.

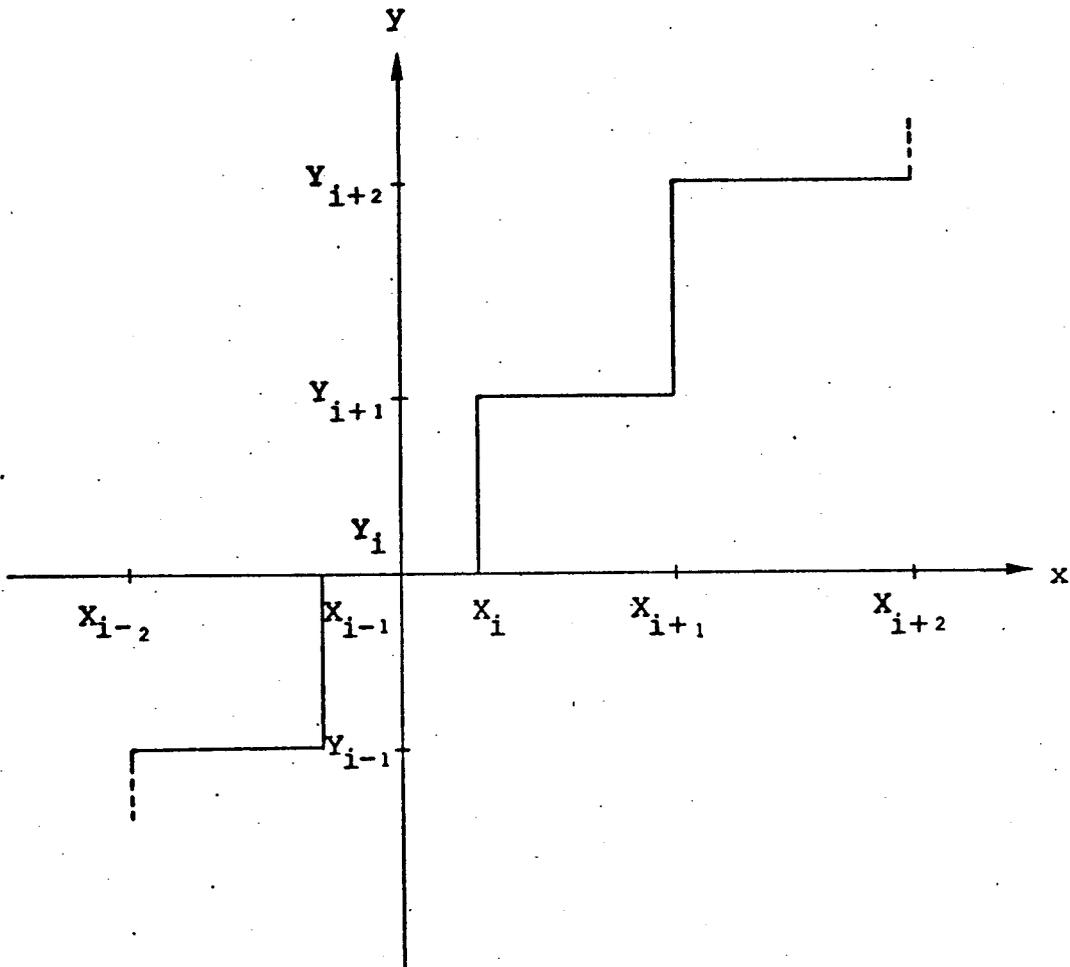


Fig. II.4 - Esquema de Quantização com o zero ("Midtread")

O segundo caso é aquele em que o zero é um nível de decisão X_i (quantização sem zero ou "midriser"), conforme está ilustrado na Fig. II.5. Neste estudo, será considerado o segundo caso em que o zero é um nível de decisão. Será considerado também que a quantização é uniforme, isto é,

$$\Delta = X_j - X_{j-1} \quad \text{para} \quad j = 1, 2, \dots, M$$

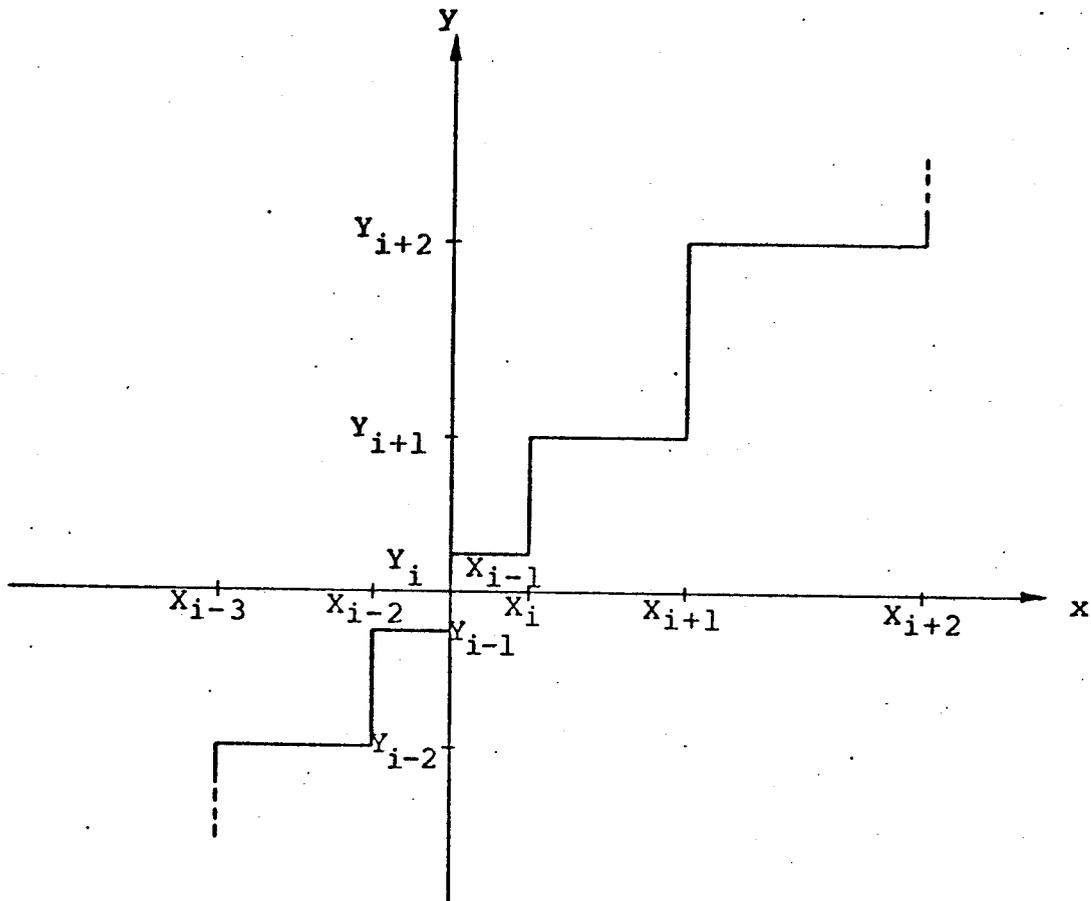


Fig. II.5 - Esquema de Quantização sem o zero ("Midriser")

Seja B o conjunto de todas as n -uplas binárias e seja $B(M)$ um subconjunto de B constituído por M n -uplas distintas de B , de tal forma que $M \leq 2^n$.

Define-se codificação binária como sendo qualquer mapeamento biunívoco entre o conjunto de M pontos de quantização Y_1, Y_2, \dots, Y_M e o conjunto $B(M)$.

Neste estudo, o código considerado é o código de peso binário equivalente que obedece a seguinte expressão:

$$y = (2^n \cdot \Delta) (2B_1 - 1) \left[\sum_{j=2}^n 2^{-j} B_j + 2^{-n}/2 \right]$$

onde: B_1, B_2, \dots, B_n são os dígitos da palavra código (B_1, B_2, \dots, B_n)

y é o ponto de quantização correspondente

Δ é o intervalo de quantização

B_1 é o dígito de polaridade

Assim, feitas estas considerações, estuda-se a influência na Relação Sinal/Ruído de erros, aleatórios ou não, nos dígitos das palavras códigos. Será tratado o caso de se ter até três dígitos errados simultaneamente, mas não será estudado o caso de se ter erro no dígito de polaridade. O problema está esquematizado na Fig. II.6 e o que se procura é determinar a potência do ruído total na saída do conversor D/A desde que são introduzidos erros nas palavras-códigos após a conversão A/D do sinal.

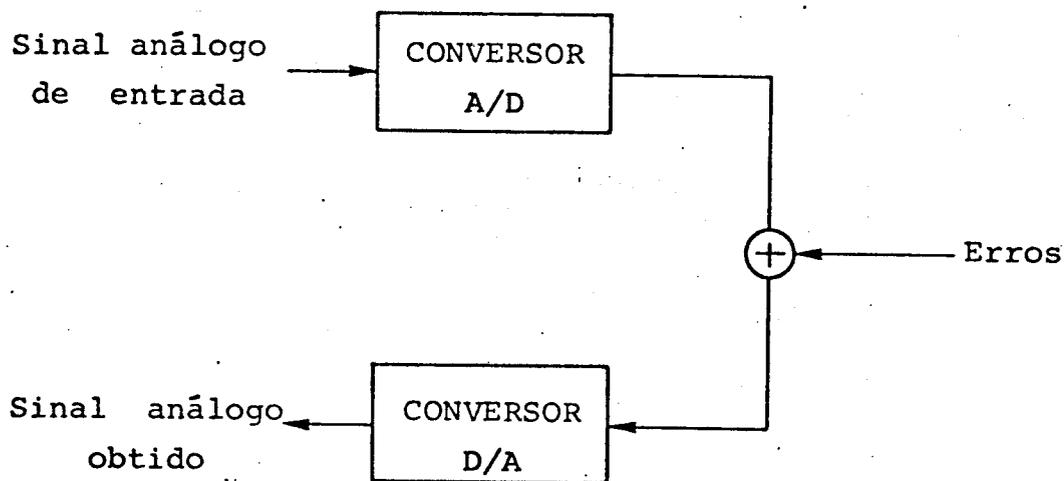


Fig. II.6 - Esquema de análise dos erros digitais no processo CODEC

Este problema pode ser estudado seguindo o modelo da Fig. II.7, onde ϵ é o ruído de quantização, d o ruído devido a erros nas palavras-códigos e η o ruído total cuja potência se deseja determinar.

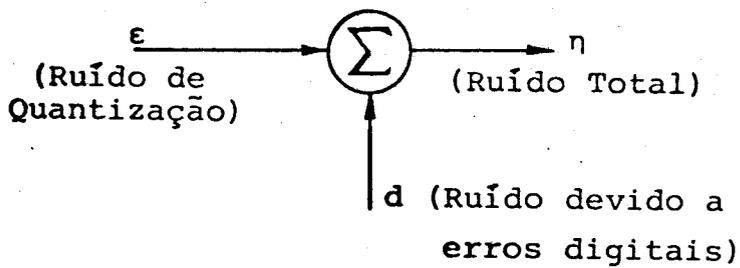


Fig. II.7 - Modelo para estudo dos erros digitais em CODEC

ϵ é uma variável aleatória contínua com função densidade de probabilidade $p_{\epsilon}(\epsilon)$ (como já visto), e d é uma variável aleatória discreta, que pode assumir valores no conjunto $[0, \pm\Delta, \pm 2\Delta, \dots, \pm(2^{n-1} - 1)\Delta]$. Desta maneira, a função densidade de probabilidade de d tem a seguinte forma:

$$p_d(d) = \sum_{i=-(2^{n-1}-1)}^{(2^{n-1}-1)} P(i) \cdot \delta(d - i\Delta)$$

onde: $P(i)$ é a probabilidade de que $d = i\Delta$
 δ é a função impulso
 Δ é o intervalo de quantização

Sendo d e ϵ variáveis aleatórias estatisticamente independentes (por hipótese) e $\eta = d + \epsilon$, a função densidade de probabilidade $p_{\eta}(\eta)$ é dada por (Lathi, 1968):

$$p_{\eta}(\eta) = p_{\epsilon}(\epsilon) * p_d(d)$$

Assim:

$$\begin{aligned} p_{\eta}(\eta) &= p_{\epsilon}(\epsilon) * \left[\sum_i P(i) \delta(d - i\Delta) \right] = \\ &= \int p_{\epsilon}(\lambda) \left[\sum_i P(i) \delta(\eta - i\Delta - \lambda) \right] d\lambda = \\ &= \sum_i P(i) p_{\epsilon}(\eta - i\Delta) \end{aligned}$$

Logo,

$$p_{\eta}(\eta) = \sum_{i=-(2^{n-1}-1)}^{(2^{n-1}-1)} P(i) \cdot p_{\epsilon}(\eta - i\Delta)$$

A Fig. II.8 mostra $p_{\eta}(\eta)$ para $p_{\epsilon}(\epsilon) = 1/\Delta$, $-\Delta/2 \leq \epsilon < \Delta/2$.

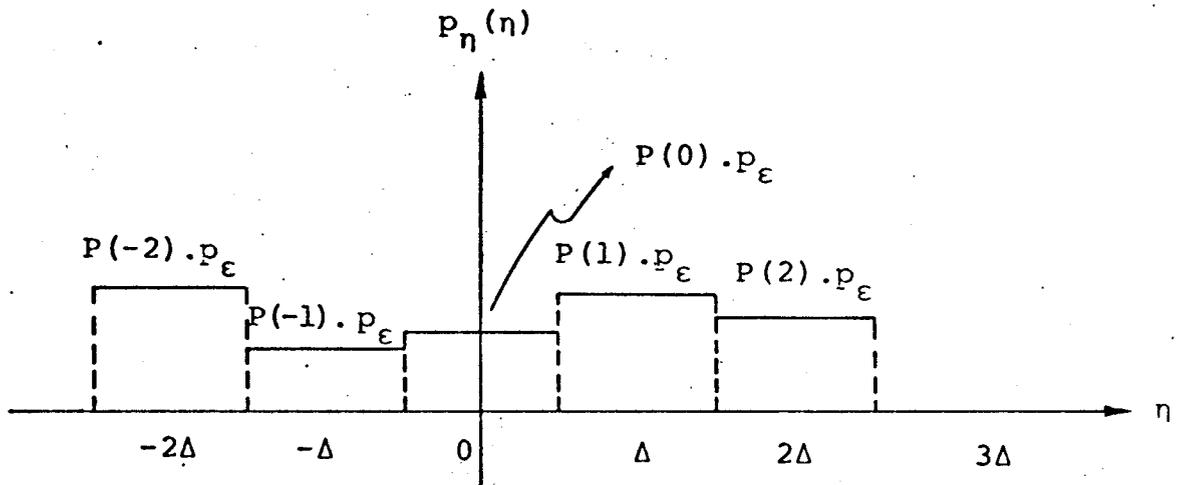


Fig. II.8 - Densidade de probabilidade do ruído total
(para $p_{\epsilon}(\epsilon) = 1/\Delta$, $-\Delta/2 \leq \epsilon < \Delta/2$)

Pode-se calcular agora a potência N do ruído total considerando que η^2 é um processo ergódico. Assim, tem-se:

$$N = \int \eta^2 p_{\eta}(\eta) d\eta$$

$$N = \sum_i P(i) [m_2 + 2 \cdot i\Delta m_1 + (i\Delta)^2 m_0]$$

onde $m_0 \triangleq \int p_{\epsilon}(\xi) d\xi = 1$

$$m_1 \triangleq \int \xi p_{\epsilon}(\xi) d\xi$$

$$m_2 \triangleq \int \xi^2 p_{\epsilon}(\xi) d\xi$$

Como, no caso em estudo, a quantização é uniforme e sendo os pontos de quantização Y_j os pontos médios dos intervalos de quantização, segue que:

$$p_{\epsilon}(\epsilon) = \begin{cases} 1/\Delta & -\Delta/2 \leq \epsilon < \Delta/2 \\ 0 & \epsilon < -\Delta/2 \text{ e } \epsilon \geq \Delta/2 \end{cases}$$

Neste caso, tem-se:

$$m_0 = 1, m_1 = 0 \text{ e } m_2 = \Delta^2/12$$

Assim, segue:

$$N = \sum_i P(i) \left[\Delta^2/12 + (i\Delta)^2 \right] =$$

$$N = \Delta^2/12 \left[1 + 12 \sum_{i=-(2^{n-1}-1)}^{(2^{n-1}-1)} i^2 P(i) \right]$$

Como foi visto anteriormente, a potência do ruído era $N = \Delta^2/12$ na ausência de erros nos dígitos das palavras códigos. Desta maneira, a Degradação da Relação Sinal/Ruído em dB, devido a erros binários, é dada por:

$$\text{DEG(dB)} = 10 \log (1 + D)$$

$$\text{onde: } D = 12 \sum_{i=-(2^{n-1}-1)}^{(2^{n-1}-1)} i^2 P(i)$$

Para a determinação de $P(i)$ supõe-se que os erros nas palavras-códigos podem ocorrer nos dígitos de ordem k , l e r com probabilidades de erro, q_k , q_l e q_r respectivamente, e as proba

bilidades de ocorrência de "1" lógico nestes dígitos são respectivamente α_k , α_ℓ e α_r .

Sendo $\underline{Yt} = (Bt_1, Bt_2, \dots, Bt_n)$ uma palavra código sem erros e $\underline{Yr} = (Br_1, Br_2, \dots, Br_n)$ a palavra correspondente a \underline{Yt} com possíveis erros nos dígitos de ordem k , ℓ e r , a amplitude do ruído devido a estes erros é dada por:

$$d = Yt - Yr$$

$$\text{onde: } Yt = (2^n \Delta) (2 Bt_1 - 1) \left[\sum_{j=2}^n 2^{-j} Bt_j + 2^{-n}/2 \right]$$

$$Yr = (2^n \Delta) (2 Br_1 - 1) \left[\sum_{j=2}^n 2^{-j} Br_j + 2^{-n}/2 \right]$$

Como não será tratado o caso de se ter erros no dígito de polaridade, pode-se supor que o mesmo está correto, isto é, $Bt_1 = Br_1 = B$.

Assim, segue:

$$d = (2^n \Delta) \beta \sum_{j=2}^n 2^{-j} [Bt_j - Br_j]$$

$$\text{onde: } \beta \triangleq (2B - 1)$$

Na Tabela II.1 estão indicadas todas as combinações possíveis de erros nos dígitos Bt_k , Bt_ℓ e Bt_r , como também d , $i = d/\Delta$ e $P(i)$ correspondentes. Nas colunas correspondentes a Bt_k , Bt_ℓ e Bt_r , x indica que não há ocorrência de erro, "1" e "0" indicam ocorrência de erro e que o dígito correto era "1" e "0" respectivamente.

