

Impl 15.10.92

CODIFICADOR PARA SISTEMA MCP-30

USANDO TÉCNICA DE APROXIMAÇÃO SUCESSIVA

ANTONIO VIVALDI RODRIGUES

Orientador - REGE R. SCARABUCCI

Tese apresentada à Faculdade
de Engenharia - FEC - UNICAMP
como parte dos requisitos e
xigidos para obtenção do tí
tulo de MESTRE EM CIÊNCIAS

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

DEZEMBRO 1978

UNICAMP
CAMPINAS

Aos meus pais, Lauriano e Tereza,
e a minha esposa Sandra Maria, pelo carinho
e atenção dedicados.

Agradecimentos...

... ao Prof. Dr. Rege Romeu Scarabucci
pela orientação deste trabalho;

... ao meu amigo José Geraldo Chiquito
e ao meu irmão Roberto Vivaldi Rodrigues, pelas v
aliosas contribuições;

... ao que primeiro iniciou-me nos es
tudos de PCM, despertando meu interesse e conseqüen
temente, a realização deste trabalho: Prof.Dr.Dieter
Stoll, da Fachhochschule Konstanz;

... aos Engenheiros, Técnicos e Dese
nhistas do Laboratório de Comunicações Digitais;

... a Srta. Maria Júlia Dini pelo dedi
cada trabalho de datilografia;

... a TELEBRÁS, por ter financiado to
do meu trabalho;

... e a todos que, direta ou indireta
mente, colaboraram.

SUMÁRIO

Este trabalho consiste do projeto, da montagem e de testes de um codificador não-linear de 8 bits para sistemas MCP de 30 canais e que opera na velocidade de $3,9\mu\text{s}$ por amostra.

É feito um estudo inicial das várias maneiras pelas quais codificadores não-lineares podem ser implementados, optando-se, ao final da discussão, por um codificador que utiliza a técnica de aproximação sucessiva e ganho 1 ou 16.

Foi desenvolvida uma técnica de cálculo de Relação Sinal/Ruído para CODEC's, puramente baseada nos níveis de codificação e de decodificação. Deste modo, esta técnica permite calcular o desempenho de CODEC's para qualquer lei de compressão e para qualquer tipo de sinal modulador.

Para o codificador projetado, é feito um estudo extensivo das degradações impostas por diversas fontes de erro.

Os testes preliminares efetuados mostram que o codificador construído apresenta desempenho satisfatório e que, com um melhor lay-out de circuito, pode ser industrializado.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

- I.1 - Sistema MCP-30
- I.2 - Ruído de Quantização em Sistemas MCP-30
- I.3 - Leis de Compressão para Codificadores de Sistemas MCP-30
- I.4 - Lei de Compressão A = 87,6 - CCITT
- I.5 - Objetivo do Trabalho

CAPÍTULO II - CONVERSORES ANALÓGICOS-DIGITAIS

- II.1 - Introdução
- II.2 - Codificação com Compressão Analógica seguida de Conversão A/D Linear
- II.3 - Codificação Linear de 12 bits seguida de Compressão Digital de 8 bits
- II.4 - Compressão durante o Processo de Codificação
 - II.4.1 - Introdução
 - II.4.2 - Codificador Sequencial
 - II.4.3 - Codificador Paralelo-Série-Paralelo
 - II.4.4 - Codificador não-linear de rampas
 - II.4.5 - Codificador não-linear com tensão de referência
 - II.4.6 - Codificador não-linear por aproximação sucessiva
 - II.4.7 - Codificador não-linear por aproximação sucessiva e ganho 1:16

CAPÍTULO III - PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CODIFICADOR NÃO - LINEAR POR APROXIMAÇÃO SUCESSIVA E GANHO 1:16

- III.1 - Introdução
- III.2 - Amostrador-Segurador - "Sample/Hold"
- III.3 - Amplificador com Ganho 16
- III.4 - Retificadores
- III.5 - Conversor D/A
 - III.5.1 - Introdução
 - III.5.2 - Chaveamento de Corrente
 - III.5.3 - Fontes de Corrente
 - III.5.4 - Tensão de Referência

- III.6 - Cartão COA
- III.7 - "Drivers" para as chaves das fontes de corrente
- III.8 - Estudo do tempo de codificação e ondas de controle
- III.9 - Cartão COD
- III.10 - Testes e Resultados
 - III.10.1 - Introdução
 - III.10.2 - Medidas da transmissão com um sistema de referência na recepção
 - III.10.2.1 - Ruído de canal vazio
 - III.10.2.2 - Relação Sinal-Ruído
 - III.10.2.3 - Diafonia
 - III.10.3 - Medidas em "Loop"
 - III.10.3.1 - Ruído de Canal Vazio
 - III.10.3.2 - Relação Sinal-Ruído
 - III.10.3.3 - Diafonia
 - III.10.3.4 - Variação de ganho com o nível de entrada
- III.11 - Sugestões para simplificação e melhoria do desempenho do codificador
 - III.11.1 - Introdução
 - III.11.2 - Eliminação de um retificador
 - III.11.3 - Uso de níveis bipolares
 - III.11.4 - Uso de conversor digital-analógico linear integrado
 - III.11.5 - Uso de técnica LSI na lógica
 - III.11.6 - Eliminação do circuito Sample/Hold
- III.12 - Conclusão Final

CAPÍTULO IV - ESTUDO DA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO (S/R) E SIMULAÇÃO DE ERROS NO CODIFICADOR IMPLEMENTADO

- IV.1 - Introdução
- IV.2 - Cálculo do erro quadrático médio e relação sinal- ruído devido ao erro de quantização para um sinal senoidal
- IV.3 - Cálculo da relação sinal-ruído mensurável para sinais senoidais
- IV.4 - Cálculo do erro quadrático médio e relação sinal- ruído devido ao erro de quantização para um sinal com distribuição gaussiana