Define-se ainda:

$$a \triangleq 2^{n-k}$$

$$b \triangleq 2^{n-\ell}$$

$$c \triangleq 2^{n-r}$$

Bt_k	Bt_ℓ	Bt_r	d	i	$P(i)$
x	x	x	0	0	$(1-q_k)(1-q_\ell)(1-q_r)$
x	x	0	$\Delta\beta(-c)$	$\beta(-c)$	$(1-q_k)(1-q_\ell)q_r(1-\alpha_r)$
x	x	1	$\Delta\beta c$	βc	$(1-q_k)(1-q_\ell)q_r\alpha_r$
x	0	x	$\Delta\beta(-b)$	$\beta(-b)$	$(1-q_k)q_\ell(1-q_r)(1-\alpha_\ell)$
x	1	x	$\Delta\beta b$	βb	$(1-q_k)q_\ell(1-q_r)\alpha_\ell$
0	x	x	$\Delta\beta(-a)$	$\beta(-a)$	$q_k(1-q_\ell)(1-q_r)(1-\alpha_k)$
1	x	x	$\Delta\beta a$	βa	$q_k(1-q_\ell)(1-q_r)\alpha_k$
x	0	0	$\Delta\beta(-b-c)$	$\beta(-b-c)$	$(1-q_k)q_\ell q_r(1-\alpha_\ell)(1-\alpha_r)$
x	0	1	$\Delta\beta(-b+c)$	$\beta(-b+c)$	$(1-q_k)q_\ell q_r(1-\alpha_\ell)\alpha_r$
x	1	0	$\Delta\beta(b-c)$	$\beta(b-c)$	$(1-q_k)q_\ell q_r\alpha_\ell(1-\alpha_r)$
x	1	1	$\Delta\beta(b+c)$	$\beta(b+c)$	$(1-q_k)q_\ell q_r\alpha_\ell\alpha_r$
0	x	0	$\Delta\beta(-a-c)$	$\beta(-a-c)$	$q_k(1-q_\ell)q_r(1-\alpha_k)(1-\alpha_r)$
0	x	1	$\Delta\beta(-a+c)$	$\beta(-a+c)$	$q_k(1-q_\ell)q_r(1-\alpha_k)\alpha_r$
1	x	0	$\Delta\beta(a-c)$	$\beta(a-c)$	$q_k(1-q_\ell)q_r\alpha_k(1-\alpha_r)$
1	x	1	$\Delta\beta(a+c)$	$\beta(a+c)$	$q_k(1-q_\ell)q_r\alpha_k\alpha_r$
0	0	x	$\Delta\beta(-a-b)$	$\beta(-a-b)$	$q_k q_\ell(1-q_r)(1-\alpha_k)(1-\alpha_\ell)$
0	1	x	$\Delta\beta(-a+b)$	$\beta(-a+b)$	$q_k q_\ell(1-q_r)(1-\alpha_k)\alpha_\ell$
1	0	x	$\Delta\beta(a-b)$	$\beta(a-b)$	$q_k q_\ell(1-q_r)\alpha_k(1-\alpha_\ell)$
1	1	x	$\Delta\beta(a+b)$	$\beta(a+b)$	$q_k q_\ell(1-q_r)\alpha_k\alpha_\ell$
0	0	0	$\Delta\beta(-a-b-c)$	$\beta(-a-b-c)$	$q_k q_\ell q_r(1-\alpha_k)(1-\alpha_\ell)(1-\alpha_r)$
0	0	1	$\Delta\beta(-a-b+c)$	$\beta(-a-b+c)$	$q_k q_\ell q_r(1-\alpha_k)(1-\alpha_\ell)\alpha_r$
0	1	0	$\Delta\beta(-a+b-c)$	$\beta(-a+b-c)$	$q_k q_\ell q_r(1-\alpha_k)\alpha_\ell(1-\alpha_r)$
0	1	1	$\Delta\beta(-a+b+c)$	$\beta(-a+b+c)$	$q_k q_\ell q_r(1-\alpha_k)\alpha_\ell\alpha_r$
1	0	0	$\Delta\beta(a-b-c)$	$\beta(a-b-c)$	$q_k q_\ell q_r\alpha_k(1-\alpha_\ell)(1-\alpha_r)$
1	0	1	$\Delta\beta(a-b+c)$	$\beta(a-b+c)$	$q_k q_\ell q_r\alpha_k(1-\alpha_\ell)\alpha_r$
1	1	0	$\Delta\beta(a+b-c)$	$\beta(a+b-c)$	$q_k q_\ell q_r\alpha_k\alpha_\ell(1-\alpha_r)$
1	1	1	$\Delta\beta(a+b+c)$	$\beta(a+b+c)$	$q_k q_\ell q_r\alpha_k\alpha_\ell\alpha_r$

TABELA II.1

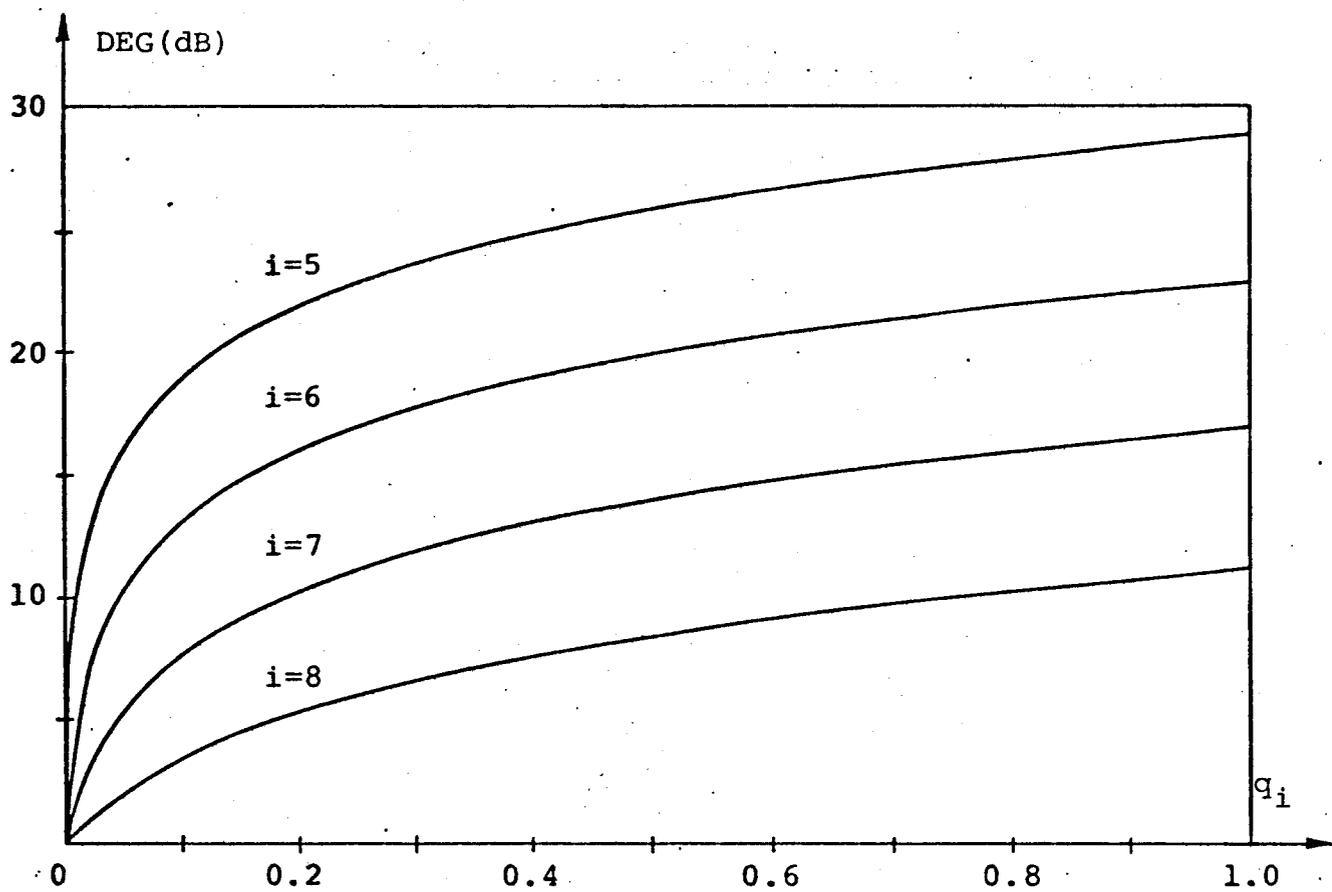


Fig. II.9 - Degradação da Relação Sinal/Ruído (RSN) em função da probabilidade de erro (q_i) no dígito de ordem (i) (erros simples).

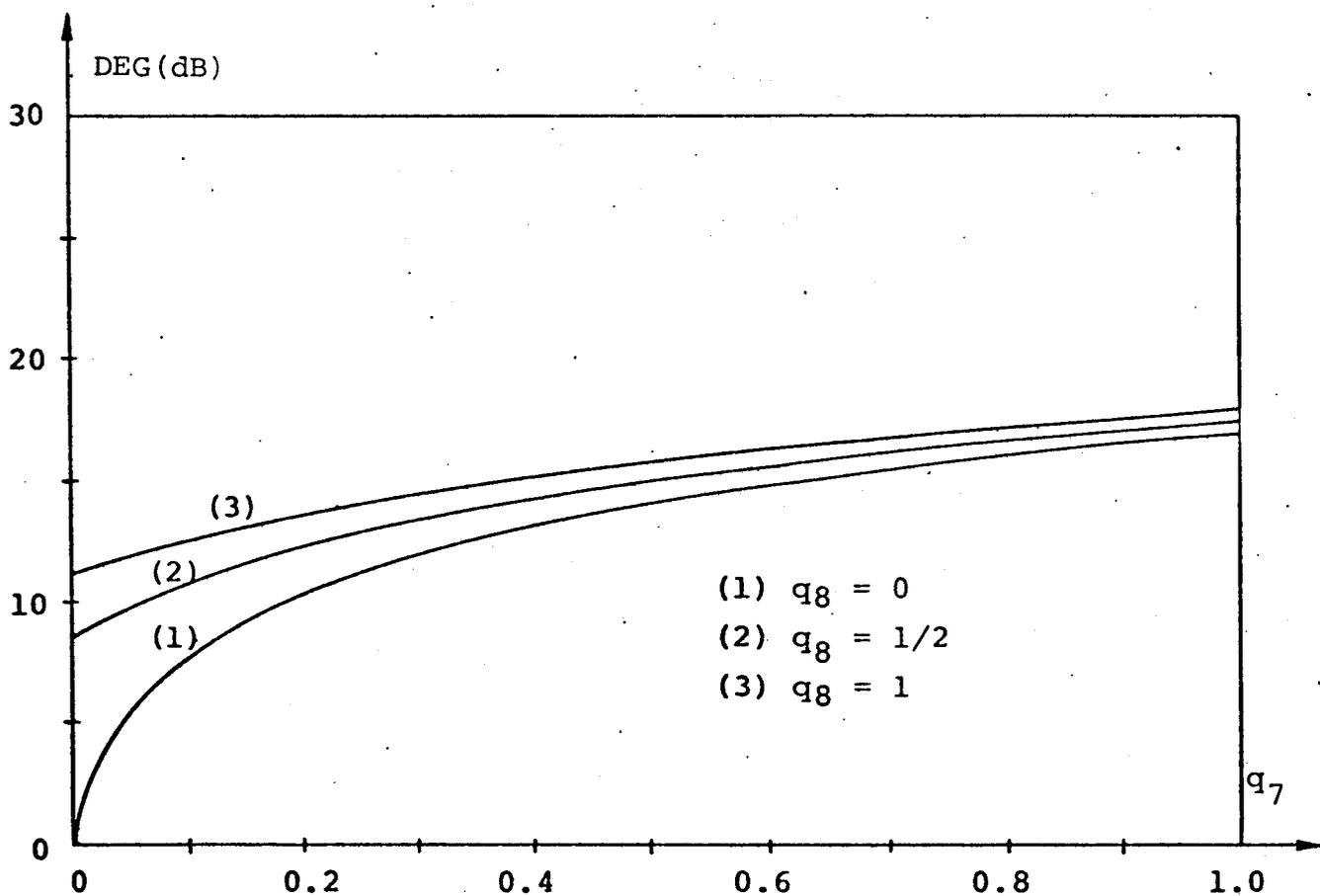


Fig. II.10 - Degradação da RSN em função da probabilidade de erro nos dígitos 7 e 8 (q_7 e q_8).

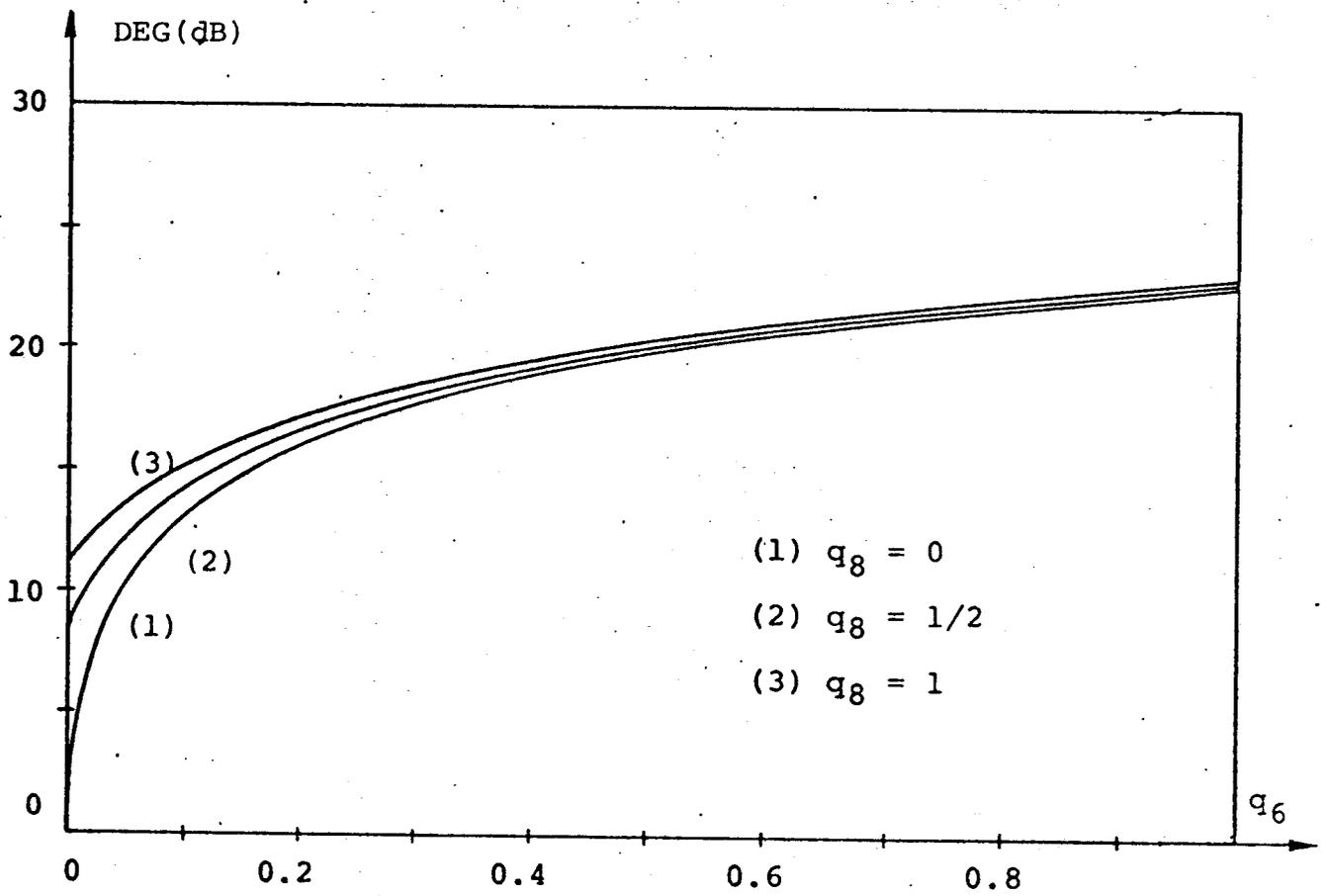


Fig. II.11 - Degradação da RSN em função da probabilidade de erro nos dígitos 6 e 8 (q_6 e q_8).

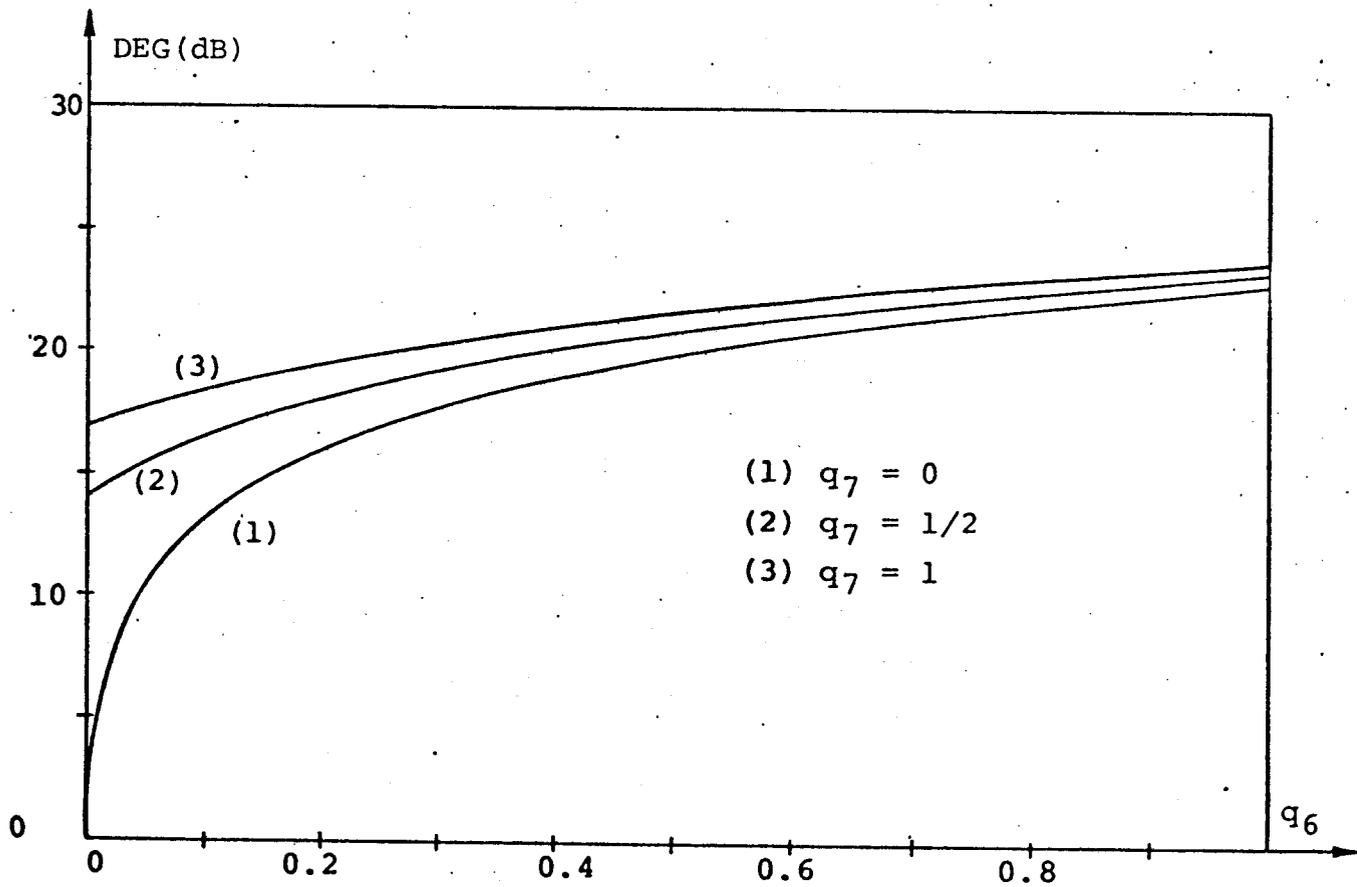


Fig. II.12 - Degradação da RSN em função da probabilidade de erro nos dígitos 6 e 7 (q_6 e q_7).

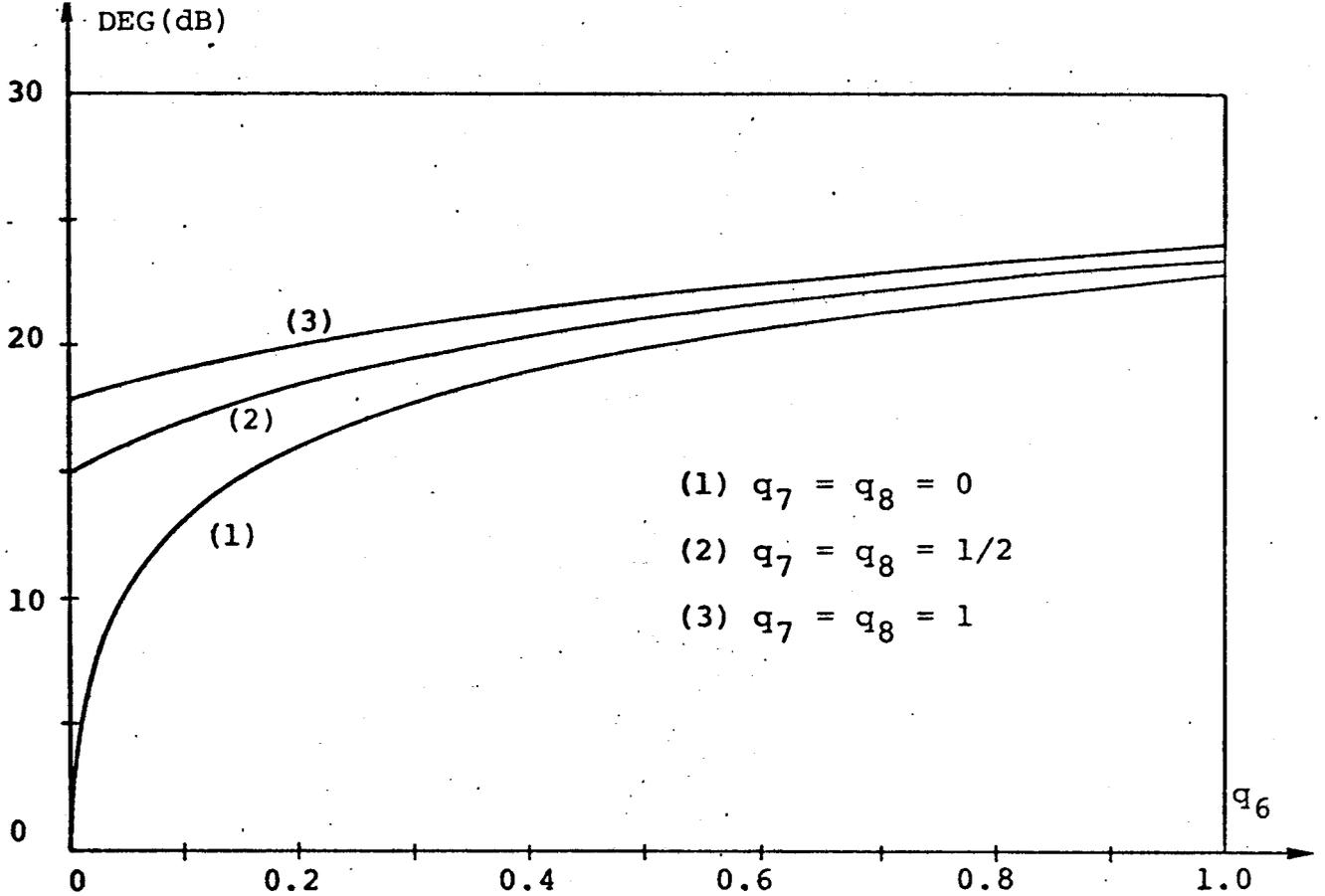


Fig. II.13 - Degradação da RSN em função da probabilidade de erro nos dígitos 6, 7 e 8 (q_6 , q_7 e q_8).

4 - SIMULAÇÃO

II.4.1 - Quantização Uniforme

No item anterior, foi feito um estudo analítico sobre a degradação da Relação Sinal-Ruído (RSN) devido a erros nas palavras-códigos para o caso da conversão com quantização uniforme. Este mesmo problema pode ser tratado através de simulação em computador digital, e isto foi feito para o caso de erros simples, conforme o esquema da Fig. II.14.

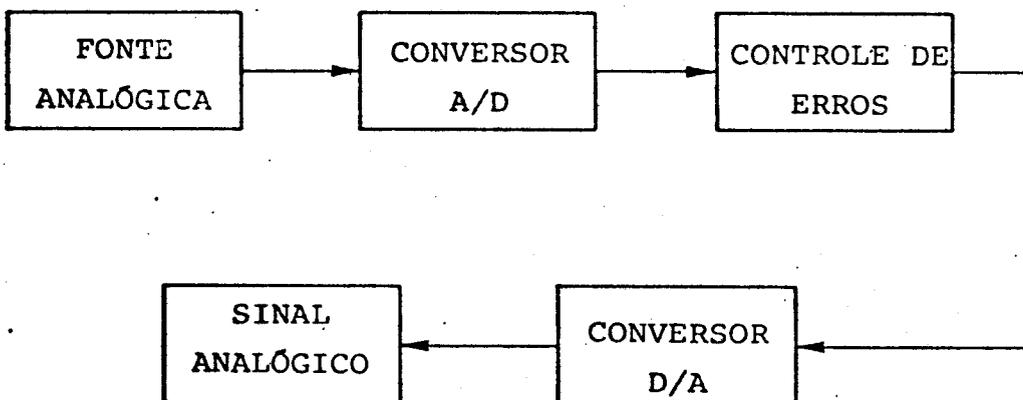


Fig. II.14 - Diagrama de Blocos da Simulação do Processo CODEC para Quantização Uniforme (Sinal Senoidal).

Descrição da Simulação:

- 1) Fonte Analógica - é constituída de um gerador de sinais aleatórios, cuja densidade de probabilidade é igual à de um sinal senoidal amostrado uniformemente.
- 2) Conversor A/D - subrotina que simula um conversor análogo-digital de 8 bits. A codificação é feita através de aproximações sucessivas e a quantização é uniforme.
- 3) Controle de Erros - um controle que permite introduzir erros aleatórios nas palavras códigos para estudo de seus efeitos na Relação Sinal/Ruído.
- 4) Conversor D/A - subrotina que simula um conversor Digital-Análogo (D/A) uniforme de 8 bits.
- 5) Sinal Analógico - sinal estimado que é comparado com o original para a determinação da potência do ruído.

Feita a simulação, foi possível obter várias curvas que estão apresentadas na Fig. II.15. Neste gráfico, tem-se na ordenada a Relação Sinal/Ruído dada em dB e na abscissa, a potência do sinal dada em dBm0. Convém salientar que dBm0 é uma unidade que tem como função, definir um nível de referência de potência para os sistemas MCP (CCITT, 1976b). Assim, na entrada do codificador, o sinal de amplitude máxima vale 3,14 dBm0 e na saída do decodificador vale 3,00 dBm0.

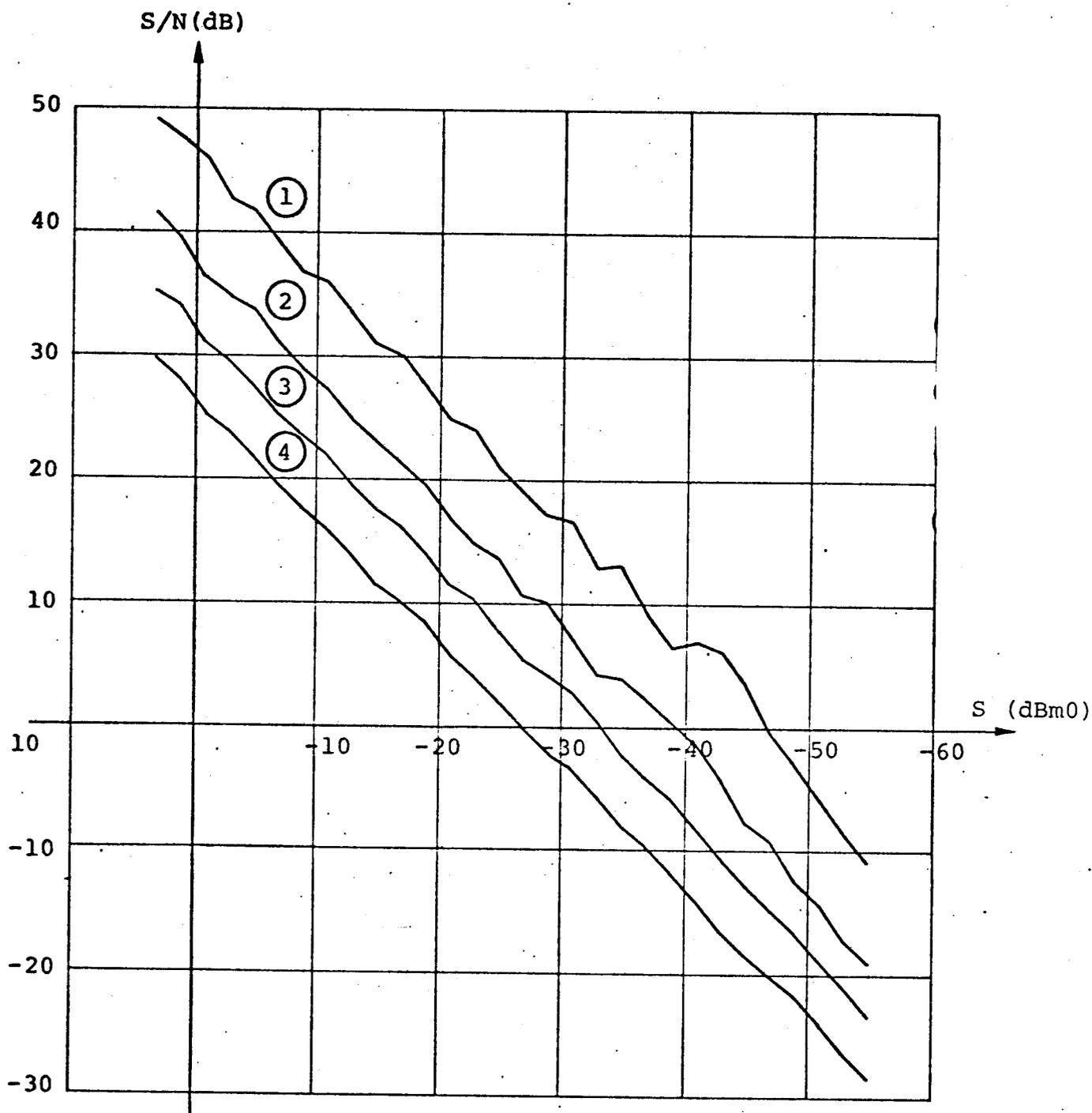


Fig. II.15 - Relação Sinal/Ruído (RSN) em função da potência do sinal de entrada (senoidal) para quantização uniforme.

- ① Sem Erro;
- ② Erro de 50% no dígito 8;
- ③ Erro de 50% no dígito 7;
- ④ Erro de 50% no dígito 6.

II.4.2 - Quantização Não-Uniforme

A conversão com quantização não-uniforme aqui estudada obedece a lei A de compressão com 13 segmentos (CCITT, 1976b) e o esquema de simulação está apresentado na Fig. II.16.

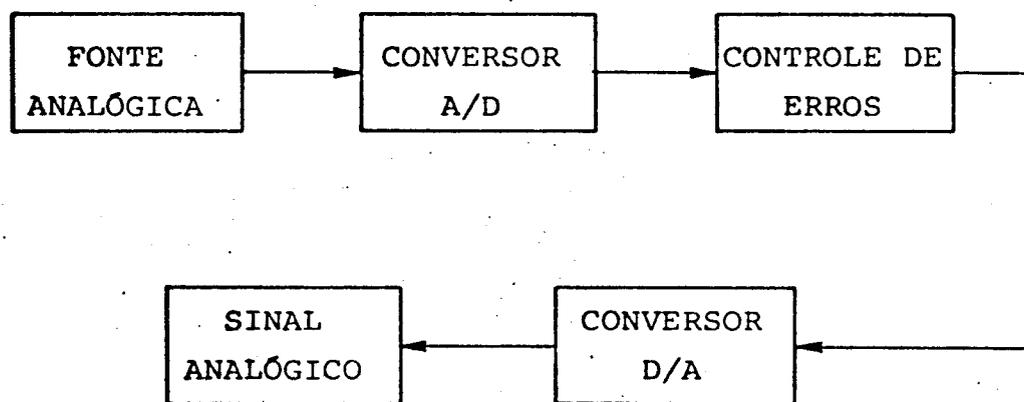


Fig. II.16 - Diagrama de Blocos da Simulação do Processo CODEC para Quantização Não-Uniforme (lei A = 87,6 da CCITT). Sinal senoidal e gaussiano.

Descrição da Simulação:

- 1) Fonte Analógica - é uma subrotina que gera sinais aleatórios. Foram estudados dois casos, um para sinal senoidal e outro para sinal gaussiano. O interesse no estudo destes casos é devido ao fato que os sistemas MCP têm as suas especificações referenciadas a estes sinais.
- 2) Conversor A/D - subrotina que simula um conversor análogo-digital de 8 bits. A codificação é feita através de aproximações sucessivas e a quantização é não-uniforme, conforme a lei A de compressão com 13 segmentos.
- 3) Controle de Erros - um controle que permite introduzir erros aleatórios nas palavras códigos para estudo de seus efeitos na Relação Sinal/Ruído.

- 4) Conversor D/A - subrotina que simula um conversor digital-análogo não-uniforme de 8 bits.
- 5) Sinal Analógico - sinal estimado que é comparado com o original para a determinação da potência do ruído.

Assim, foi possível, após a simulação, obter os gráficos que estão apresentados nas Figs. II.17 e II.18. Do mesmo modo que no caso de conversão com quantização uniforme, tem-se na ordenada a Relação Sinal/Ruído (RSN), dada em dB, e na abscissa, a potência do sinal dada em dBm0.

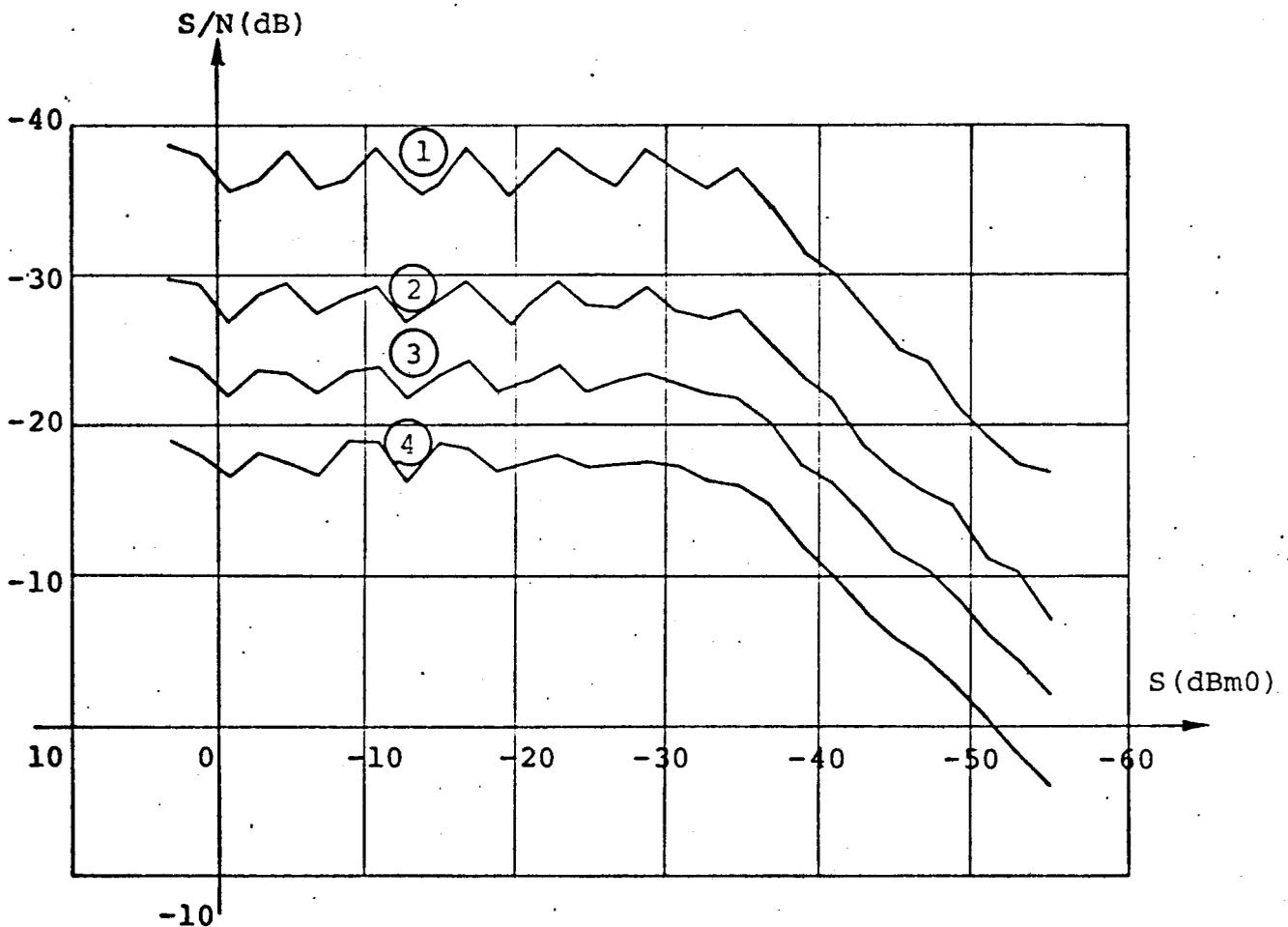


Fig. II.17 - RSN em função da potência do sinal de entrada (senoidal) para quantização não-uniforme (lei A = 87,6 da CCITT).

- ① Sem Erro
- ② Erro de 50% no dígito 8;
- ③ Erro de 50% no dígito 7;
- ④ Erro de 50% no dígito 6.

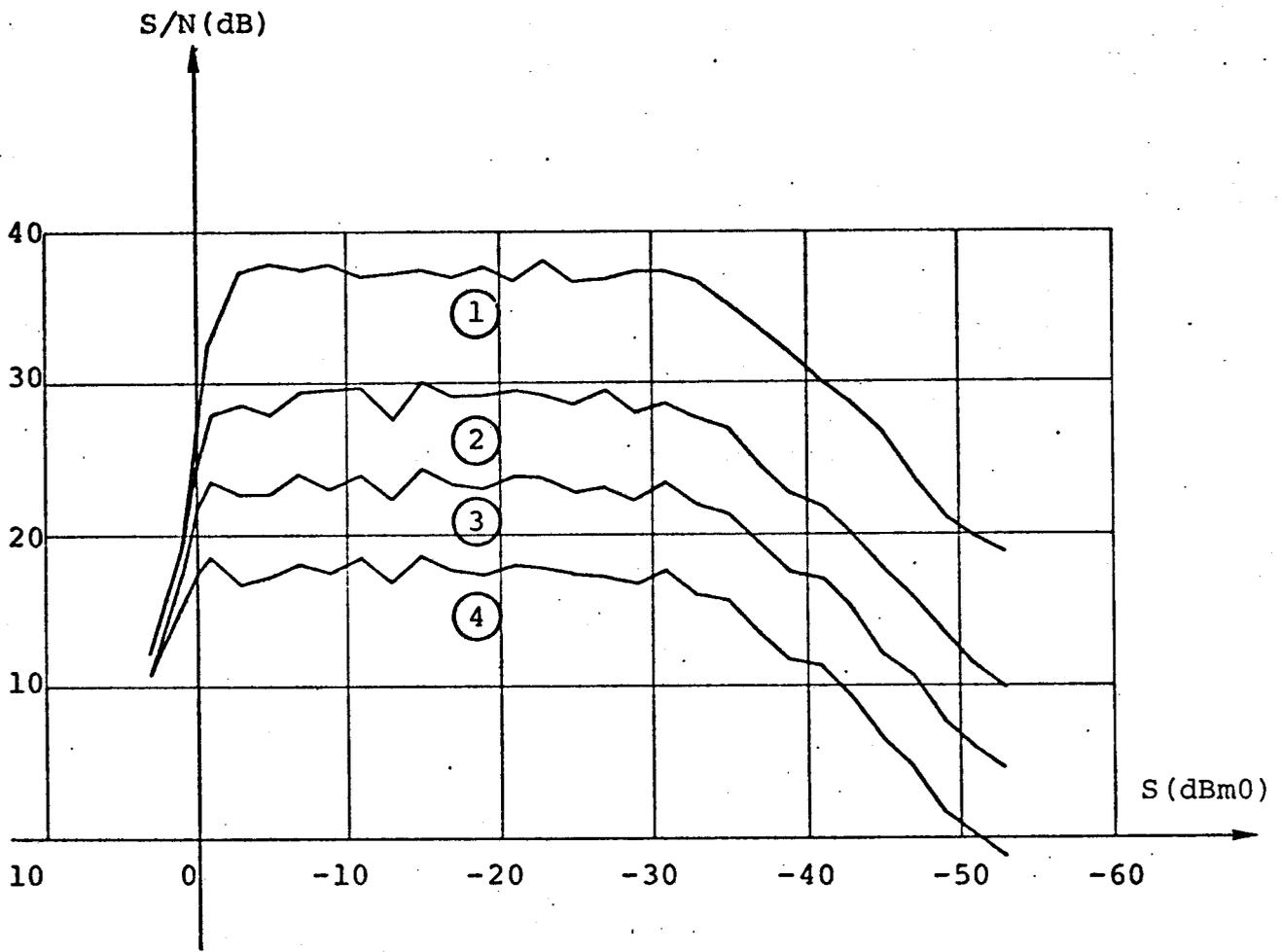


Fig. II.18 - RSN em função da potência de sinal de entrada (gaussiano) para quantização não-uniforme (lei $A = 87,6$ da CCITT).

- ① Sem Erro;
- ② Erro de 50% no dígito 8;
- ③ Erro de 50% no dígito 7;
- ④ Erro de 50% no dígito 6.

5 - RESULTADOS

As Figs. II.19, II.20 e II.21 mostram os resultados da simulação e do estudo analítico da degradação da Relação Sinal / Ruído em função dos erros nos dígitos.

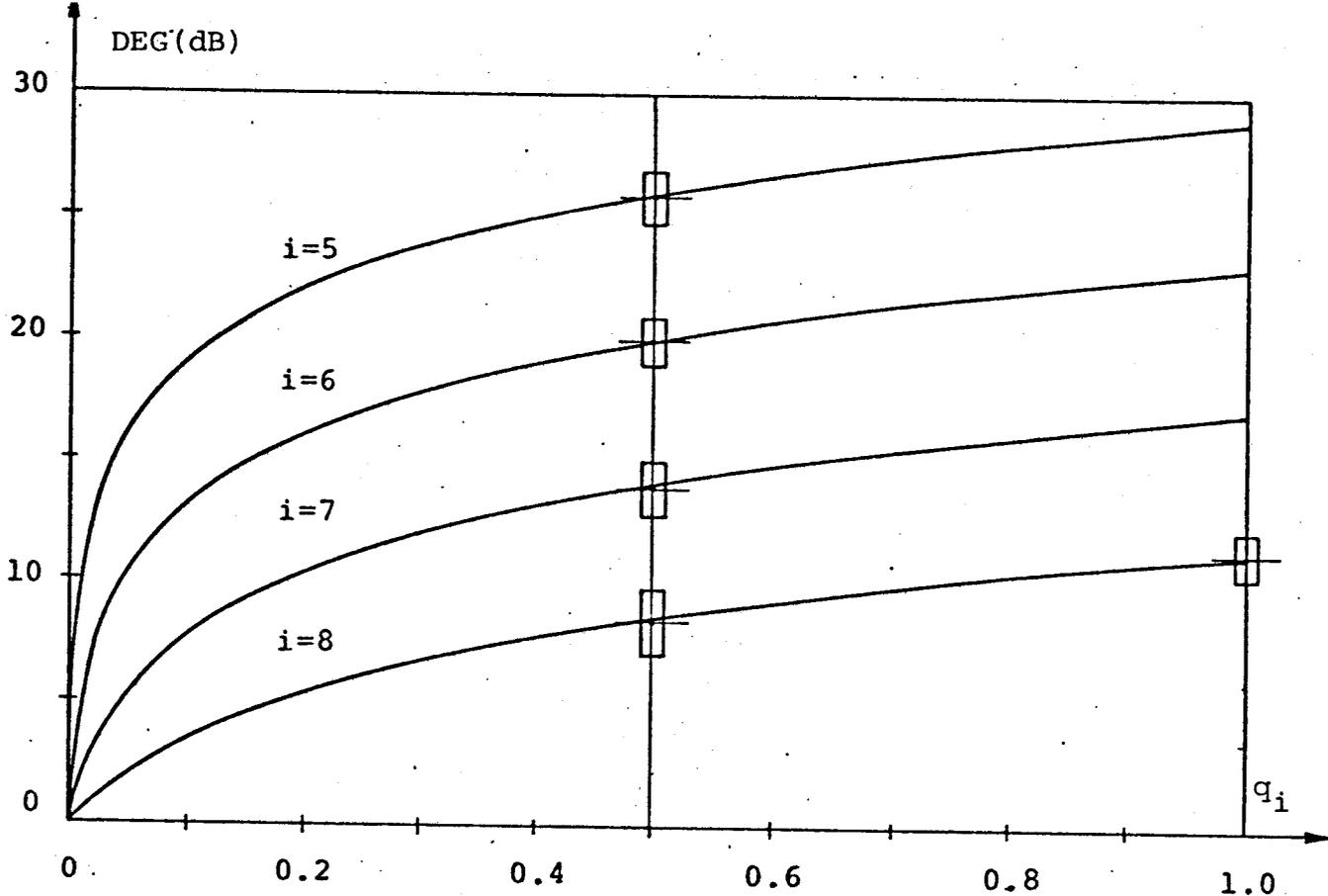


Fig. II.19 - Mostra os resultados das simulações (sinal senoidal, quantização uniforme) plotado sobre a Fig. II.9 . Os retângulos contêm o valor médio \pm dois desvios padrões.