- IV.5 - Degradação da Relação Sinal-Ruído para sinais senoidais e gaussianos, devido a erros introduzidos durante o processo de codificação
 - IV.5.1 - Introdução
 - IV.5.2 - Erro devido a desvios dos valores nominais dos resistores nas fontes de corrente
 - IV.5.3 - Erro devido a desvios dos valores nominais dos resistores com ganho no amplificador com ganho 16.
 - IV.5.4 - Erro devido ao off-set na saída do Sample-Hold (OSH)
 - IV.5.4.1 - Estudo da degradação para sinais senoidais
 - IV.5.4.1.1 - Cálculo do nível DC na saída do conversor D/A para sinais senoidais
 - IV.5.4.2 - Estudo da degradação para sinais gaussianos
 - IV.5.4.2.1 - Cálculo de nível DC na saída do conversor D/A para sinais com distribuição gaussiana
 - IV.5.5 - Erro devido ao off-set na saída do amplificador com ganho 16 (OG16)
 - IV.5.6 - Erro devido ao off-set na saída dos retificadores 1 e 16 (OR1, OR16)
 - IV.5.7 - Erro devido ao off-set nas entradas do comparador (OC)
 - IV.6 - Conclusão

APÊNDICES

- A - Estudo espectral do ruído para sinais senoidais
- B - Explicação e listagem dos programas usados nos cálculos do Capítulo IV

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I.1 - SISTEMA MCP-30

O sistema MCP-30 tem por finalidade a multiplexagem temporal de 30 canais telefônicos. Para tal, cada canal é amostrado, codificado e transmitido para a linha em forma de pulsos digitais.

Além dos 30 canais telefônicos, são enviados também dois canais de serviço, basicamente com a finalidade de transmitir sincronismo e sinalização [7].

Os canais de áudio tem faixa de passagem de 300 a 3400 Hz e são amostrados seqüencialmente a uma taxa de 8KHz. Nesta multiplexagem temporal é destinado para cada canal um intervalo de tempo de $(8\text{KHz} \times 32 \text{ canais})^{-1} \cong 3,9\mu\text{s}$.

A codificação das amostras de cada canal é feita com 8 dígitos binários (256 níveis diferentes), segundo normas estabelecidas pela CCITT. O sinal codificado é transmitido para a linha na frequência $f = 8 \text{ dígitos} \times 32 \text{ canais} \times 8\text{KHz} = 2048\text{KHz}$.

O sistema MCP-30 é também denominado sistema MCP de 2Mbits, ou MCP de primeira ordem.

I.2 - RUÍDO DE QUANTIZAÇÃO EM SISTEMAS MCP-30

Para se transmitir um sinal analógico através de um número finito de palavras-código, é necessário quantizar o sinal a ser transmitido com um número finito de níveis discretos.

Em seguida, o sinal é amostrado, codificado e transmitido. Na recepção, o sinal é decodificado, conforme diagrama da Fig. I.1.

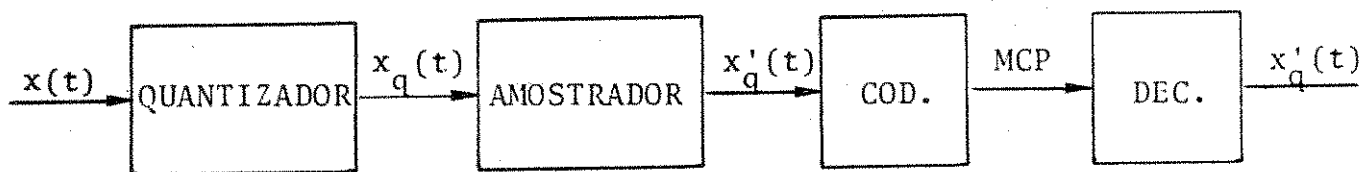


Fig.I.1 - Transmissão de um sinal por um sistema MCP-30

Supondo que os processos de codificação e decodificação tenham sido perfeitos, as amostras recolhidas na recepção diferem das amplitudes originais do sinal, devido aos erros introduzidos pelo processo de quantização. O processo de quantização, a função erro resultante e a amostragem são esquematizadas na Fig. I.2.

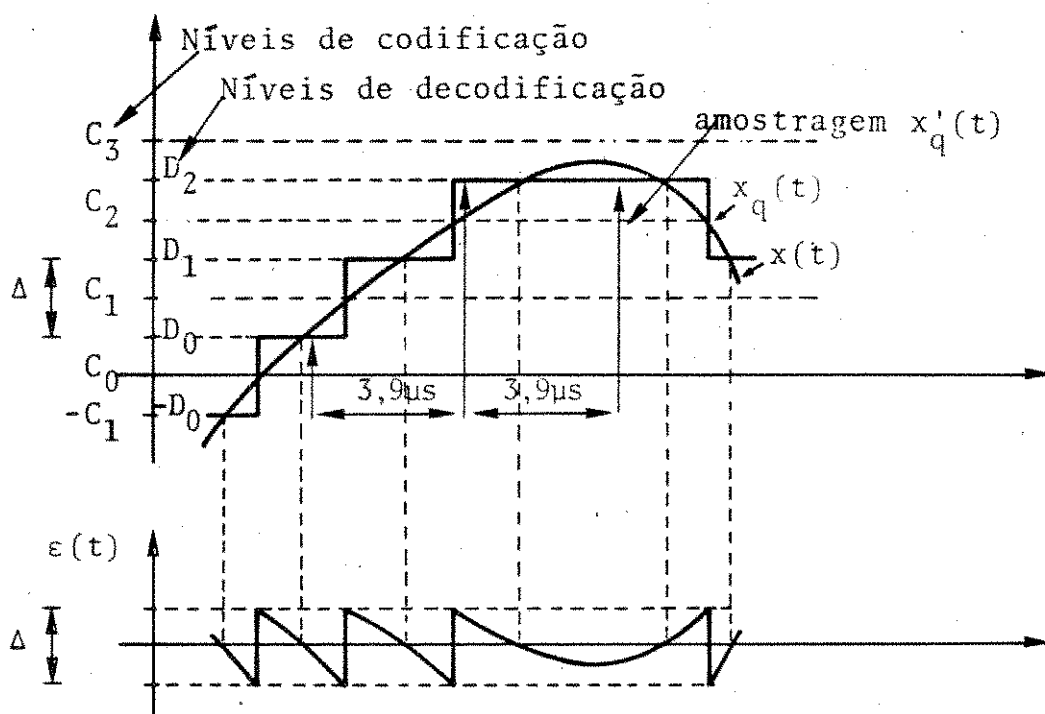


Fig.I.2 - Quantização e erro de quantização de um sinal

O sinal quantizado $x_q(t)$ difere do sinal original $x(t)$ pelo valor do erro de quantização $\epsilon(t)$:

$$x_q(t) - x(t) = \epsilon(t) \quad \text{I.1}$$

O sinal amostrado $x'_q(t)$ na recepção é passado por um filtro passa-baixas resultando:

1. $x(t)$, pois a frequência de amostragem é duas vezes maior que a faixa de $x(t)$.
2. Um ruído de quantização proveniente de $\epsilon(t)$, que é sub-amostrado, pois a faixa de $\epsilon(t)$ é bem maior que a frequência de amostragem.