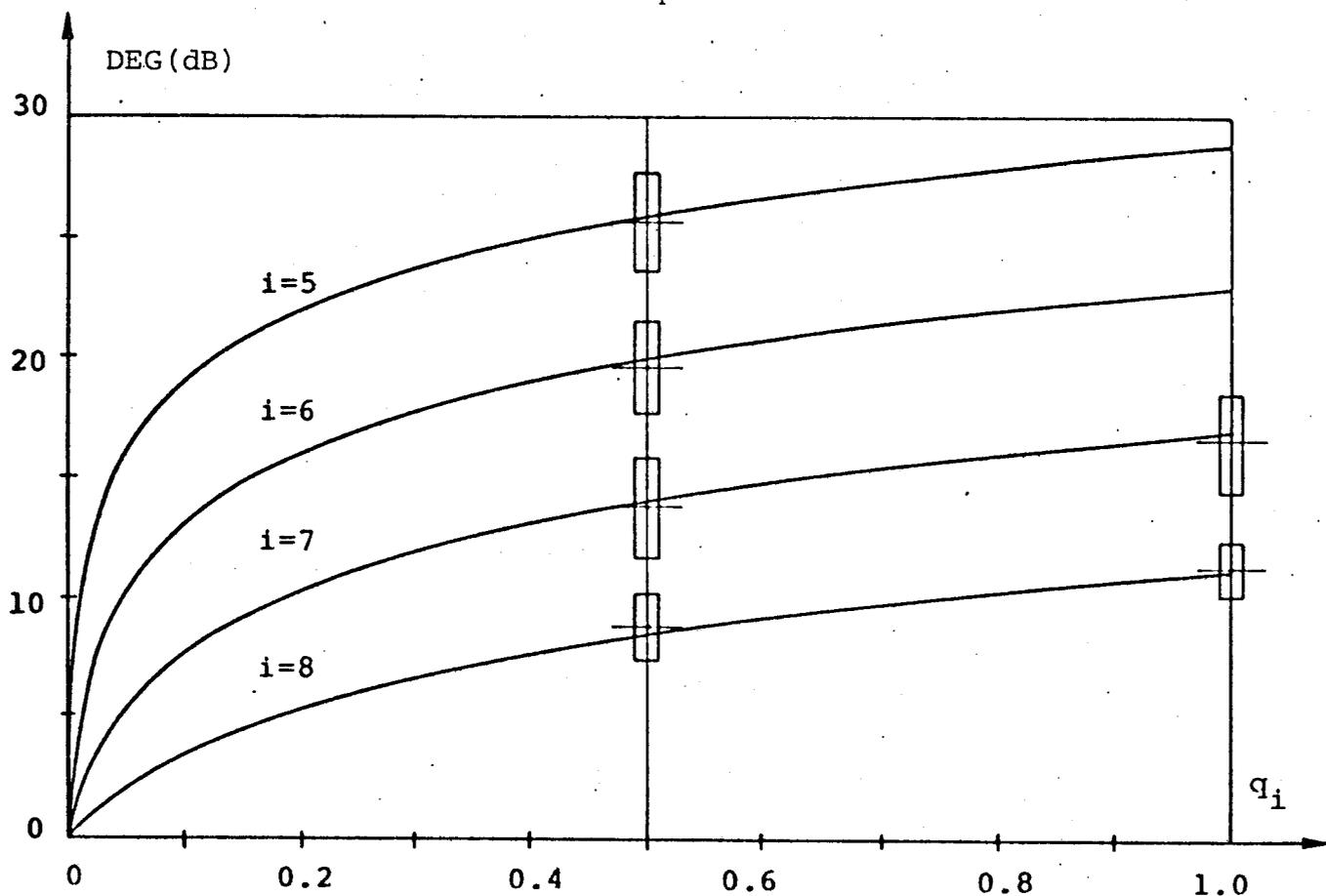


Fig. II.20 - Mostra os resultados das simulações (sinal senoidal, quantização não-uniforme, lei A) plotado sobre a Fig. 11.9.

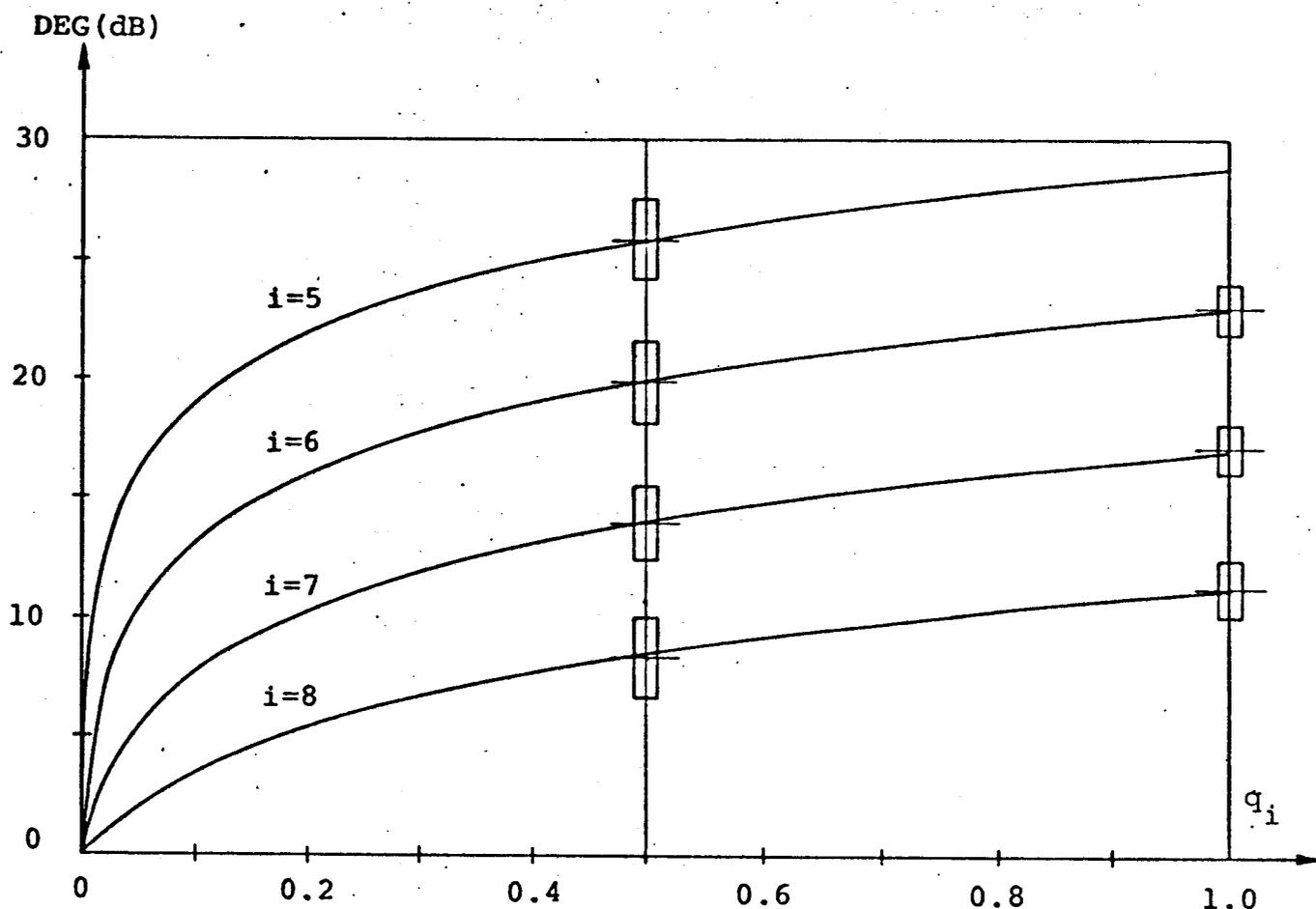


Fig. II.21 - Mostra os resultados das simulações (sinal gaussiano; quantização não-uniforme, lei A) plotado sobre a Fig. II.9.

Essas figuras ilustram o excelente desempenho do modelo analítico para se determinar a degradação da Relação Sinal/Ruído e mostram que os resultados analíticos para a quantização uniforme podem ser usados para o caso de quantização não-uniforme (lei A) quando se trata de degradações devido a erros nos 4 últimos dígitos menos significativos.

A partir dos resultados deste estudo, é possível definir um critério de supervisão de CODEC para a satisfação das especificações da CCITT (CCITT, 1976a).

A CCITT recomenda que um sinal de alarme deve ser acionado quando a Relação Sinal/Ruído estiver 18 dB, ou mais, abaixo da curva de aceitação, para sinais na faixa de -6 a -21 dBm0.

A Fig. II.22 apresenta a degradação na RSN devido a erros conjuntos nos dígitos 6, 7, e 8 da palavra código MCP e o nível de aceitação definido pela CCITT.

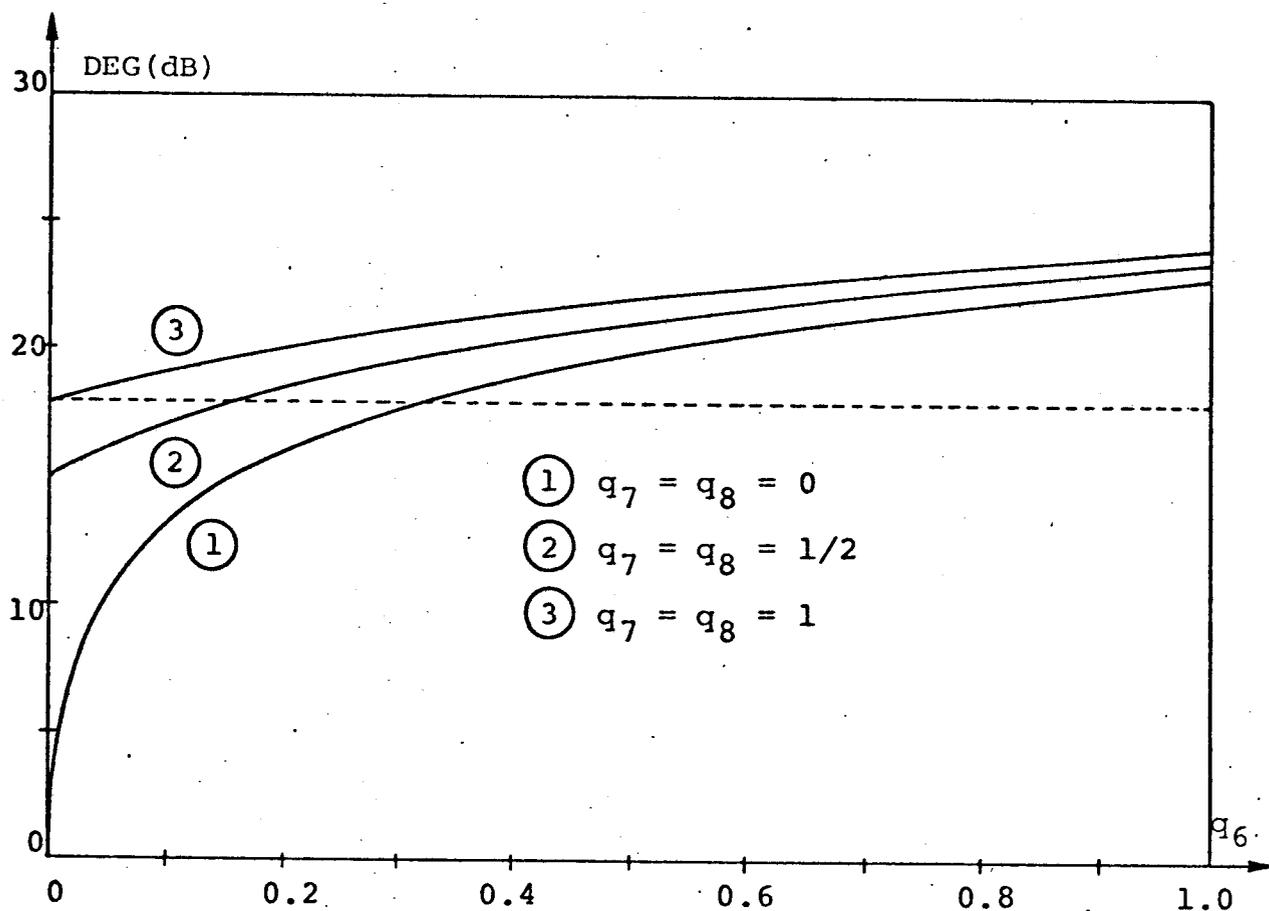


Fig. II.22 - Mostra a especificação da CCITT para a supervisão de CODEC (linha tracejada), superposta sobre a Fig. II.15 (erros nos dígitos 6,7 e 8).

A partir da Fig. II.22, pode-se concluir que taxas de erros de 50% no 7º e 8º dígitos e de 17% no 6º dígito não provocam uma degradação maior que 18 dB. Assim, um critério digital de supervisão de CODEC pode ser formulado a partir da monitoração de erros nos seis dígitos mais significativos.

No Capítulo III discute-se com mais detalhes os possíveis critérios para supervisão digital de CODEC's.

CAPÍTULO III

SUPERVISÃO DIGITAL DE

CODEC TELEFÔNICO

QUANTIDADE	NÚMERO	FUNÇÃO	Q.TDE	VALOR	TOL. %	POT. OU V. ISOL.	TIPO	OBS.
1	74LS02	4 NOR 2	1					
3	74LS04	INVERSOR	3					
1	74LS10	3 NAND 3	1					
1	74LS85	COMPÁRADOR	2					
2	74LS122	MONOESTÁVEL	2					
5	74LS161	CONTADOR	5					
2	74LS164	SHIFT REGISTER	2					
1	74LS298	SELETOR DE DADOS	2					
2	CD4052	CHAVE ANALOG.	2					
1	310	OP. AMP.	1				ENCAPS. METÁLICO	
1		RESISTOR	1	100Ω	5%	1/4W		
3		"	3	680Ω	"	"		
3		"		1K	"	"		(1)
1		"	1	2,2K	"	"		
1		"	1	5,1K	"	"		
1		"	1	110K	"	"		
1		"	1	150K	"	"		
1		"	1		"	"		(2)
1		"	1		"	"		(2)
3		CAPACITOR	3	220pF			POLISTIROL	
1		"	1	15KpF			"	
3		"	3	0,01μF		16V	CERÂMICO	

OBSERVAÇÕES

(1) A quantidade depende do lay-out.

(2) $R8 + R9 \approx 1K$

Tabela IV.1 - Lista de componentes do Circuito de Supervisão de CODEC

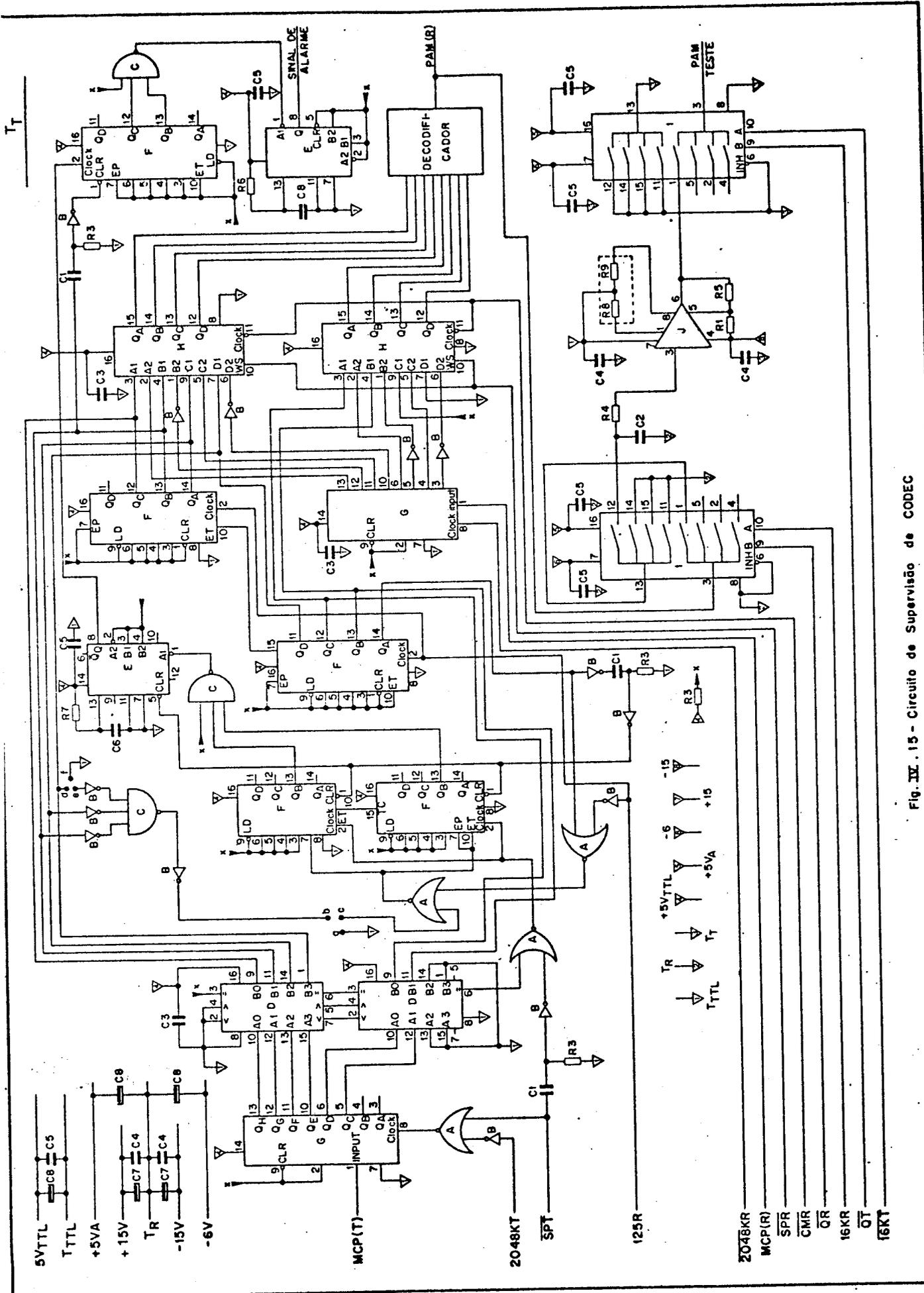


Fig. IX . 15 - Circuito de Supervisão de CODEC

1 - INTRODUÇÃO

Neste Capítulo introduz-se o conceito de supervisão de um CODEC e analisa-se dois possíveis esquemas de supervisão. Um esquema digital de supervisão será adotado e analisado à luz das especificações da CCITT para um sistema de multiplexagem MCP para 30 canais telefônicos.

2 - SISTEMAS DE SUPERVISÃO DE CODEC

Os sistemas de supervisão de CODEC podem ser agrupados em duas classes: os analógicos e os digitais.

Os analógicos são aqueles onde, a partir da geração de um sinal análogo que é aplicado à entrada do conversor A/D, supervisiona-se o sistema através da monitoração da saída do conversor D/A.

Os sistemas de supervisão digital são aqueles onde aplica-se um sinal digital na entrada do conversor D/A, e monitora-se a saída do conversor A/D.

III.2.1 - Supervisão Analógico

Os métodos analógicos de supervisão podem ser descritos através do diagrama de blocos mostrado na Fig. III.1.

Na Fig. III.1 o bloco Geração de Sinal Análogo produz um sinal de faixa estreita, centrado em uma frequência entre os valores extremos de 300 a 3400 Hz. Este sinal análogo é transformado pelo conversor A/D em um sinal digital, que é enviado para o conversor D/A da recepção pelo bloco de Transferência Digital.

O bloco de Transferência Digital é responsável pelo acoplamento entre as partes de Transmissão e Recepção do Multiplex e para este acoplamento são utilizados os canais de sinalização e sincronismo, em cujos intervalos temporais não são transmitidos sinais de voz.

O bloco Filtro para Ruído é responsável pela eliminação do sinal e é, em geral, um filtro rejeita faixa.

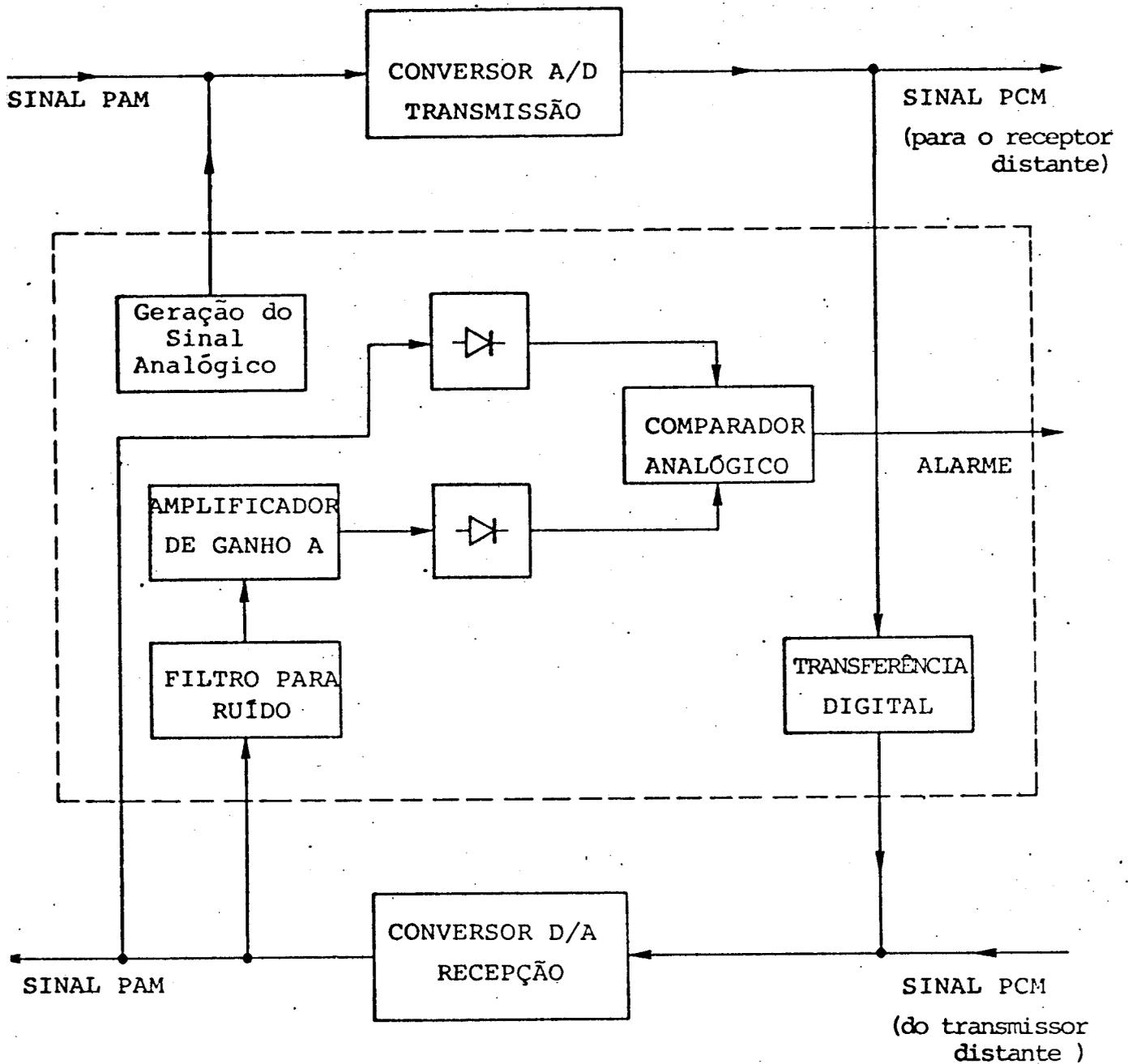


Fig. III.1 - Sistema Analógico para Supervisão de CODEC

Os Blocos Retificadores convertem os sinais (ruído e sinal gerado) em sinais relacionados às suas potências e, em geral, as saídas desses blocos são funções monotonicamente crescentes da potência do sinal de entrada.

O amplificador de ganho A deve dar um ganho no ruído para que este possa ser comparado com o sinal. Pelo controle deste ganho determina-se o limiar para o alarme.

O Comparador Analógico compara a saída dos blocos retificadores e decide se o nível do ruído está acima ou abaixo do limiar para alarme.

Em Sistemas Analógicos para Supervisão de CODEC deve-se tomar os seguintes pontos em consideração:

- 1) - Para que este esquema supervisione uma faixa larga de variação de sinal, é necessário que o gerador de sinais possua a versatilidade de produção de sinais de diferentes potências e isto faz com que este bloco seja de razoável complexidade.
- 2) - O filtro para ruído, em geral, é um filtro rejeita faixa também de razoável complexidade.
- 3) - Este esquema de medida sempre pressupõe que o ruído tem uma faixa plana em frequência na faixa do canal de voz (300 a 3400 Hz) e compensa este fato através do fator $(W/(W-\Delta W))$, onde $W = 3400 - 300 = 3100$ Hz é a faixa de voz e ΔW é a faixa do filtro rejeita faixa.

Esta hipótese é bastante real quando os conversores A/D e D/A estão funcionando normalmente; mas, se ocorrer alguma falha em um desses sistemas, esta hipótese pode afastar-se da realidade. Por exemplo, se a falha do CODEC for tal que exista uma correlação entre o ruído adicional e o sinal gerado, uma grande parcela da potência do ruído poderá estar na faixa do sinal, provocando um erro nos resultados, devido ao método de medida. Este fenômeno é tratado novamente no Capítulo V.

III.2.2 - Supervisão Digital

O método de supervisão digital pode ser descrito através do diagrama de blocos da Fig. III.2.

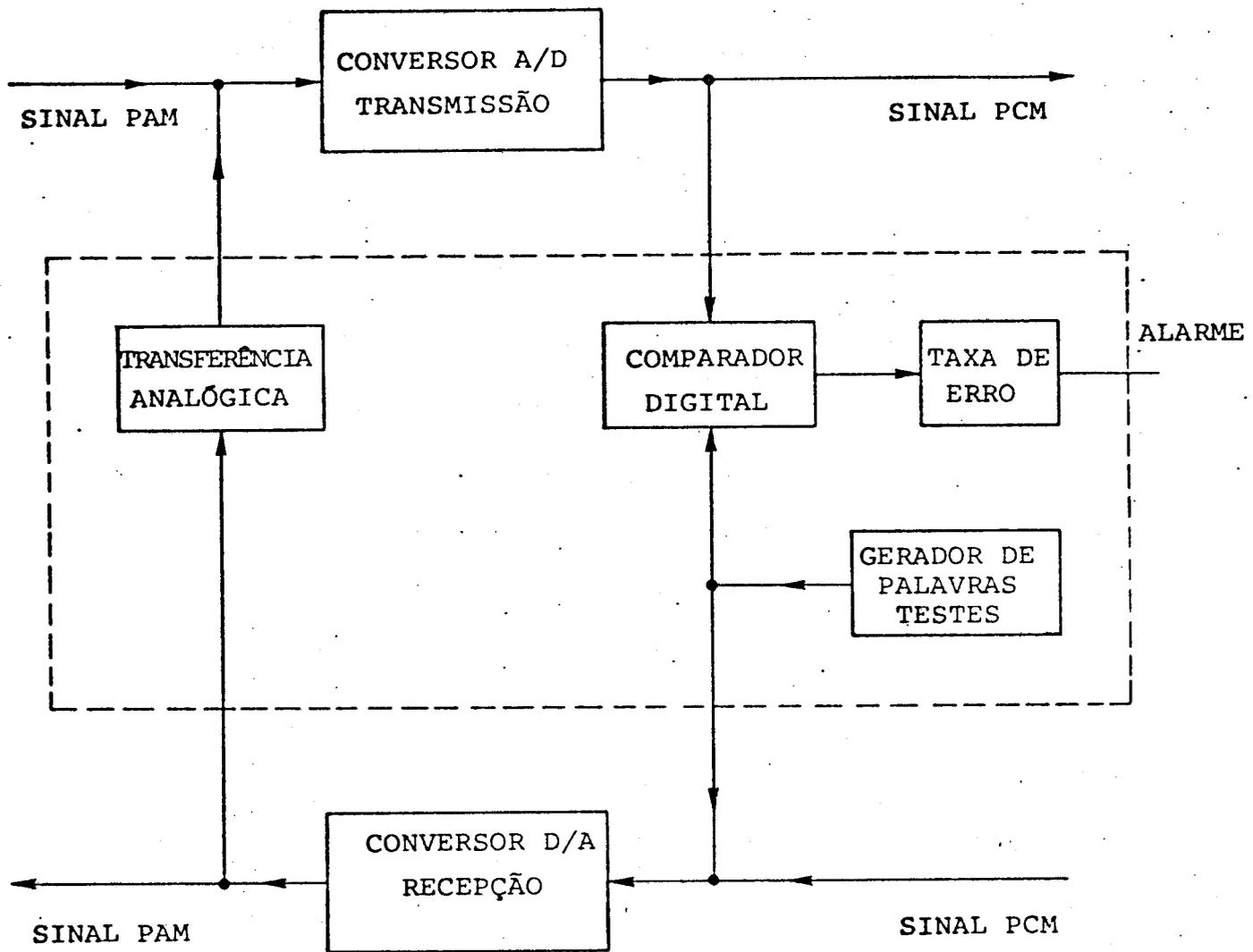


Fig. III.2 - Sistema Digital para Supervisão de CODEC.

Nesta figura o Gerador de Palavras Teste produz palavras digitais, que são enviadas para o conversor D/A e para um comparador digital. O conversor D/A processa as palavras teste somente durante os intervalos reservados às palavras de sinalização e sincronização de recepção.

Os sinais PAM de teste que saem do conversor D/A são enviados ao conversor A/D pelo bloco de transferência analógica, que pode ser um circuito amostrador segurador (Sample-Hold).

O conversor A/D produz uma palavra digital associada ao sinal PAM de teste e esta palavra é também enviada para o comparador. O comparador então decide se as palavras digitais são próximas entre si (compara os bits um a um, exceto aqueles onde

os erros são aceitáveis) e produz um sinal indicador de erro ou acerto.

O processo, como um todo, é repetido um número de vezes para uma mesma palavra teste.

Um medidor de taxa de erro produz sinal de alarme se a taxa de erros estiver acima de um limiar pré-fixado.

O critério de erro aceitável e de limiar são discutidos nas seções seguintes deste Capítulo.

Em Sistemas de Supervisão Digital os seguintes aspectos são importantes:

- 1) - O circuito de transferência analógico é a única parte deste sistema que não é puramente digital, e devido a este fato deve receber um cuidado especial no seu projeto. Contudo, trata-se de um circuito (Sample-Hold) de largo uso comercial, encontrado facilmente no mercado a um preço acessível.
- 2) - Quanto ao critério de erro aceitável, isto é, de terminação dos dígitos da palavra digital que devem ser efetivamente supervisionados e estabelecimento de um limiar da taxa de erro, deve-se esclarecer que há bastante versatilidade neste esquema, pois a decisão sobre o critério não altera em nada o sistema sob o ponto de vista de complexidade.

3 - CONCEITUAÇÃO DE DESEMPENHO DE UM CODEC

Com relação à monitoração do desempenho do CODEC local, a CCITT estabelece que, como requisito mínimo, a condição de falha deve ser reconhecida quando, pelo menos para um nível de sinal no intervalo -21 a -6 dBm0, a relação sinal/ruído de quantização cair 18 dB ou mais em relação aos limites da CCITT mostrados na Fig. I.2 (Capítulo I).

A região de -6 a -21 dBm0 de potência corresponde aos níveis mais usuais de potência de voz nas centrais. Observe porém que tendo em vista ser o sinal de voz um sinal com grande fator de crista, a especificação acima procura estabelecer um de

sempenho médio aceitável para a potência do sinal nesta região, mas deve-se levar em conta que o sinal excursiona por todos os segmentos de G^- a A, lados positivo e negativo da curva da Fig. I.1 (Capítulo I).

Por outro lado, para um CODEC bem projetado que apresenta inicialmente um bom desempenho, as possíveis falhas estão relacionadas às falhas de componentes. Essas falhas são em geral ou em amplificadores lineares (resultando na perda total do sinal), ou em chaves analógicas (o que resulta na ausência de certos níveis na recepção). No caso de perda total do sinal, ou por falha no conversor A/D ou por falha no conversor D/A, a medida da relação sinal/ruído através do uso de um sistema analógico de supervisão funciona satisfatoriamente. Porém, no caso de falha de certos níveis de saída, as medidas de potências médias de sinal e ruído podem não mostrar muita degradação do desempenho, apesar do sinal de recepção poder estar razoavelmente distorcido. Para este tipo de defeito é mais conveniente se fazer teste de níveis, o que é possível através do sistema digital de supervisão. E, levando-se em conta que este processo de supervisão detecta tanto perdas catastróficas como perdas de certos níveis, ele pode ser mais conservador que a supervisão analógica.

Resta agora relacionar o teste de níveis com a especificação da CCITT (perda máxima de 18 dB entre -21 e -6 dBm0 de sinal). Isto é tratado a seguir.

No Capítulo II foi mostrado que, para a conversão com quantização uniforme, a Degradação (em dB) da Relação Sinal/Ruído, devido a erros simultâneos em até três dígitos das palavras códigos, é dada por:

$$\text{DEG(dB)} = 10 \log (1 + D) \quad (\text{III.1})$$

$$\text{onde: } D = 12 \left[a^2 q_k + b^2 q_\ell + c^2 q_r + 2abq_k q_\ell (1 - 2\alpha_k - 2\alpha_\ell + 4\alpha_k \alpha_\ell) + 2acq_k q_r (1 - 2\alpha_k - 2\alpha_r + 4\alpha_k \alpha_r) + 2bcq_\ell q_r (1 - 2\alpha_\ell - 2\alpha_r + 4\alpha_\ell \alpha_r) \right]$$

$$a = 2^{n-k}$$

$$b = 2^{n-\ell}$$

$$c = 2^{n-r}$$

n = o número de dígitos da palavra-código

k, ℓ e r = as ordens dos dígitos em que pode haver ocorrência de erros

q_k, q_ℓ e q_r = probabilidades de erro dos dígitos de ordem k, ℓ e r respectivamente.

α_k, α_ℓ e α_r = probabilidades de ocorrência de "1" nos dígitos de ordem k, ℓ e r respectivamente.

Além disso, foi mostrado que a expressão acima se aplica para o caso de conversão com quantização não uniforme (lei $A = 87,6$, 13 segmentos, 8 dígitos) desde que os erros se localizem nos dígitos 5, 6, 7 e 8 das palavras MCP.

Suponha-se agora que se deseja supervisionar um CODEC não uniforme (lei $A = 87,6$) de 8 dígitos. Uma supervisão digital pode ser feita, comparando-se digitalmente o sinal transmitido e o sinal recebido, como descrito na seção III.2.2 deste Capítulo. Assim, caso se compare sistematicamente os 7 primeiros dígitos da palavra teste gerada com os correspondentes da palavra saída do Conversor D/A e, ocorrendo a igualdade nestas comparações, pode-se garantir que o CODEC não apresenta uma degradação superior a 8,5 dB (pois na prática o pior caso que poderia acontecer é estar ocorrendo erros de 50% no 8º dígito e não estar sendo detectado). Por outro lado, se as comparações são feitas garantindo-se que os 6 primeiros dígitos estão sempre corretos, a máxima degradação que pode não ser detectada é de aproximadamente 14,9 dB (pela expressão III.1 com $n = k = 8, q_8 = \alpha_8 = 1/2, \ell = 7, q_7 = \alpha_7 = 1/2, q_r = 0$). Caso os 5 primeiros dígitos estejam sempre corretos, a degradação é no máximo de 21,0 dB (pela expressão III.1 com $n = k = 8, q_8 = \alpha_8 = 1/2, \ell = 7, q_7 = \alpha_7 = 1/2, r = 6, q_6 = \alpha_6 = 1/2$).

As considerações feitas sobre defeitos sistemáticos

são corretas mas extremamente rigorosas, quando comparadas com as condições existentes na prática. Um defeito sistemático em uma chave do CODEC pode produzir o desaparecimento de um nível ou de um conjunto de níveis; então para um sinal de voz qualquer, a maioria das amostras pode ser transmitida e recebida corretamente e somente uma minoria apresentar deslocamento de níveis. Isto não acarretará uma degeneração muito grande na relação sinal/ruído.

Um outro aspecto que deve ser levado em consideração ao se projetar o sistema de supervisão digital do CODEC, é a simplicidade do circuito supervisor. Ao se comparar a palavra gerada e aquela que resultou da passagem pelo CODEC, obviamente de ver-se-ia dar maior peso a erros que ocorressem nos dígitos mais significativos. Porém, este procedimento implicaria numa eletrônica mais sofisticada de supervisão. Um procedimento intermediário é comparar palavras e contar erros sempre que as palavras comparadas sejam diferentes, qualquer que seja o dígito afetado. Em particular, supõe-se que, devido a erros não sistemáticos, um dígito de grande peso (2º ou 3º, por exemplo) apresente uma baixa taxa de erros. Esta baixa taxa de erros pode ser mais degradante que uma alta taxa de erros em dígitos menos significativos. Então, se o procedimento utilizado é o de comparar palavras, sem distinguir o local dos erros, seria interessante utilizar-se um limiar de erro baseado em um número pequeno de comparações erradas. Exemplo numérico de aplicação: com 50% de erros nos dígitos 7 e 8, e 17% de erros no 6º dígito, obtém-se uma degeneração de 18 dB (eq. III.1). Então, comparando-se os 6 dígitos mais significativos e adotando-se o limiar de 17% para o disparo de alarme, garante-se que a degradação não é superior a 18 dB. Com isto, está se fazendo duas coisas: alarmando contra erros sistemáticos que ocorram em qualquer dígito até o 6º, inclusive, e também alarmando contra erros aleatórios de taxas maiores que 17%.

Deve-se ressaltar finalmente que a especificação de desempenho requerida pela CCITT para a supervisão de CODEC permite que o ruído de quantização aumente até de 18 dB em relação ao ruído admissível de regime (limite 3 da Fig. I.2). Como este limite é 4,5 dB maior que o ruído teórico, conclue-se que, na verdade, exige-se alarme de supervisão do CODEC para desempenho caindo de

22.5 dB em relação ao desempenho teórico (equivale a ter 50% de erro nos dígitos 6,7 e 8 e 7% no 5º dígito).

4 - SISTEMA DIGITAL DE SUPERVISÃO DE CODEC

A Fig. III.3 mostra em diagrama de blocos o sistema digital de supervisão implementado. Fora do retângulo tracejado, tem-se, acima, um conversor A/D que opera sobre o trem de pulsos PAM de transmissão, produzindo à sua saída o trem de pulsos MCP (T) correspondente aos 30 canais de voz e, abaixo, o conversor D/A que atua sobre o trem de pulsos MCP(R) proveniente de outro transmissor, produzindo um sinal PAM(R) que irá para todos os canais de voz na recepção. Dentro do retângulo tracejado está o sistema de supervisão digital.

Nos sistemas MCP de 30 canais telefônicos, cada quadro de 125 μ s é dividido em 32 janelas de tempo, colocadas sequencialmente e numeradas de 0 a 31. As janelas "zero" e "dezesesseis" são utilizadas para transmissão de palavras de sincronismo de quadro e de sinalização respectivamente. Nas outras janelas vão as palavras correspondentes às amostras dos canais telefônicos. Nos intervalos "zero" e "dezesesseis", o conversor A/D está inoperante na direção de transmissão, enquanto que o conversor D/A produz amostras não aproveitáveis oriundas destas janelas no quadro de recepção. Estas janelas de tempo é que são utilizadas para se supervisionar o CODEC localmente. Convém porém observar de início que os relógios de transmissão e de recepção são independentes e operam na faixa de $[2048000 \pm 100]$ bits/s, o que irá requerer certos cuidados.

O gerador de palavras teste mostrado na Fig. III.3 gera palavras de 8 dígitos que irão excitar o conversor D/A durante as janelas de tempo "zero" e "dezesesseis". Durante os outros intervalos de tempo, o seletor de dados com memória (Fig. III.3) deixa passar o sinal MCP(R) de recepção.

O sinal PAM teste que resulta da conversão D/A da palavra teste nos dois canais de teste é armazenado em uma memória analógica (circuito Sample-Hold) e é utilizado para se testar o conversor A/D na direção de transmissão, como mostrado na Fig.