Na prática, o processo todo de transmissão envolve alguns passos a mais:

- a) O sinal $x(t)$ é primeiramente amostrado;
- b) O sinal amostrado passa por um circuito "Sample Hold" que mantém a amplitude constante para facilitar a codificação;
- c) a quantização e a codificação em geral se dão simultaneamente;
- d) O sinal codificado é transmitido em forma digital;
- e) O sinal digital recebido é decodificado;
- f) Finalmente, o sinal decodificado é filtrado por um filtro passa-baixas.

A análise do ruído de quantização será desenvolvida no Capítulo IV.

I.3 - LEIS DE COMPRESSÃO PARA CODIFICADORES DE SISTEMAS MCP-30

A função de densidade de probabilidade do sinal de voz é aproximada por {1} :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_S} e^{-\sqrt{2}|x|/\sigma_S} \quad \text{I.2}$$

onde σ_S é o valor RMS do sinal.

Da equação I.2 conclue-se que as pequenas amplitudes são mais prováveis do que as grandes amplitudes, e o sinal se encontra mais próximo da origem.

Se a codificação A/D do sinal de voz for linear, a relação Sinal/Ruído, em função da potência do sinal, cai linearmente com o sinal, o que não é satisfatório para transmissão de sinais de voz. Observa-se na Fig. I.2 que o ruído tem potência constante {10}, pois sua excursão é de $\pm \Delta/2$, onde Δ é o intervalo de quantização.

Para evitar a degradação da relação Sinal/Ruído em função da potência do sinal, é necessário que os intervalos de quantização sejam menores quando próximos à origem, ou seja, os níveis de quantização devem seguir uma lei de compressão.

Para que haja compatibilidade entre sistemas, a CCITT padronizou duas leis logarítmicas de compressão.

A Lei "μ", que não será tratada neste trabalho {1}, e a Lei "A = 87,6" definida como:

$$y = \frac{Ax}{1 + \log_e A} \quad \text{para } -1/A \leq x \leq 1/A \quad \text{I.3a}$$

$$y = \frac{1 + \log_e A |x|}{1 + \log_e A} \quad \text{para } 1/A < x \leq 1 \quad \text{I.3b}$$

$$y = -\frac{1 + \log_e A |x|}{1 + \log_e A} \quad \text{para } -1 \leq x < -1/A \quad \text{I.3c}$$

I.4 - LEI DE COMPRESSÃO A = 87,6 CCITT

A curva de compressão das equações I.3 é contínua e o grau de compressão é determinado unicamente por "A".

Para $A \cong 87,6$, a equação I.3a fornece:

$$y/x = \frac{A}{1 + \log_e A} = 16,$$

o que significa que há um ganho de 16 vezes nos sinais de baixa amplitude.

Esta lei de compressão pode ser aproximada por 13 segmentos de reta, que dão, em cada segmento, ganhos que caem progressivamente por um fator 1/2, a saber:

1º segmento (negativo/positivo)	→	ganho 16
2º segmento	→	8
3º segmento	→	4
4º segmento	→	2
5º segmento	→	1
6º segmento	→	1/2
7º segmento	→	1/4

Segmentos simétricos existem para o lado negativo, num total de 13 segmentos. A Fig. I.3 mostra a parte positiva da curva aproximada por 7 segmentos de reta.

O segmento que cruza o valor zero, é subdividido em 4 subsegmentos (2 positivos e 2 negativos) com a mesma inclinação.

Cada segmento é identificado por um código de 3 dígitos binários (2º, 3º, 4º bits), correspondendo à parte não linear da codificação (vide Tabela I.1).

A identificação dos segmentos pelas letras A, B, C, D, E, F, G₊, G₋ será usada neste trabalho, por já serem amplamente difundidas.

LIMITES NORMALIZADOS DO SEGMENTO	CÓDIGO DO SEGMENTO d2 d3 d4	DENOMINAÇÃO DO SEGMENTO	AMPLITUDE DO SEGMENTO	NÚMERO DE NÍVEIS POR SEGMENTO	AMPLITUDE DE UM NÍVEL DE CODIFICAÇÃO
1/2 → 1	1 1 1	A	1/2	16	64Δ
1/4 → 1/2	1 1 0	B	1/4	16	32Δ
1/8 → 1/4	1 0 1	C	1/8	16	16Δ
1/16 → 1/8	1 0 0	D	1/16	16	8Δ
1/32 +1/16	0 1 1	E	1/32	16	4Δ
1/64 +1/32	0 1 0	F	1/64	16	2Δ
1/128+1/64	0 0 1	G ₊	1/128	16	Δ
0 +1/128	0 0 0	G ₋	1/128	16	Δ

Tabela I.1 - Codificação segundo aproximação da Lei "A = 87,6".

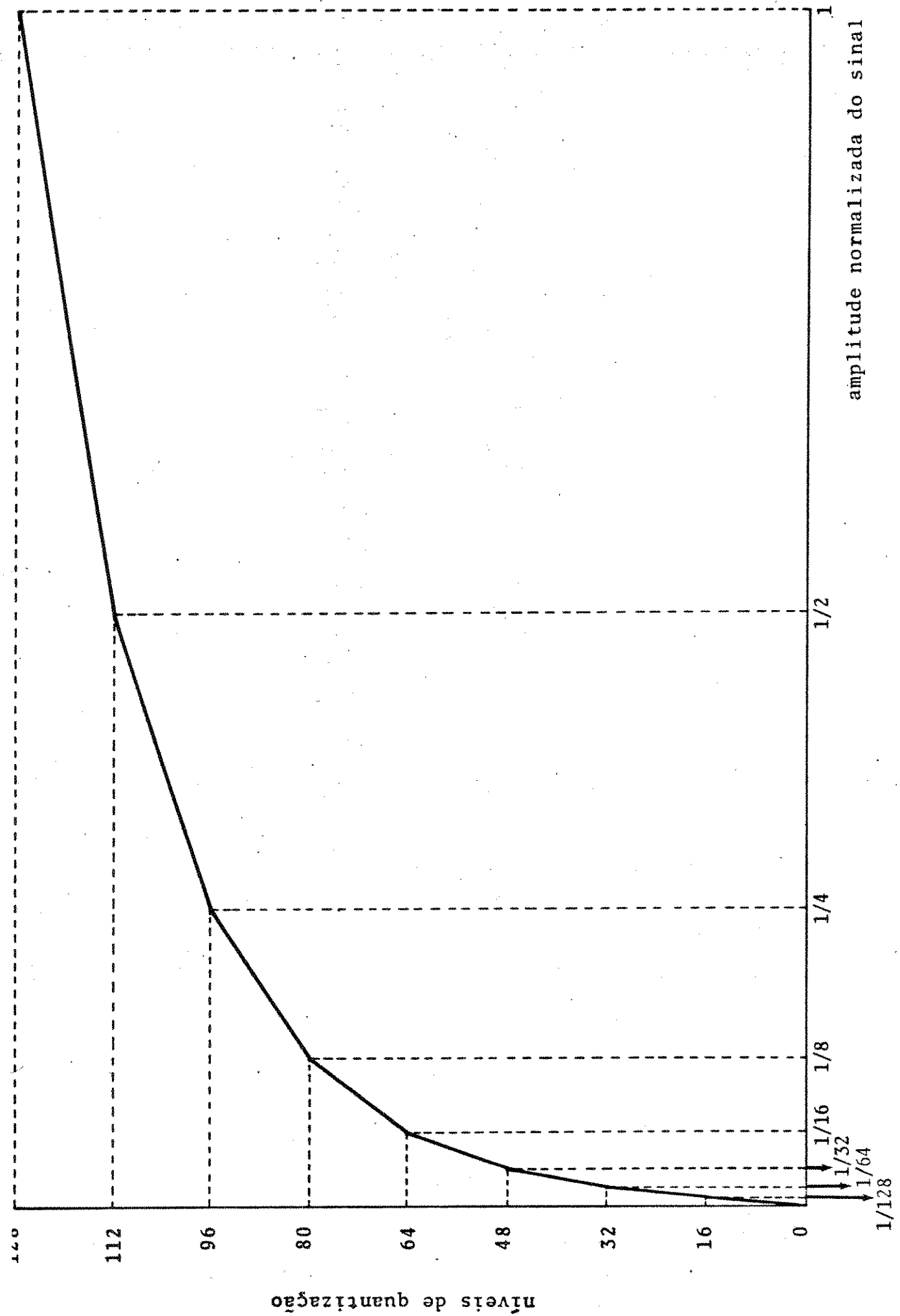


Fig. I.3 - Aproximação da Lei $\Lambda = 87,6$ para codificadores MCP de 8 bits

Cada um dos 8 segmentos da parte positiva ou negativa, é subdividido linearmente em 16 partes, sendo cada uma identificada pelos últimos 4 dígitos binários.

A polaridade do sinal codificado é identificada pelo primeiro bit da palavra código, sendo de valor "1" para sinais positivos e "0" para negativos.

Na Tabela IV.2 encontram-se os valores teóricos dos 128 níveis de quantização do codificador (COD), dos 128 níveis de de codificação (DEC) e do código binário atribuído a cada nível. Os níveis do COD e do DEC estão normalizados em 2048Δ (Δ = um nível de quantização no segmento G).

I.5 - OBJETIVO DO TRABALHO

O presente trabalho tem por objetivo relatar sobre o codificador A/D desenvolvido para o protótipo PDI-B (Protótipo de Desenvolvimento Industrial) do sistema MCP-30.

No Capítulo II, são estudados os princípios básicos da conversão análoga digital, bem como vantagens e desvantagens de alguns tipos de codificadores.

No Capítulo III, é apresentado e analisado o codificador implementado. Os resultados obtidos, bem como sugestões para futura simplificação do circuito e melhoria do desempenho são mostrados no fim do capítulo.

No Capítulo IV, é feito um estudo da relação Sinal/Ruído teórica total e mensurável para sinais senoidais e relação Sinal/Ruído teórica para sinais com distribuição gaussiana. É feita também simulação de erros em várias partes do codificador implementado.

No Apêndice, é feito um estudo espectral do ruído e são apresentados os programas usados no Capítulo IV.

CAPÍTULO II

CONVERSORES ANÁLOGOS-DIGITAIS

II.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordadas rapidamente as várias formas de se construir codificadores para sistemas MCP-30, bem como as idéias que levaram à implementação do codificador que será discutido no Capítulo III.

Existem três princípios básicos de se construir codificadores não lineares para sistemas MCP-30. São eles:

- a) Compressão analógica do sinal, seguida de codificação linear.
- b) Codificação linear do sinal, seguida de compressão digital.
- c) Compressão durante o processo de codificação.

Para cada uma destas formas, existe um número bem grande de possibilidades de implementação. Algumas destas possibilidades serão discutidas nos parágrafos seguintes, dando-se mais ênfase à codificação com compressão durante o processo de codificação.

II.2 - CODIFICAÇÃO COM COMPRESSÃO ANALÓGICA SEGUIDA DE CONVERSÃO A/D LINEAR

A codificação com compressão analógica (Fig. II.1) é pouco difundida, pois necessita transformação direta do sinal analógico, que é geralmente muito crítica.

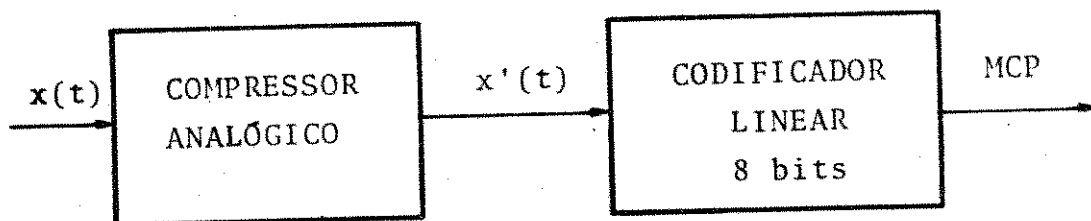


Fig. II.1 - Codificador para sistemas MCP-30 com compressão analógica

O codificador consiste em um circuito não linear de compressão, cuja função de transferência está ilustrada na Fig. II.2, e um conversor A/D linear de 8 bits.