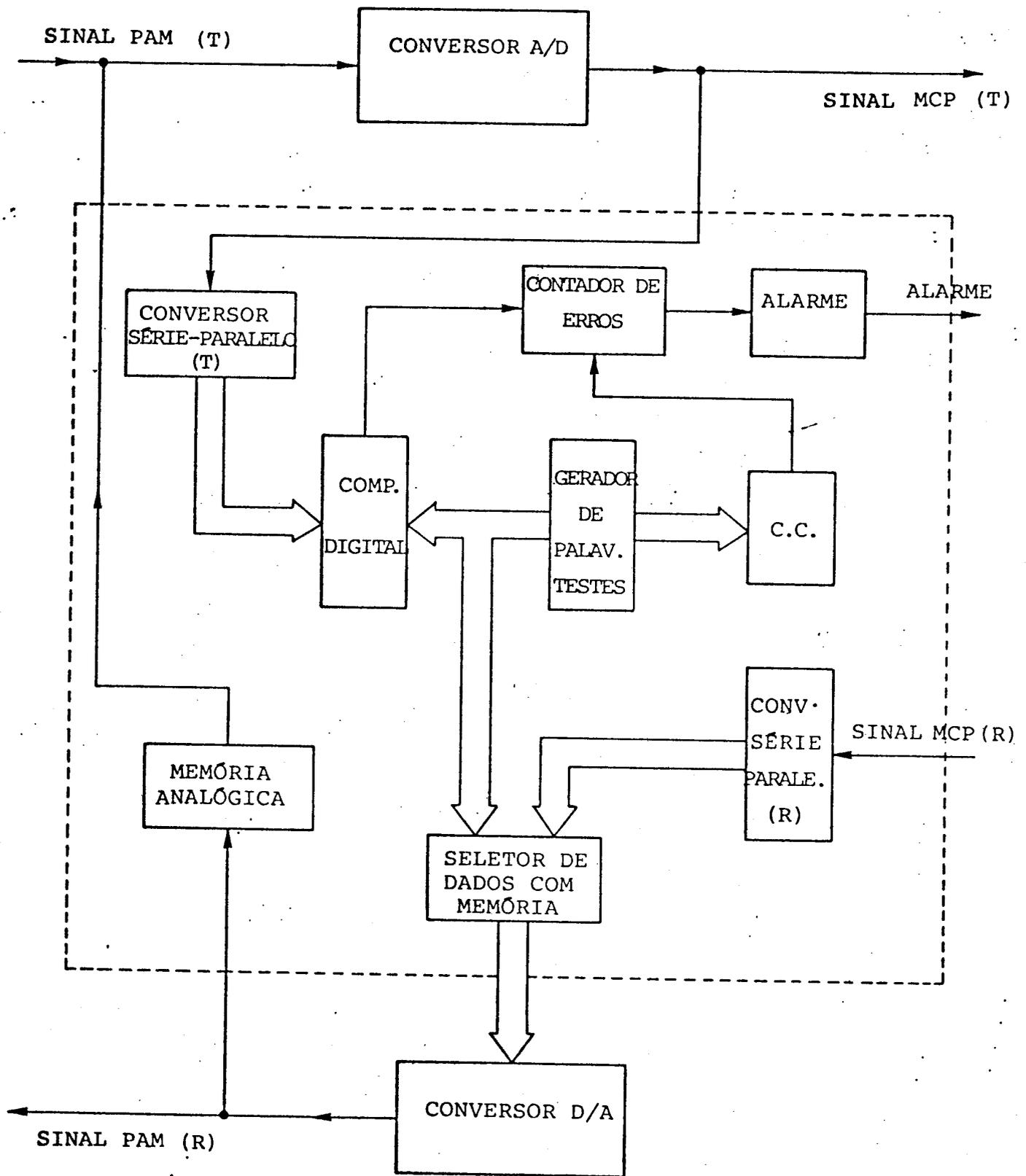


Fig. III.3 - Sistema Digital de Supervisão de CODEC

III.3. O sinal de teste na saída da memória analógica é um sinal constante que independe dos relógios de transmissão e recepção. Este sinal é então amostrado nos intervalos "zero" e "dezesesseis" do quadro de transmissão e excita o conversor A/D. As palavras resultantes que aparecem na saída do conversor A/D são posteriormente eliminadas do trem de pulsos MCP(T) de transmissão e substituídas pelas palavras corretas de sincronismo de quadro e de sinalização. Porém, à saída do conversor A/D, as palavras testes resultantes são recolhidas pelo conversor série/paralelo (T) mostrado na Fig. III.3 e são comparadas digitalmente com as palavras originais que partiram do gerador de palavras teste. A cada erro detectado no comparador digital corresponde a um pulso que avança a contagem do contador de erros mostrado na Fig. III.3.

O contador de erros deve ser zêrado periodicamente, quando do início de uma nova palavra teste. Isto é realizado pelo circuito de controle (ver Fig. III.3) que, além disso, tem a função de inibir o contador de erros durante as primeiras comparações entre uma nova palavra gerada pelo gerador de palavras teste e aquelas resultantes do conversor A/D. Esta precaução é necessária, pois as amostras análogas de teste na saída da memória analógica só se estabilizam após um tempo relativamente longo.

O critério de alarme adotado é aquele explicado na seção anterior: monitoração dos 6 dígitos mais significativos com limiar em 17%.

Assim, para a monitoração dos 6 dígitos mais significativos, verificando-se a lei de formação dos códigos para as 16 palavras de um segmento da curva de compressão (Fig. I.1), nota-se que é mais conveniente fixar os dígitos 7 e 8 da palavra teste no par 10 (ou 01). Isto porque se os dígitos 7 e 8 são iguais (1 ou 0), um simples desvio correspondente a um erro no dígito 8 é suficiente para alterar o dígito 6.

As palavras testes de 8 dígitos, com os dois últimos fixados em "10", são geradas à taxa de 31.25Hz. Como a frequência de cada quadro é de 8 KHz, isto significa que cada palavra teste é mantida na entrada do seletor de dados durante 128 quadros. E, como além disso, as janelas "zero" e "dezesesseis" são usadas em cada quadro para se excitar o conversor A/D na direção de trans

missão, o comparador digital da Fig. III.3 fará 256 comparações para cada palavra teste.

Destas 256 comparações digitais realizadas para cada palavra teste, as 64 primeiras são descartadas pelo circuito de controle (ver Fig. III.3) que inibe o contador de erros durante este tempo. Este tempo é reservado para que a memória analógica atinja, com folga, o patamar de amplitude na sua saída. Por outro lado, a 256^a comparação também não é confiável, pois ela pode estar sendo testada contra uma palavra teste nova, diferente daquela que originou a que está saindo do conversor A/D. Isto decorre do fato de os relógios de transmissão e recepção operarem à taxas diferentes.

Deste modo, um pulso é gerado quando o Contador de Erros registrar 33 erros ou mais, ou seja, para contagem superior ou igual a $(256 - 64) \times 0,17 + 1$. Estes pulsos são então contados e quando a ocorrência dos mesmos atinge a taxa de 17%, o sinal de alarme é dado pelo Sistema de Supervisão de CODEC.

Outros critérios de alarme podem ser introduzidos com pequenas modificações no circuito ou mesmo modificando-se o processo de contagem de erros.

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DIGITAL

DE SUPERVISÃO DE CODEC

A Fig. IV.1 mostra, em diagramas de blocos, o sistema de Supervisão de CODEC implementado. Para se entender a descrição do mesmo, é necessário fazer algumas considerações preliminares sobre os sistemas de multiplexagem MCP de 30 canais telefônicos. Nestes sistemas, cada quadro é constituído por 30 canais de voz e mais dois canais que são utilizados para a transmissão de palavras de sincronismo de quadro e de sinalização.

Para se ter uma referência que facilite a compreensão do circuito de Supervisão de CODEC, principalmente quanto às posições relativas entre as ondas de controle e os canais, define-se o termo "espaço temporal" (ET). Cada quadro é constituído por 32 espaços temporais numerados de 0 a 31 e a correspondência existente entre os espaços temporais e os canais é mostrada na Fig. IV.2. Nesta figura, o canal a se refere ao canal de sinalização; o canal b ao canal de sincronismo de quadro; e os canais de 1 a 30 aos canais de voz. Ressalve-se que esta correspondência acima se aplica na saída do codificador para a transmissão e, na saída do decodificador para a recepção.

Feitas estas considerações, a Fig. IV.3 mostra as ondas de controle, relativas à transmissão do circuito de Supervisão de CODEC e a Fig. IV.4, as relativas à recepção.

Podemos fazer agora a descrição do circuito de Supervisão de CODEC.

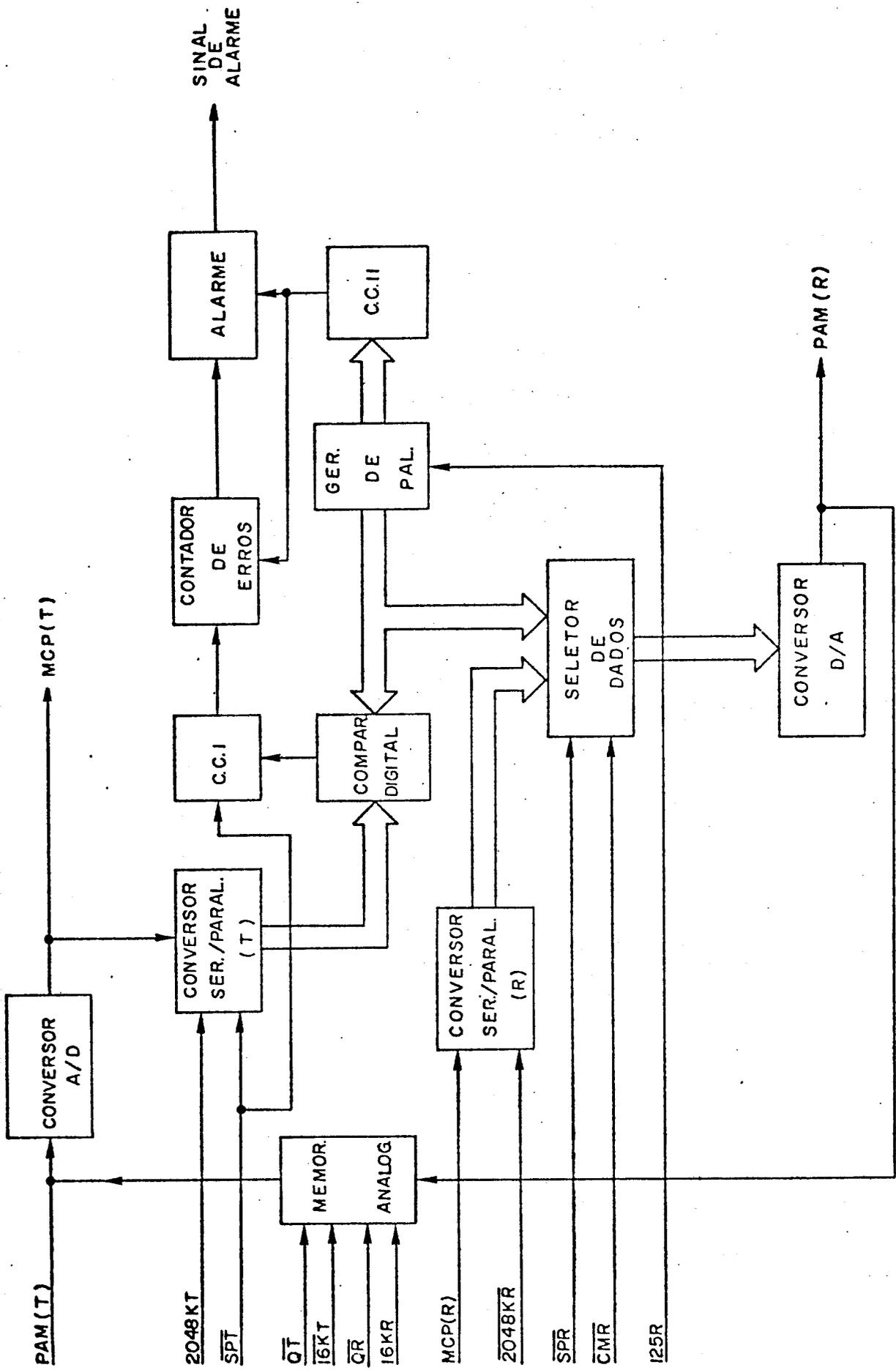


Fig. IV.1 - Sistema de Supervisão de CODEC implementado

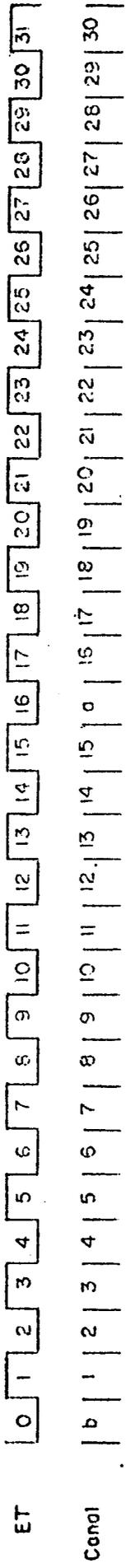


Fig. IV.2 - Correspondência entre ET's e canais

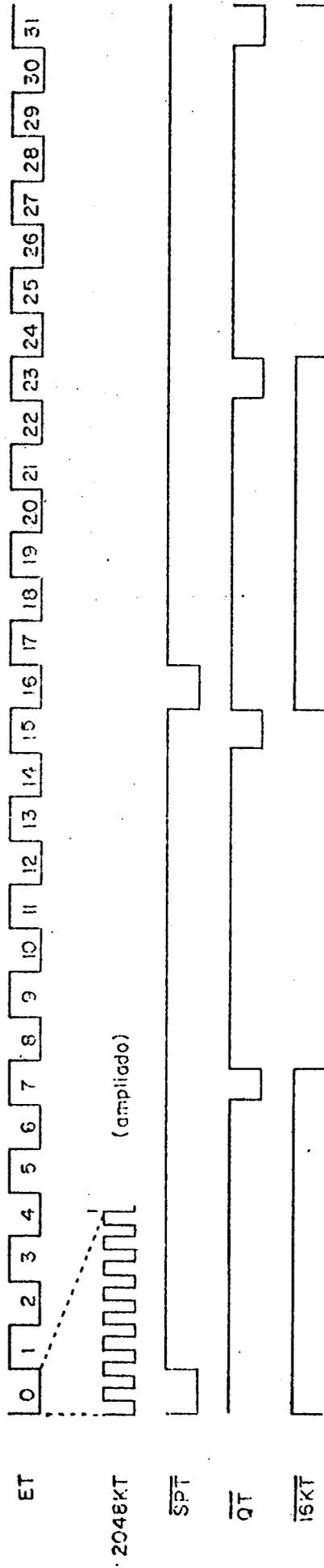


Fig. IV.3 - Ondas de controle relativas a transmissão

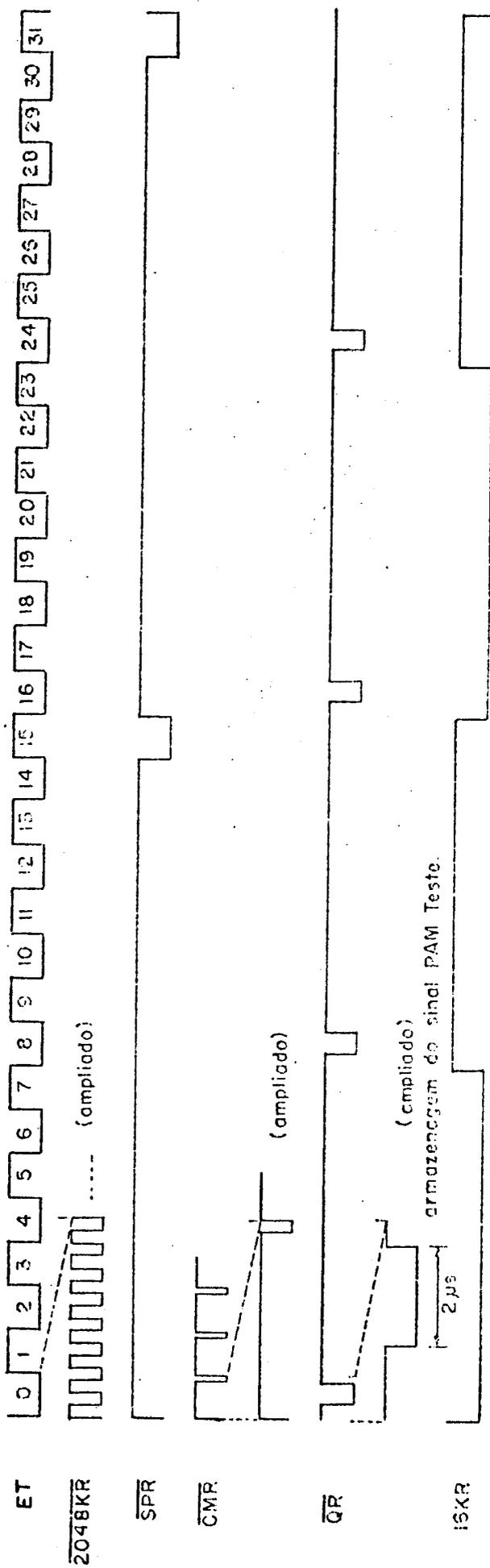


Fig. IV.4 - Ondas de controle relativas a recepção

O ciclo de teste do par CODEC se inicia com o bloco Gerador de Palavras (contador síncrono de 8 dígitos), que é constituído por dois circuitos integrados TTL-74LS161 - "Synchronous 4 Bit Counter", interligados, como mostra a Fig. IV.5. Este bloco, tendo como relógio a onda quadrada de 125 Hz (125 R) da recepção, gera as palavras digitais de teste a uma taxa de 31,25 Hz. Saliente-se que são gerados os dígitos de 1 a 6, pois os dígitos 7 e 8 são fixados no par 10 (ou 01) conforme a discussão feita no Capítulo III. A primeira divisão (62,5 Hz) do relógio de 125 Hz é utilizada pelo Circuito de Controle II, como será visto posteriormente.

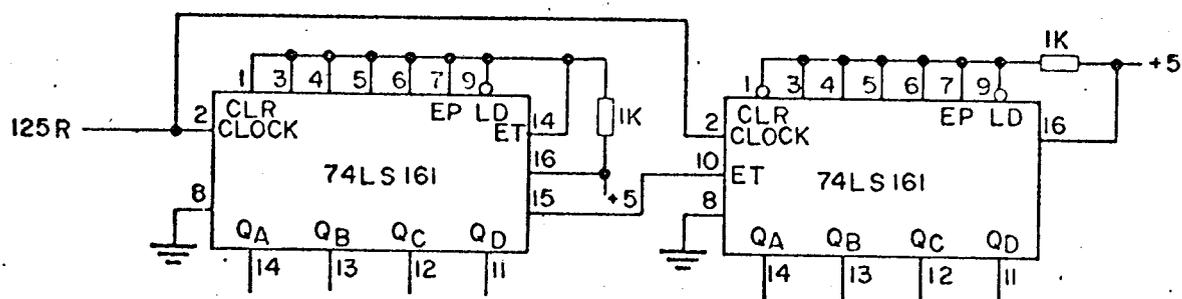


Fig. IV.5 - Gerador de Palavras-Testes

Estas palavras são então enviadas para o Seletor de Dados com Memória, que também recebe, de modo paralelo, os dígitos das palavras MCP correspondentes aos canais de voz do bloco Conversor Série-Paralelo (R) (vide Fig. IV.1). Este bloco, que é constituído por somente um circuito integrado TTL-74LS164 - "8-Bit Serial In/Parallel Out Shift Register" (Fig. IV.6) tem como função receber o trem de pulsos MCP (R) de recepção e fornecer os dígitos das palavras MCP de modo paralelo. O relógio utilizado para tanto é a onda quadrada de 2048 KHz da recepção (2048 K R).

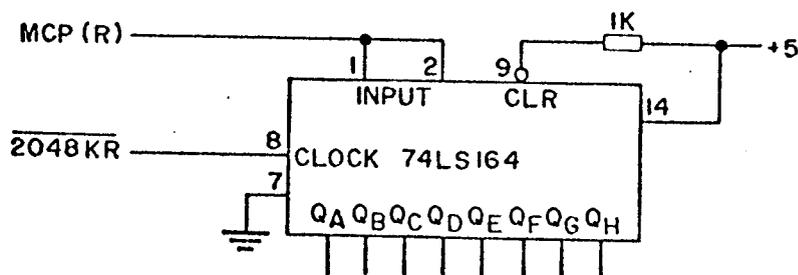


Fig. IV.6 - Conversor Série-Paralelo (R)

O Seletor de Dados com Memória, recebendo a palavra teste e a palavra MCP, seleciona e armazena aquela que deve ser decodificada num determinado espaço temporal. A seleção é controlada pelo sinal \overline{SPR} (Fig. IV.4) e a armazenagem pelo sinal \overline{CMR} (Fig. IV.4). Com estes sinais, o Seletor de Dados com Memória faz com que o decodificador seja excitado, nos espaços temporais ET0 e ET16, pelas palavras digitais de teste e, nos demais, pelas palavras MCP correspondentes aos canais de voz. O Seletor de Dados com Memória foi implementado com dois circuitos integrados TTL-74LS298 - "Quad 2-Multiplexer with Storage", conforme a Fig. IV.7. A fixação dos dígitos 7 e 8, das palavras testes em 10 (ou 01) respectivamente, é feita nas entradas correspondentes a estes dígitos, do Seletor de Dados com Memória.