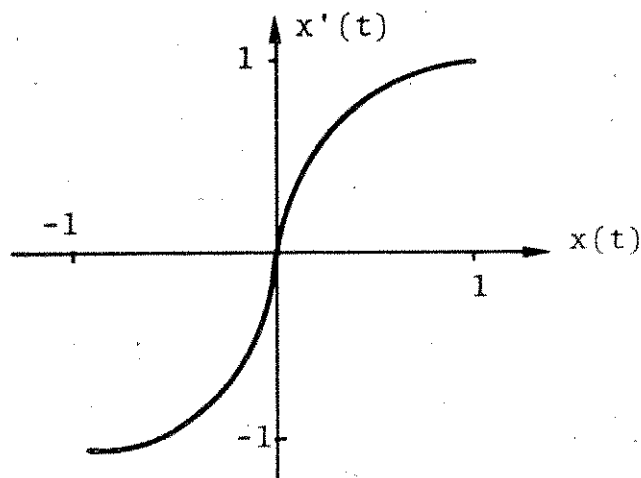


Fig. II.2 - Curva de compressão logarítmica

A curva de compressão é geralmente conseguida com uma malha de diodos pré-polarizados, ou por um componente com características logarítmicas.

Devido à dificuldade de implementação da compressão analógica, a CCITT ainda não padronizou este tipo de codificador.

II.3 - CODIFICAÇÃO LINEAR DE 12 BITS SEGUIDA DE COMPRESSÃO DIGITAL DE 8 BITS

Este tipo de codificador está amplamente discutido em {4}, cabendo aqui somente uma breve explicação.

O esquema básico do codificador com compressão digital está ilustrado na Fig. II.3.

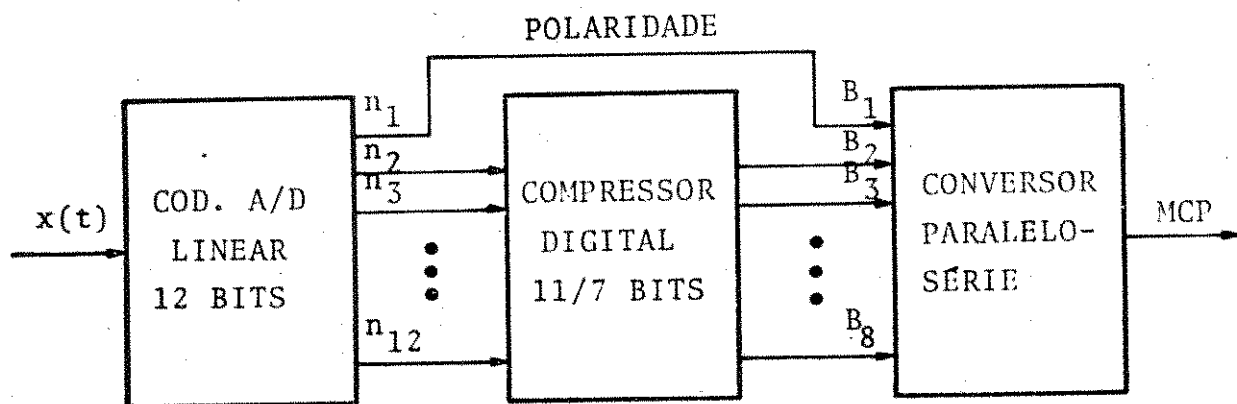


Fig.II.3 - Codificador com compressão digital

O codificador consiste de um conversor A/D linear de 12 bits de alta velocidade, um compressor digital facilmente implementado por um ROM (Read Only Memory) e um conversor paralelo-série.

A dificuldade de implementação deste codificador é de se dispor de um conversor A/D de 12 bits de alta velocidade. Estes geralmente são muito caros.

Uma alternativa para o conversor de 12 bits é de se usar dois conversores de 8 bits simultaneamente, conforme o esquema da Fig. II.4.

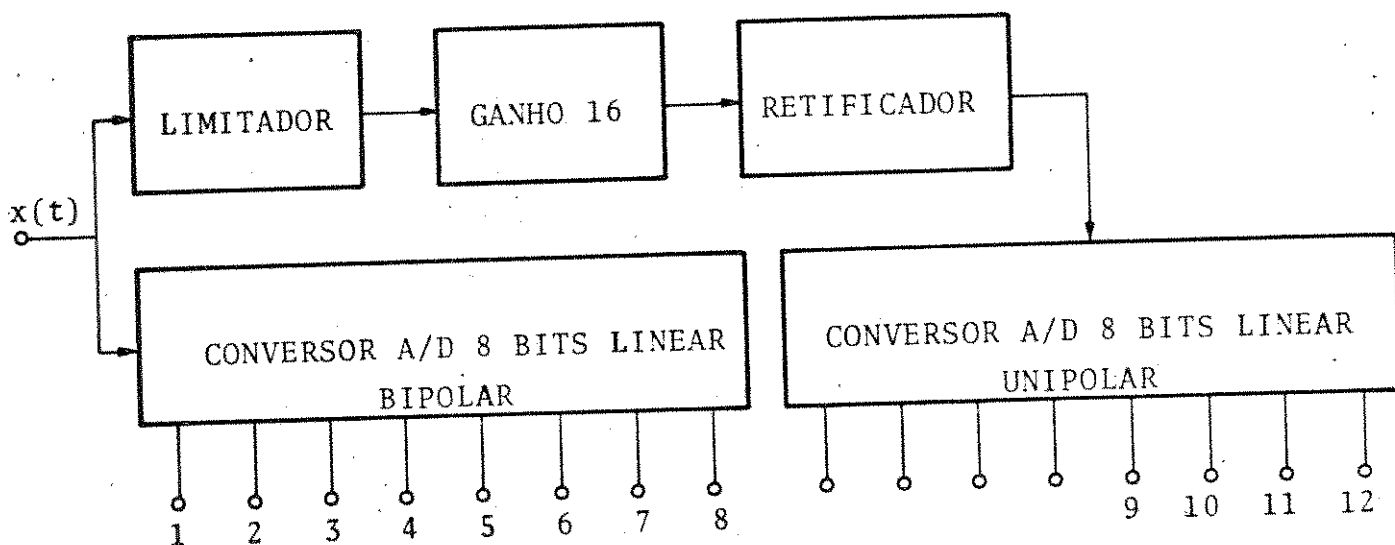


Fig. II.4 - Conversor A/D de 12 bits para uso em codificadores MCP-30

A combinação de dois conversores A/D lineares de 8 bits não reproduz na íntegra um codificador linear de 12 bits, mas este arranjo presta-se à construção de codificadores para sistemas MCP-30, pois na compressão digital muitos bits são redundantes (4).

Devido à larga utilização dos conversores A/D lineares de 8 bits, estes são encontrados na forma de circuito integrado, a preços razoáveis.

II.4 - COMPRESSÃO DURANTE O PROCESSO DE CODIFICAÇÃO

II.4.1 - Introdução

A codificação com compressão durante a codificação consiste em realimentar as informações de cada bit codificado para modificações, ou do sinal que está sendo codificado, ou mesmo dos níveis de referência usados na codificação.

Neste parágrafo serão estudadas várias formas de implementação destes codificadores.

II.4.2 - Codificador Sequencial

O codificador sequencial para sistemas MCP-30 (Fig.II.4) foi amplamente estudado por [3], e aqui será dada somente uma rápida explicação de seu funcionamento.

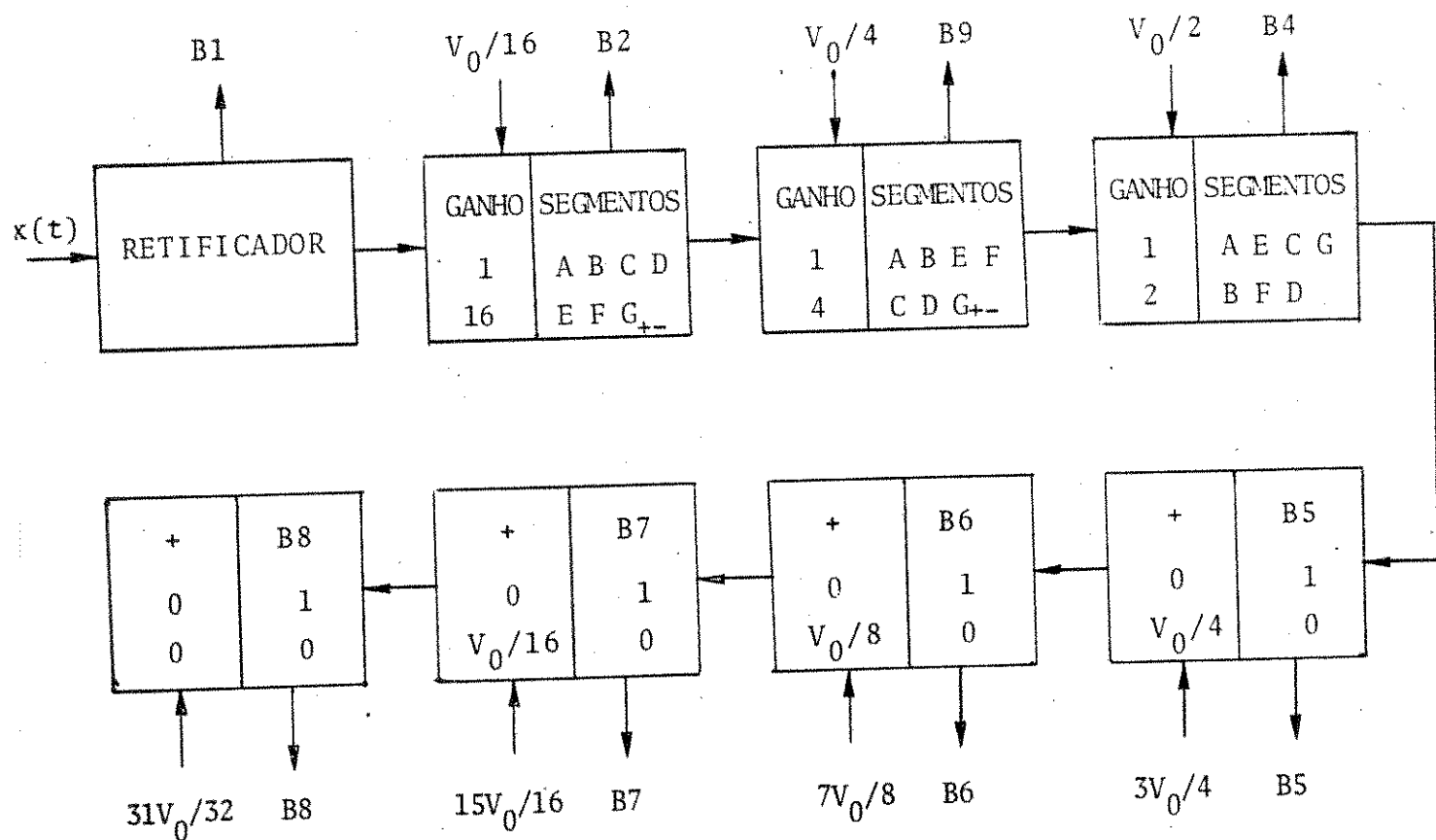


Fig. II.5 - Codificador não-linear sequencial

O sinal amostrado $x(t)$ é retificado e depois comparado com a tensão $V_0/16$, onde $V_0 = 2048\Delta$. Se o sinal tiver amplitude inferior a $V_0/16$, o bit 2 terá valor "0" e o sinal terá um ganho 16; caso contrário, o bit 2 terá valor "1" e o ganho do sinal será 1. Na próxima etapa o sinal será comparado com $V_0/4$, na outra com $V_0/2$ e no fim desta etapa os 4 primeiros bits estão determinados e o sinal se encontra no segmento "A" (111). Finda a parte não-linear, o sinal é comparado com $3V_0/4$, e se o sinal tiver amplitude inferior a $3V_0/4$, o bit 5 terá valor "0" e será somado ao sinal uma tensão com valor $V_0/4$. Se o sinal tiver amplitude superior a $3V_0/4$, será atribuído ao bit 5 o valor "1" e não será somado nada ao sinal. Nas próximas etapas, o sinal será comparado com tensões conforme indicação no diagrama da Fig. II.5.