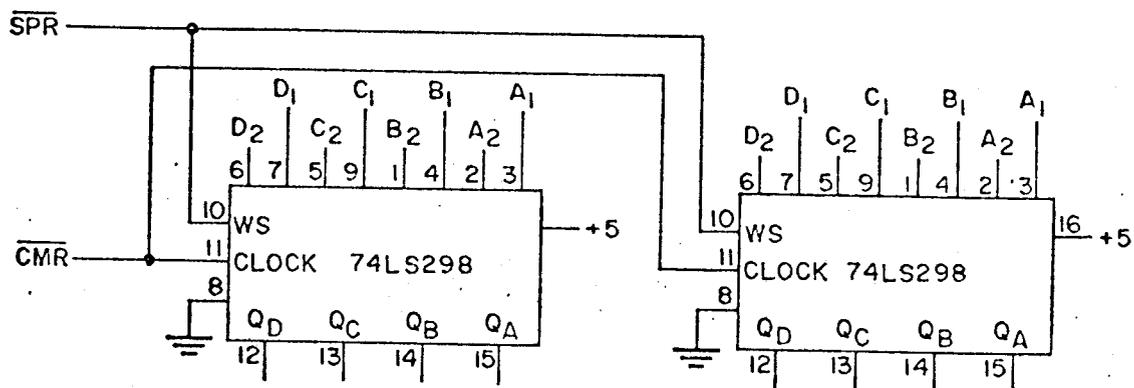


Fig. IV.7 - Seletor de Dados. As entradas com índice 1 são para a palavra teste, e com índice 2 para as palavras MCP dos canais de voz.

Como foi visto acima, nos espaços temporais ET0 e ET16 da recepção, tem-se na saída do decodificador, os sinais PAM correspondentes às palavras digitais de teste. Estes sinais então devem ser codificados de tal forma que, nos espaços temporais ET0 e ET16 da transmissão, as palavras digitais resultantes estejam disponíveis na saída do codificador. Mas para que isto ocorra, devido ao fato do relógio de transmissão e de recepção serem independentes, é necessário que os sinais PAM sejam armazenados e depois amostrados para o codificador em espaços temporais convenientes. Estas operações, armazenar e amostrar, são realizadas pela Memória Analógica (Circuito Sample-Hold) (vide Fig. IV.1).

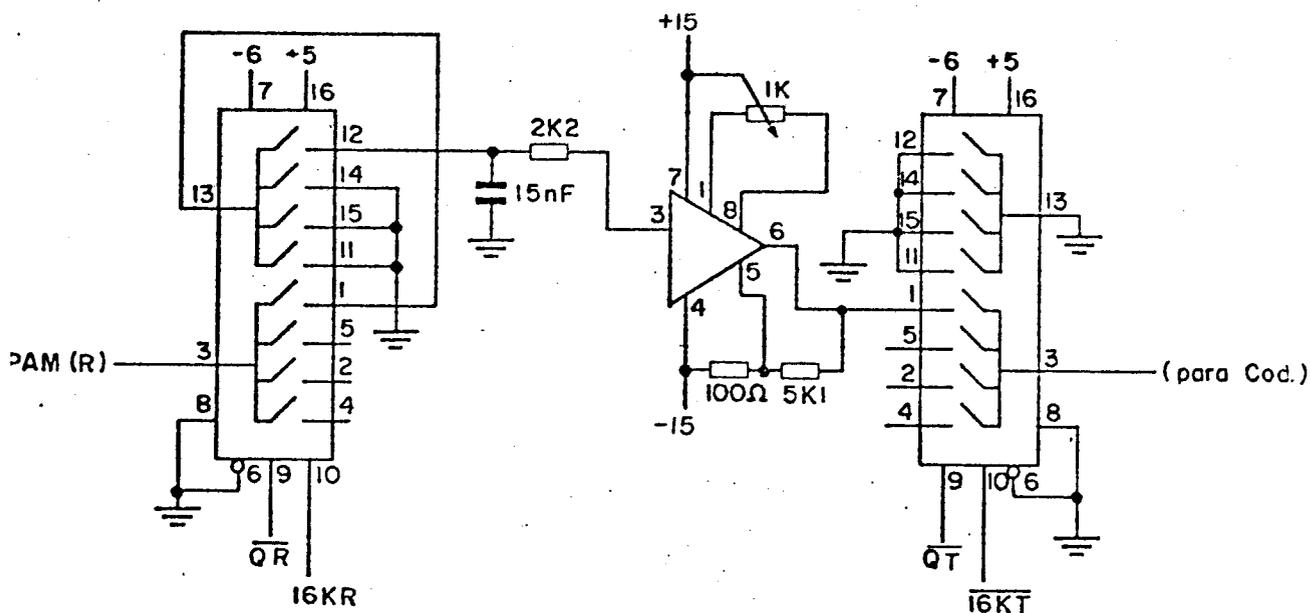


Fig. IV.8 - Memória Analógica (Sample-Hold)

A Memória Analógica é constituída basicamente por duas chaves analógicas CMOS-CD4052 - "Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer e, por um amplificador operacional LM310 - "Voltage Follower", como mostra a Fig. IV.8. Para armazenar os sinais PAM teste, a Memória Analógica é controlada pelos sinais $\overline{Q R}$ e $16K R$ (Fig. IV.4). Com estes sinais, as armazenagens são feitas nos espaços temporais ET0 e ET16 da recepção e em cada um destes, durante $2 \mu s$ (Fig. IV.4). A localização deste intervalo de tempo ($2 \mu s$), no espaço temporal, é determinada em função do tempo de processamento e estabilização do decodificador. Por outro lado, as amostragens dos sinais PAM teste para o codificador são comandadas pelos sinais $\overline{Q T}$ e $16K T$ (Fig. IV.3). Ressalve-se que estes sinais podem variar quanto à sua forma, conforme o codificador testado. Com os sinais $\overline{Q T}$ e $16K T$ da Fig. IV.3, a Memória Analógica faz com que o codificador seja excitado, com os sinais PAM teste, nos espaços temporais ET31 e ET15 da transmissão. Assim, as palavras digitais resultantes da conversão A/D do sinal PAM teste estão disponíveis na saída do codificador, nos espaços temporais ET10 e ET16. Estas palavras então são retiradas, pelo Conversor Série-Paralelo (T), do trem de pulsos MCP (T) de transmissão e posteriormente substituídas pelas palavras de sincronismo de quadro e de sinalização.

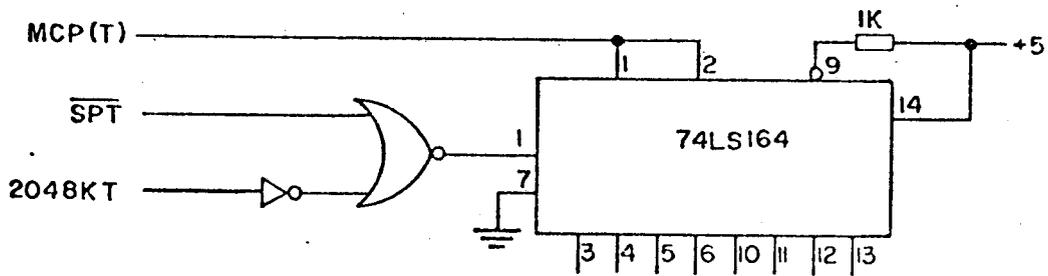


Fig. IV.9 - Conversor Série-Paralelo (T)

O Conversor Série-Paralelo (T) é constituído por um circuito integrado TTL-74LS164 - "8 Bit Serial In/ParallelOut Shift Register", uma porta NOR de 2 entradas (74LS02) e por um inversor (74LS04), conforme está mostrado na Fig. IV.9. Para executar a sua função, este bloco recebe as ondas de controle \overline{SPT} e 2048K T, mostrados na Fig. IV.3. O sinal SPT indica os espaços temporais correspondentes aos canais de sincronismo de quadro e de sinalização (da transmissão) e o sinal 2048K T é uma onda quadrada de 2048KHz da transmissão. Com estes sinais de ET1 a ET15 e de ET17 a ET31, tem-se na saída do Conversor Série-Paralelo (T), as palavras digitais resultantes da conversão A/D dos sinais PAM teste.

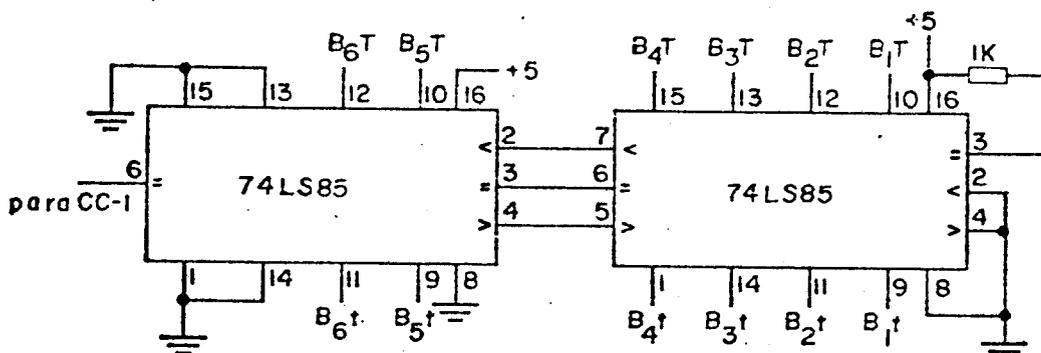


Fig. IV.10 - Comparador Digital. O índice t para palavra teste e o índice T para a palavra recebida do Codificador.

Assim, o Comparador Digital, recebendo estas palavras, compara-as dígito a dígito com as palavras originais que partiram do Gerador de Palavras (vide a Fig. IV.1). O bloco Comparador Digital, constituído por dois circuitos integrados TTL-74LS85 "4-Bit Magnitude Comparator" (Fig. IV.10), pode comparar duas palavras de até oito dígitos. Entretanto, conforme a discussão feita no Capítulo III, neste esquema de supervisão somente os seis dígitos mais significativos são confrontados. Saliente-se ainda que, como as palavras testes são geradas à taxa de 31,25Hz e sendo 8KHz a frequência de cada quadro, uma determinada palavra teste permanece constante na entrada do Seletor de Dados com Memória, durante 128 quadros. E, como além disso, são usados os canais de sincronismo de quadro e de sinalização para testar o codificador na direção de transmissão, o comparador digital fará 256 comparações com uma determinada palavra teste. Por outro lado, é necessário que se tome somente informações do Comparador Digital entre ET1 e ET15 e entre ET17 e ET31, pois somente nestes intervalos, as comparações são efetivamente realizadas entre a palavra teste original e a palavra resultante pela passagem desta pelo par CODEC.

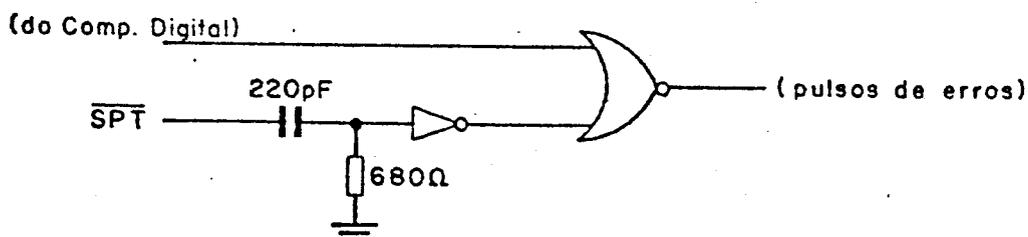


Fig. IV.11 - Circuito de Controle I - CC-I

Desta maneira, é necessário o bloco Circuito de Controle I, que, recebendo o sinal \overline{SPT} (Fig. IV.3), toma as informações do Comparador Digital no início de ET1 e de ET17. Além disso, para cada erro detectado pelo Comparador Digital é gerado um pulso que avança a contagem do Contador de Erros. O Circuito de Controle I está mostrado na Fig. IV.11.

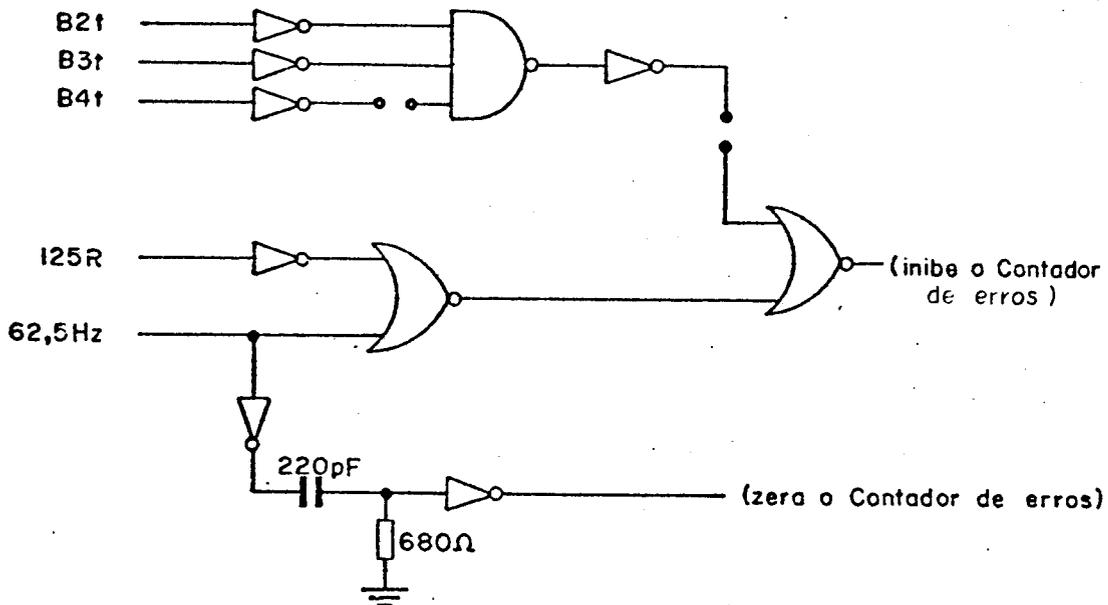


Fig. IV.13 - Circuito de Controle II - CC-II

O bloco Alarme, mostrado na Fig. IV.14, foi implementado utilizando os seguintes componentes integrados: dois 74LS122-"Retriggerable Monostable Multivibrator with Clear", um 74LS161-"Synchronous 4-Bit Counter" e duas portas NAND de três entradas.

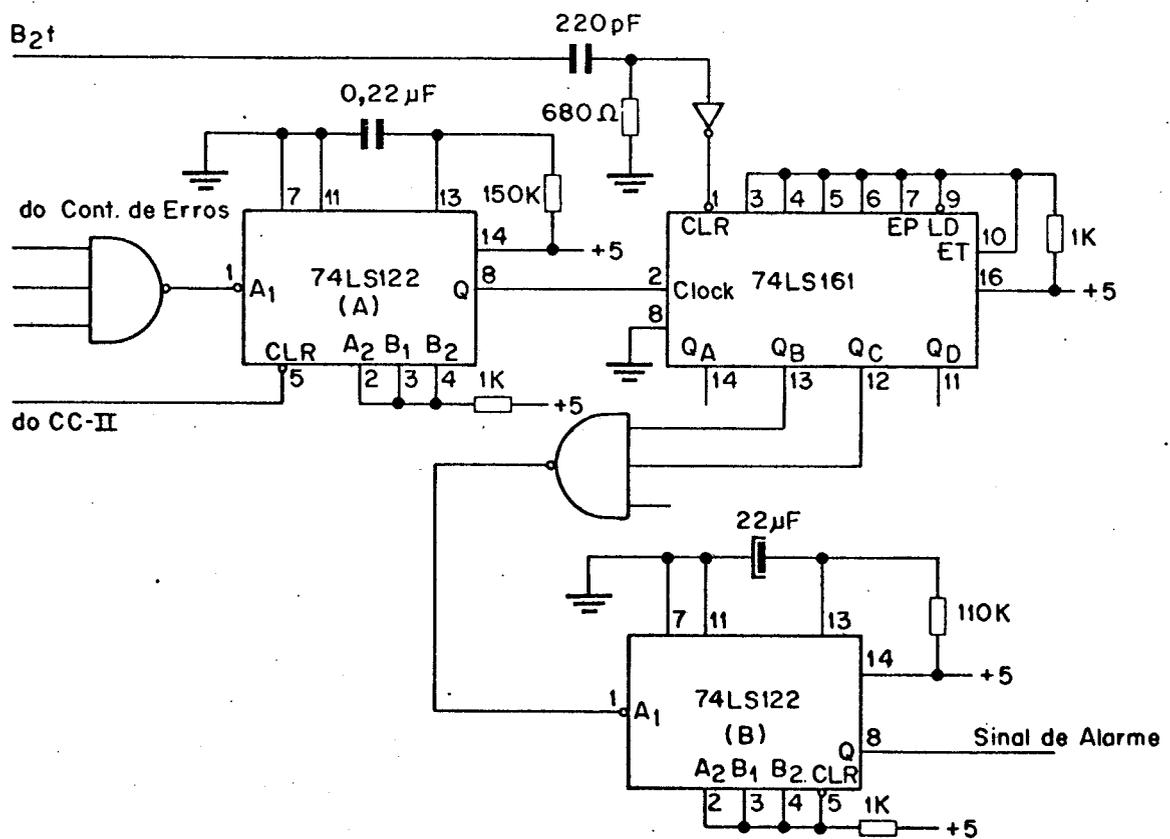


Fig. IV.14 - Alarme

Um pulso é gerado pelo monoestável (A) quando o Contador de Erros registrar 34 erros (17% de 192 testes) para uma palavra teste. Estes pulsos são então contados (pelo CI-74LS161) e quando a ocorrência dos mesmos atinge a taxa de 17% (5 pulsos para 32 palavras testes), o monoestável (B) dispara o sinal de alarme.

A constante de tempo RC do monoestável (A) deve ser dimensionado para que o pulso a ser gerado tenha uma duração maior que 10ms (aqui foi dimensionado para 15ms). Esta restrição é necessária para que não sejam gerados dois ou mais pulsos para uma mesma palavra teste. Por outro lado, para que sejam gerados pulsos distintos para palavras testes sequentes, com o CODEC apresentado taxas de erro iguais ou superiores a 17% para estas palavras, o CC-II atua no "clear" do monoestável (A) com o mesmo sinal utilizado para zeragem do Contador de Erros.

Para o monoestável (B), a constante de tempo RC foi dimensionado de modo que o sinal de alarme tenha, no mínimo, uma duração igual a do ciclo de geração das 64 palavras testes (1024ms). Neste circuito, está dimensionado para 1,1s e esta providência é para que o sinal de alarme não seja pulsado, mesmo que o CODEC esteja apresentando defeitos somente para algumas determinadas palavras testes suficientes para disparar o alarme.

Finalmente, a Fig. IV.15 mostra o circuito completo do Sistema de Supervisão de CODEC implementado e a Tabela IV.1, a lista de componentes.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

E

COMENTÁRIOS FINAIS

Foram efetuadas medidas de Relação Sinal/Ruído e de de geração em um protótipo MCP para 30 canais telefônicos, utilizando-se os equipamentos PCMG-1 e PCME-1 da Wandel & Goltermann. Estes equipamentos permitem medir a Relação Sinal/Ruído utilizando-se um sinal senoidal de 420Hz ou um sinal aleatório gaussiano de faixa estreita (350 a 550Hz). Nas medidas efetuadas utilizou-se o sinal aleatório.

Para se medir a potência de ruído de quantização, gerada a partir da injeção do sinal aleatório de faixa estreita em um canal de voz, estes equipamentos medem a potência de ruído existente na faixa [800, 3350]Hz e fazem a extrapolação para a faixa de voz [300, 3400]Hz, considerando-se que o ruído gerado é plano em toda esta faixa.

A Tabela V.1 mostra as degenerações da Relação Sinal/Ruído medidas para algumas probabilidades de erro nos dígitos 5, 6, 7 e 8.

TABELA V.1

ERRO	DEGENERAÇÃO MEDIDA	DEGENERAÇÃO PREVISTA
Aleat. de 50% no dígito 8	8.2	8.45
Dígito 8 fixado	6.3	8.45
Aleat. de 50% no dígito 7	13.9	14.0
Dígito 7 fixado	11.4	14.0
Aleat. de 50% nos díg. 7 e 8	14.8	14.9
Dígitos 7 e 8 fixados	12.4	14.9
Aleat. de 50% no dígito 6	19.6	19.9
Dígito 6 fixado	16.7	19.9
Aleat. de 50% nos díg. 6,7,8	21.0	21.0
Aleat. de 50% nos díg. 6,7,8 e de 125% no dígito 5	23.4	23.5

Para efeito de comparação, na mesma tabela também são mostradas as degenerações previstas pelo estudo analítico realizado no Capítulo II. As degenerações experimentais foram medidas com sinais aleatórios na faixa de -6 a -21dBm0 (faixa especificada pela CCITT para a supervisão de CODEC's) e em relação à Relação Sinal/Ruído teórica que é 1,1dB acima da curva 2 da Fig. I.2. Este fator ($1.1\text{dB} = 10 \log 4/3,1$) é o ganho devido à faixa de frequência considerada, isto é, para o cálculo da curva 2 (Fig. I.2), a faixa considerada é de 0 a 4KHz enquanto que os equipamentos de medida utilizados consideram a faixa de 300 a 3400 Hz. Observa-se pela Tabela V.1 que os resultados das medidas estão em plena concordância com o estudo analítico do Capítulo II.