O codificador sequencial é assíncrono, o que a princípio parece ser vantajoso, mas se o sinal $x(t)$ sofrer ligeira modificação de sua amplitude durante o processo de codificação, os ganhos dos diferentes estágios também mudarão, ocasionando erro no código encontrado. A eficiência do codificador melhora quando se usa o código de "Gray" em vez do código binário.

A calibração do codificador sequencial é muito crítica e os erros dos primeiros estágios se propagam para os estágios seguintes.

II.4.3 - Codificador Paralelo-Série-Paralelo

O codificador paralelo-série-paralelo para sistemas MCP-30 (Fig. II.6) foi amplamente estudado por [6], cabendo aqui uma rápida explicação de seu funcionamento.

O sinal $x(t)$ depois de amostrado, é retificado e determinado sua polaridade (B1).

O sinal retificado é comparado com 7 tensões de referência, iguais aos limites dos segmentos da lei $A = 87,6$. A lógica 1, depois de combinar a saída dos 7 comparadores, determina os bits 2, 3 e 4, que especificam a parte não linear do código. A lógica seleciona também uma chave S_K que irá atenuar o sinal $x(t)$ previamente amplificado, colocando-o em um pré-determinado segmento.

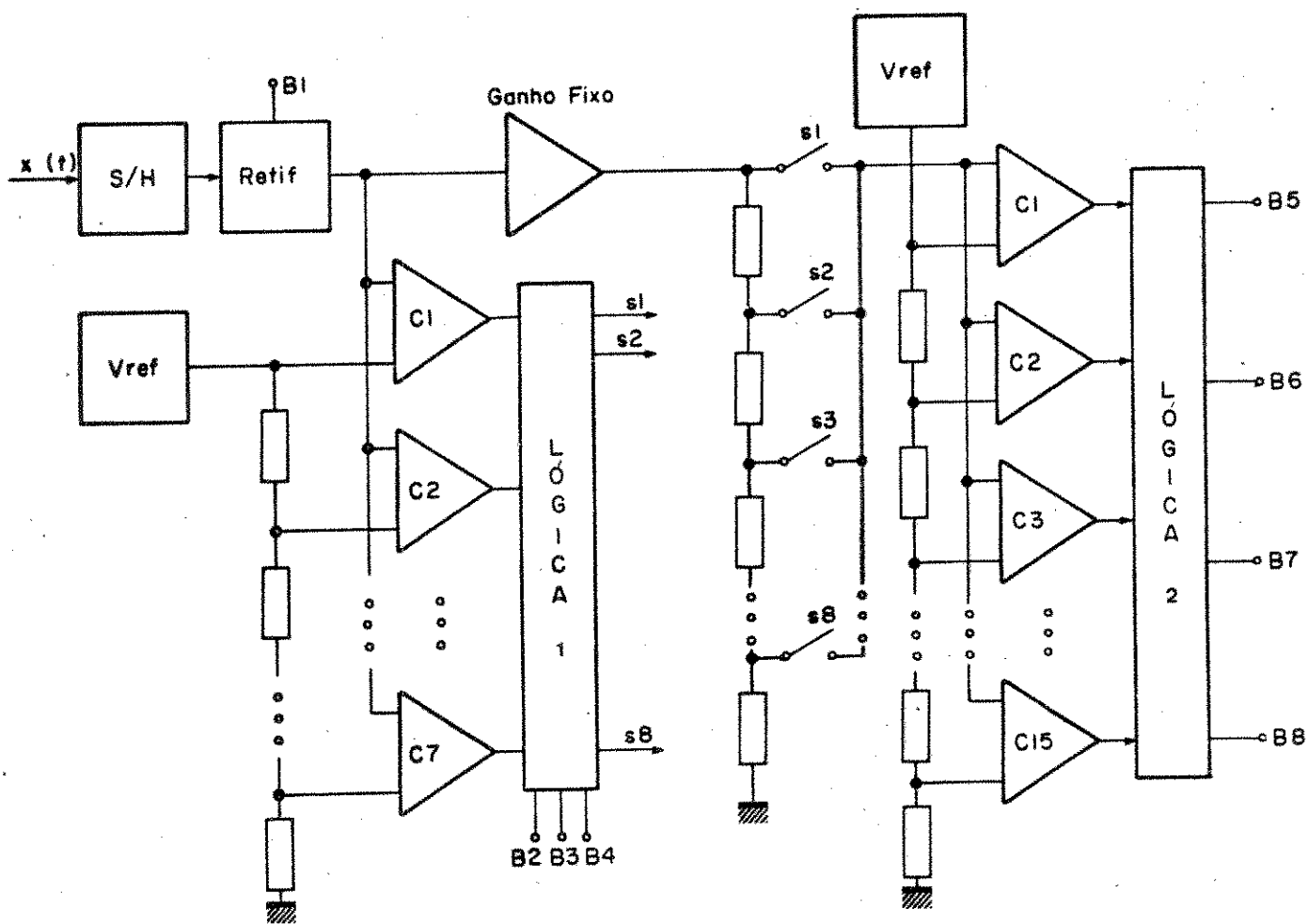


Fig. II.6 - Diagrama simplificado do codificador paralelo-série-paralelo

O sinal, agora contido em um segmento, é comparado com 15 tensões de referência, que possibilita, através da lógica 2, a escolha de 1 dos 16 níveis do segmento, determinando os bits 5, 6, 7 e 8.

O codificador paralelo-série-paralelo apresenta como principal vantagem a sua simplicidade e velocidade de processamento do sinal. A principal desvantagem é o número de componentes necessários e a precisão que os mesmos requerem.

II.4.4 - Codificador Não-Linear de Rampas

Usando o princípio do codificador de rampa, pode-se construir um com 7 segmentos de rampa, conforme o esquema da Fig. II.7.