Ainda na Tabela V.1, mostra-se também os resultados das medidas efetuadas, introduzindo-se da ordem de 50% de erros através da fixação do(s) dígito(s) considerado(s) em um estado único (só "1" ou só "0"). Neste caso, as medidas mostram valores de degeneração da ordem de 2dB abaixo das previstas teoricamente. Esta diferença de comportamento para o desempenho apresentado com 50% de erros aleatórios, é explicado pelo espectro de potência de ruído gerado quando se fixa um dígito. Neste caso, o ruído gerado é altamente correlacionado com a polaridade do sinal de voz na entrada, devido à lei de codificação utilizada. De fato, para sinal positivo, errar 0 → 1 significa dar amplitude mais positiva ao sinal, enquanto que, para sinal negativo, errar 0 → 1 significa dar amplitude mais negativa. Deste modo, espera-se que uma maior fração do ruído gerado esteja contido na faixa do próprio sinal. Neste caso então, os equipamentos de medida são enganados, pois a hipótese de espectro plano de ruído não pode mais ser aceita (vide Apêndice B no final deste Capítulo).

A diferença de comportamento da degeneração medida em um caso (aleatório 50%) e no outro (dígito fixado) ilustra o tipo de erro que se pode incorrer ao se fazer uma supervisão de CODEC baseada em medidas de Relação Sinal/Ruído (método analógico de supervisão): para erros sistemáticos introduzidos por chaves defeituosas no CODEC, pode-se estar detectando pequena degeneração, estando na verdade o CODEC em piores condições.

O Sistema Digital de Supervisão de CODEC, apresentado no Capítulo IV, foi montado em um pré-protótipo industrial de um

multiplex MCP para 30 canais telefônicos. Nos testes preliminares efetuados em laboratório, este sistema se comportou conforme o previsto. Entretanto, outros testes serão feitos (por exemplo, os testes de campo) e conforme os resultados, o critério de alarme poderá ser alterado, principalmente devido a falsos alarmes causados por off-sets no CODEC.

Os off-sets em diversos pontos do CODEC, que mesmo não causando maiores degenerações podem disparar o alarme, são o ponto crítico dos sistemas digitais de supervisão de CODEC's. Isto pode ser solucionado utilizando-se um circuito de controle automático de off-set. Este circuito, monitorando os dígitos de polaridade B_1T das palavras obtidas pela decodificação e posterior codificação das palavras testes, deve atuar na Memória Analógica de modo a compensar o off-set do par CODEC. Uma solução mais simples, que não acarreta acréscimo de componentes, é alterar o limiar para o disparo do sinal de alarme, considerando o número de palavras testes críticas com relação a possíveis off-sets. Acrescente-se a isto a possibilidade de inibir o Contador de Erros para palavras testes que pertençam ao segmento G^- ou (G^- e G^+).

APENDICE A

Através de simulação em computador digital, obteve-se as probabilidades de ocorrência de "um" lógico nos dígitos das palavras MCP, para o caso de sinal gaussiano (de 0 a -25dBm0) e CODEC não uniforme com lei A = 87,6 de compressão. Os resultados obtidos estão apresentados nos gráficos das Figs. A.1, A.2, A.3, A.4 e A.5.

Pelos resultados pode se notar que, apra os dígitos 4, 5,6,7 e 8 das palavras MCP, a suposição de que a ocorrência de "1" é de 50%, é razoável. Naturalmente, o mesmo poderia ser dito para a ocorrência de "0". Por outro lado, esta suposição não é válida para os dígitos 2 e 3, como pode ser visto na Fig. A.1.

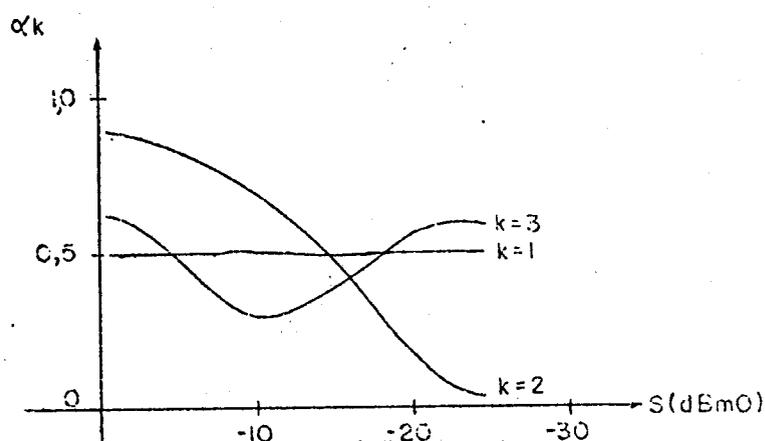


Fig. A.1 - Probabilidade de ocorrência de "1" nos dígitos 1,2 e 3 (sinal gaussiano)

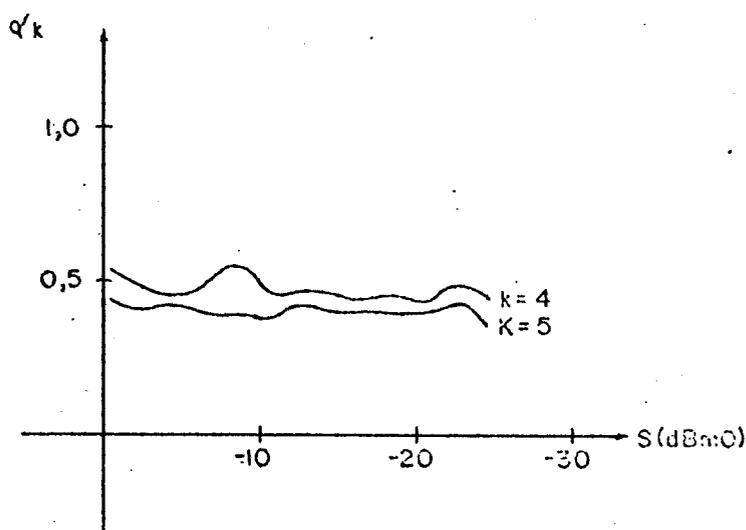


Fig. A.2 - Probabilidade de ocorrência de "1" nos dígitos 4 e 5 (sinal gaussiano)

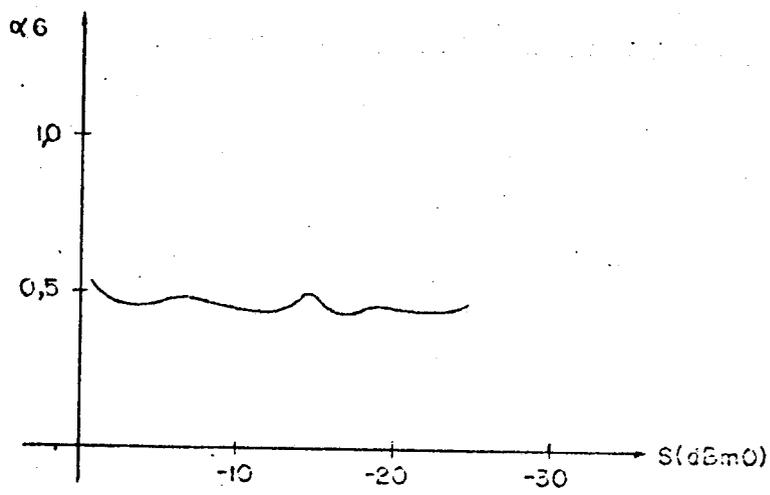


Fig. A.3 - Probabilidade de ocorrência de "1" no dígito 6 (sinal gaussiano)

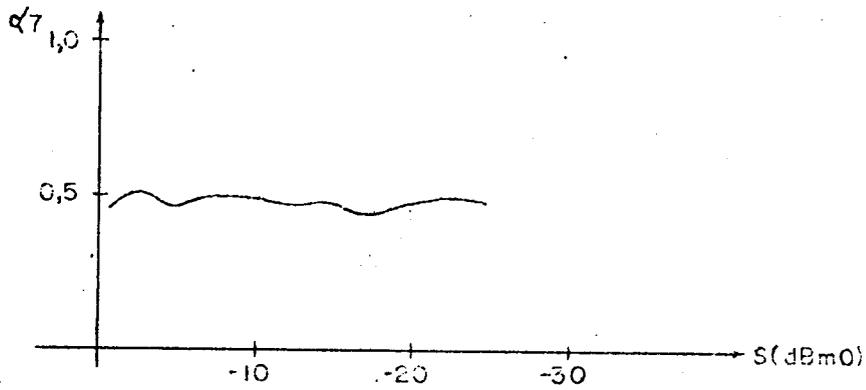


Fig. A.4 - Probabilidade de ocorrência de "1" no dígito 7 (sinal gaussiano)

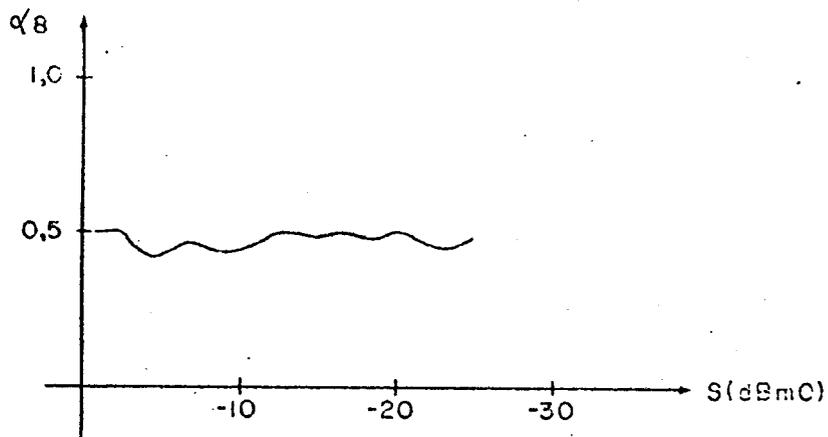


Fig. A.5 - Probabilidade de ocorrência de "1" no dígito 8 (sinal gaussiano)

APENDICE B

Para a medida de Relação Sinal/Ruído de quantização, os equipamentos de teste dos sistemas multiplex MCP utilizam como sinal de teste, ou um sinal senoidal ou um sinal aleatório de faixa estreita.

Estes sinais são aplicados na entrada do canal e na saída deste é feita a medida da potência do ruído em uma determinada faixa de frequência. Por exemplo, os equipamentos de teste PCMG-1 e PCME-1 da Wandel & Goltermann utilizam como sinal de teste um sinal senoidal de 420Hz ou um sinal aleatório na faixa de 350Hz a 450Hz, e medem a potência do ruído existente na faixa de 800Hz a 3350Hz. Para estimar a potência do ruído na faixa total do canal, os equipamentos fazem uma extrapolação considerando-se que o ruído gerado possui um espectro plano em toda esta faixa (300Hz-3400Hz).

Aqui, o que se pretende mostrar é que, devido a esta extrapolação, os equipamentos de medida podem dar indicações errôneas sobre a Relação Sinal/Ruído de quantização em alguns casos. Assim, será analisado um caso particular de uma possível falha que acarreta um erro do tipo "crossover" devido, por exemplo, a um defeito no retificador de entrada do codificador. O modelo adotado para esta análise está mostrado na Fig. B.1.

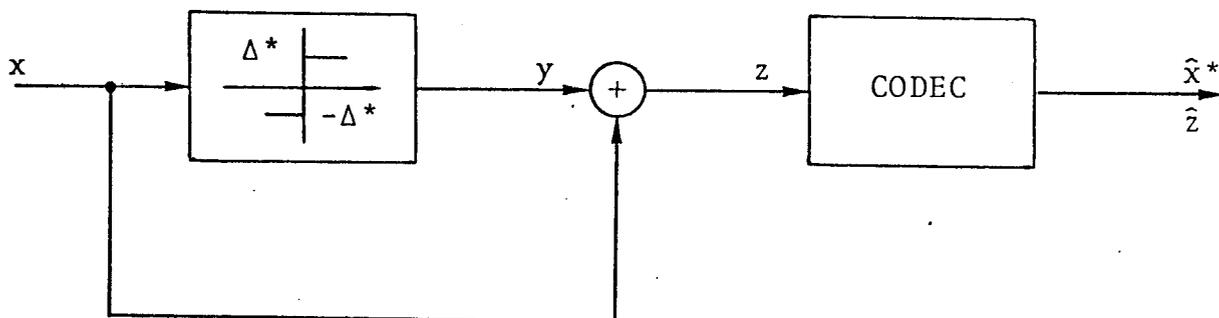


Fig. B.1

O ruído de quantização ϵ é dado por $\epsilon \triangleq z - \hat{z}$ e o ruído total η por $\eta \triangleq x - \hat{x}^*$. Como $\hat{x}^* = \hat{z}$ e $z = x + y$, tem-se aqui que $\eta = x + y - \hat{x}^* - y = z - \hat{z} - y$ e, sendo $\epsilon = z - \hat{z}$, o ruído total é dado por $\eta = \epsilon - y$. Considerando que ϵ e y são independentes e que ϵ tem média nula, segue:

$$\begin{aligned} \langle \eta(t) \cdot \eta(t+\tau) \rangle &= \langle [\epsilon(t) - y(t)] [\epsilon(t+\tau) - y(t+\tau)] \rangle = \\ &= \langle \epsilon(t) \epsilon(t+\tau) \rangle + \langle y(t) \cdot y(t+\tau) \rangle \end{aligned}$$

Portanto,

$$R_{\eta}(\tau) = R_{\epsilon}(\tau) + R_y(\tau)$$

Consequentemente,

$$S_{\eta}(\omega) = S_{\epsilon}(\omega) + S_y(\omega)$$

Definindo ϵ_s como o valor de ϵ na saída do Conversor D/A, tem-se que, para o CODEC operando a uma taxa de amostragem f_0 , o espectro de ϵ_s independe de x e é plano entre $-f_0/2$ e $f_0/2$ {Bennett, 1948}. O que se pretende aqui é mostrar que o espectro de y_s (y_s é o valor de y na saída do Conversor D/A) não é plano.

O espectro de $y_s \triangleq S_{y_s}(\omega)$ pode ser escrito como (amostragem ideal):

$$S_{y_s}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_y(\omega - n\omega_0)$$

onde: $\omega_0 = 2\pi f_0$ e $S_y(\omega)$ o espectro de y .

Para o caso em estudo, tem-se que y é dado conforme a Fig. B.2.

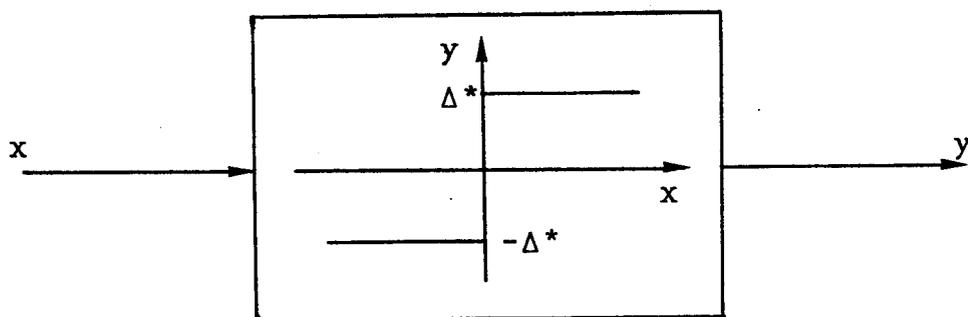


Fig. B.2

Neste caso, $R_y(\tau)$ é dado por {Thomas, 1969}:

$$R_y(\tau) = (2\Delta^{*2}/\pi) \arcsen [R_x(\tau)/R_x(0)]$$

Para calcular o espectro $S_y(\omega)$ de y , basta calcular a transformada de Fourier de $R_y(\tau)$. Este cálculo será feito para o caso em que x é uma senoide, isto é, $x(t) = a \sin \omega_1 t$. Neste caso, $R_x(\tau)/R_x(0) = \cos \omega_1 \tau$ de tal maneira que $R_y(\tau)$ é dado por:

$$R_y(\tau) = (2\Delta^2/\tau) \arcsen[\cos \omega_1 \tau]$$

Expandindo $R_y(\tau)$ em série de Fourier, tem-se:

$$R_y(\tau) = \sum_{n \text{ ímpar}} (4\Delta^2/\pi^2 n^2) e^{jn\omega_1 \tau}$$

Desta maneira, calculando a transformada de Fourier da expressão acima, tem-se:

$$S_y(\omega) = (8\Delta^2/\pi) \sum_{n \text{ ímpar}} (1/n^2) \delta(\omega - n\omega_1)$$

Para o caso da senoide de 420Hz (sinal de teste dos equipamentos da Wandel & Goltermann), na faixa de 0 a 4KHz, tem-se que:

$$S_{y_s}(\omega) \cong S_y(\omega)$$

Assim, a potência do ruído devido a falha suposta, existente entre $-f_0/2$ e $f_0/2$, é dada por:

$$\begin{aligned} \overline{y_s^2} &= (1/2\pi) \int_{-f_0/2}^{f_0/2} S_{y_s}(\omega) d\omega = \\ &= (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} S_y(\omega) d\omega \end{aligned}$$

Como $S_y(\omega) = (8\Delta^2/\pi) \sum_{n \text{ ímpar}} (1/n^2) \delta(\omega - n\omega_1)$, tem-se que $\overline{y_s^2} = \Delta^2$.

Supondo que o CODEC é uniforme com intervalo de quantização Δ (a potência do ruído de quantização neste caso é $\Delta^2/12$) e

também que a falha no sistema é tal que $\Delta^* = \Delta$, a degradação da Relação Sinal/Ruído de quantização será:

$$\text{DEG(dB)} = 10 \log \frac{\Delta^2 + \Delta^2/12}{\Delta^2/12} = 10 \log 13 \approx 11,13 \text{ dB}$$

Este valor foi previsto no Capítulo II deste trabalho (100% de erro no 8º dígito que no caso, o erro é correlacionado com o sinal).

Por outro lado, com os equipamentos da Wandel & Goltermann citados anteriormente, a potência do ruído medido será:

$$P = (1/2\pi) \int_{800\text{Hz}}^{3350\text{Hz}} S_{y_s}(\omega) d\omega \approx (1/2\pi) \int_{800\text{Hz}}^{\infty} S_{y_s}(\omega) d\omega =$$

$$= (8L^2/\pi^2) \left(\sum_{n=1,3,5,\dots} 1/n^2 - 1 \right) = \Delta^2 \frac{\pi^2 - 8}{\pi^2} = 0,189\Delta^2$$

Com a extrapolação, a potência do ruído estimada é:

$$P_e = 0,189\Delta^2 \frac{3400 - 300}{3350 - 800} = 0,23\Delta^2$$

Portanto, a degradação medida será:

$$\text{DEG(dB)}_{\text{medida}} = 10 \log \frac{0,23\Delta^2 + \Delta^2/12}{\Delta^2/12} = 10 \log 3,76 = 5,75$$

O erro cometido na leitura é então de 5,38dB.

Saliente-se que a medida de distorção utilizada é baseada no erro quadrático médio.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- {1} A. GERSHO - "Quantization", IEEE Com. Soc. Mag. Sept.; 1977.
- {2} A. PAPOULIS - "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes"; MacGraw-Hill, Inc., 1965.
- {3} B.P.LATHI - "An Introduction to Random Signals and Communication Theory"; International Textbook Company, 1968.
- {4} CCITT - International Telegraph and Telephone Consultative Committee, Recommendation G-732, Geneva, June, 1976a.
- {5} CCITT - International Telegraph and Telephone Consultative Committee, Recommendation G-711, Geneva, June, 1976b.
- {6} G. KANNO, I.S.BONATTI e D.S.ARANTES - "Erro digital em CODEC's e seu efeito na Relação Sinal-Ruído" - Relatório Técnico RT-38, Pub. FEC 12/78, Maio 1978.
- {7} G. KANNO, I.S.BONATTI e D.S.ARANTES - "Evaluation of Performance of PCM CODEC's", IEEE Canadian Communications & Power Conference, Montreal, Canada, Outubro 1978.
- {8} G. KANNO, R.R. SCARABUCCI e I.S. BONATTI - "Supervisão Digital de CODEC Telefônico", Relatório Técnico RT-39 . Pub. FEC 13/78, Maio 1978.
- {9} H. J. G. TOLOSA, Y. YANÓ e R.R. SCARABUCCI - "Projeto e Implementação Física de um Codificador Não-Linear Paralelo - Série para Sistema MCP de 30 canais", Relatório Técnico RT-33, Pub. FEC 29/77, Dezembro 1977.
- {10} J. B. THOMAS - "An Introduction to Statistical Communication Theory", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1969.

{11} R.R. SCARABUCCI - "Ruído de Quantização em Sistemas de Modulação por Codificação de Pulsos", Relatório Técnico RT-02, Pub. FEC 02/74, Abril 1974.

{12} W. R. BENNETT - "Spectra of Quantized Signals" - Bell System Technical Journal, Vol. 27, July 1948, pp. 446-472.