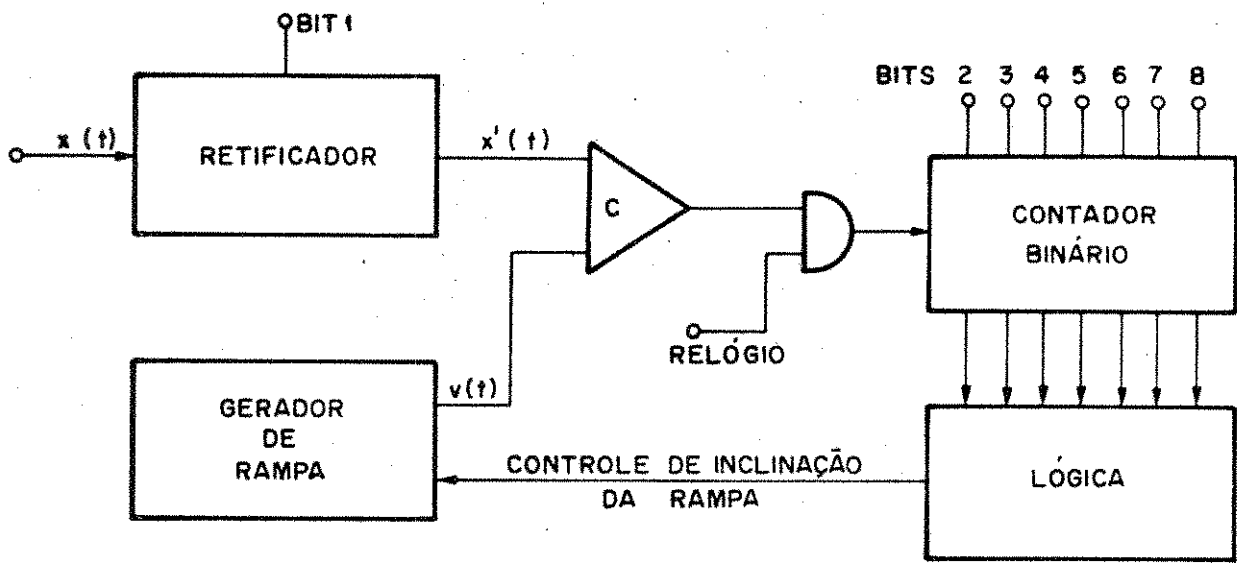


Fig. II.7 - Codificador não-linear de 7 rampas

O sinal depois de retificado $x'(t)$, é comparado com o valor da rampa $v(t)$. Enquanto o valor da rampa for menor que o sinal, pulsos-relógio são contados pelo contador binário. A cada 16 pulsos, a inclinação da rampa é mudada (ver Fig. II.8), exceto nos 32 primeiros pulsos, pois estes correspondem aos dois primeiros segmentos. Quando $v(t) \geq x'(t)$, estará terminada a codificação.

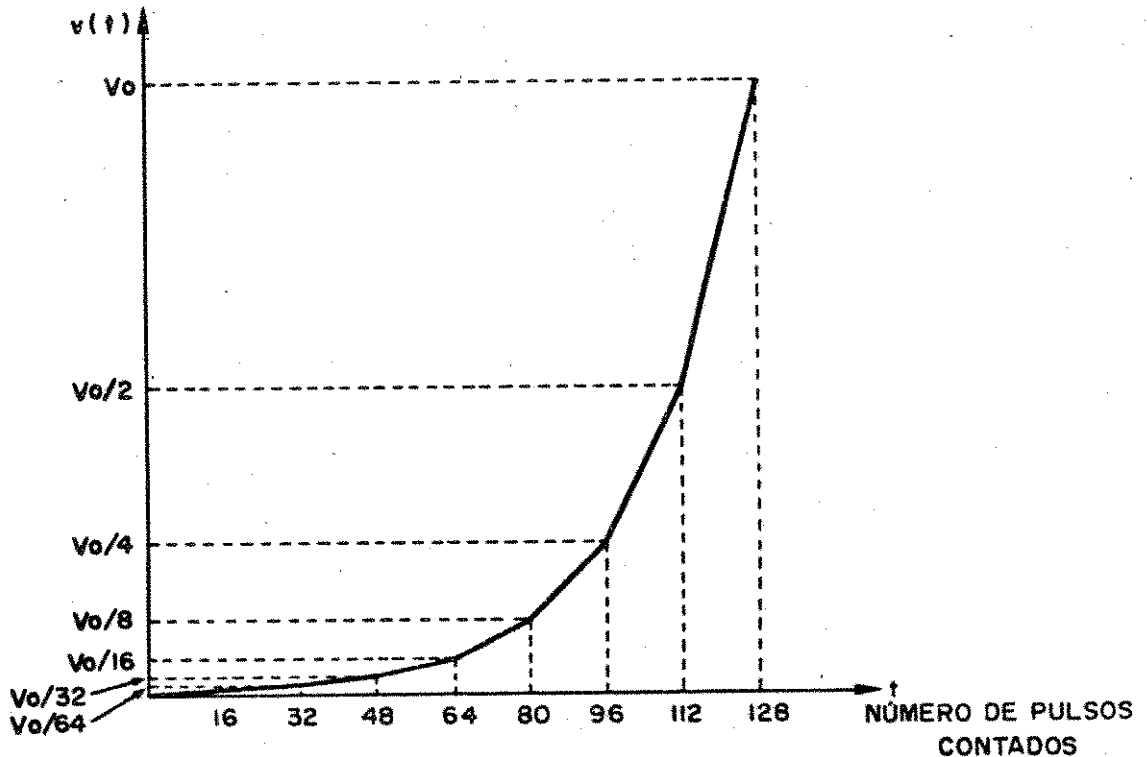


Fig. II.8 - Rampas usadas na codificação não-linear

Apesar da aparente simplicidade do circuito, a grande desvantagem deste codificador está na sua velocidade de operação. Este circuito necessitaria uma frequência-relógio de 40MHz.

II.4.5 - Codificador Não-Linear com Tensões de Referência

Pode-se, em princípio, substituir o gerador de rampas da Fig. II.7 por um gerador de degraus que correspondem aos 127 níveis de comparação. Com esta nova configuração não se teria grandes vantagens em relação à configuração anterior, já que a frequência-relógio permaneceria a mesma.

Para diminuir a frequência-relógio, necessita-se diminuir o número de comparações durante o processo de codificação. Para tal, determina-se, em primeiro lugar, qual o segmento no qual o sinal se encontra (Etapa Não-Linear). Como são 8 segmentos, necessita-se então de, no máximo, 8 passos de codificação e de, no máximo, 7 tensões de referência que correspondem aos limites superiores dos 7 primeiros segmentos, como se vê na Fig. II.9. Para a codificação linear dentro de um segmento, são necessários, no máximo, de mais 16 passos de codificação e 15 tensões de referência. A Fig. II.9 mostra um exemplo da codificação de um sinal que se encontra no 11º nível do segmento B.

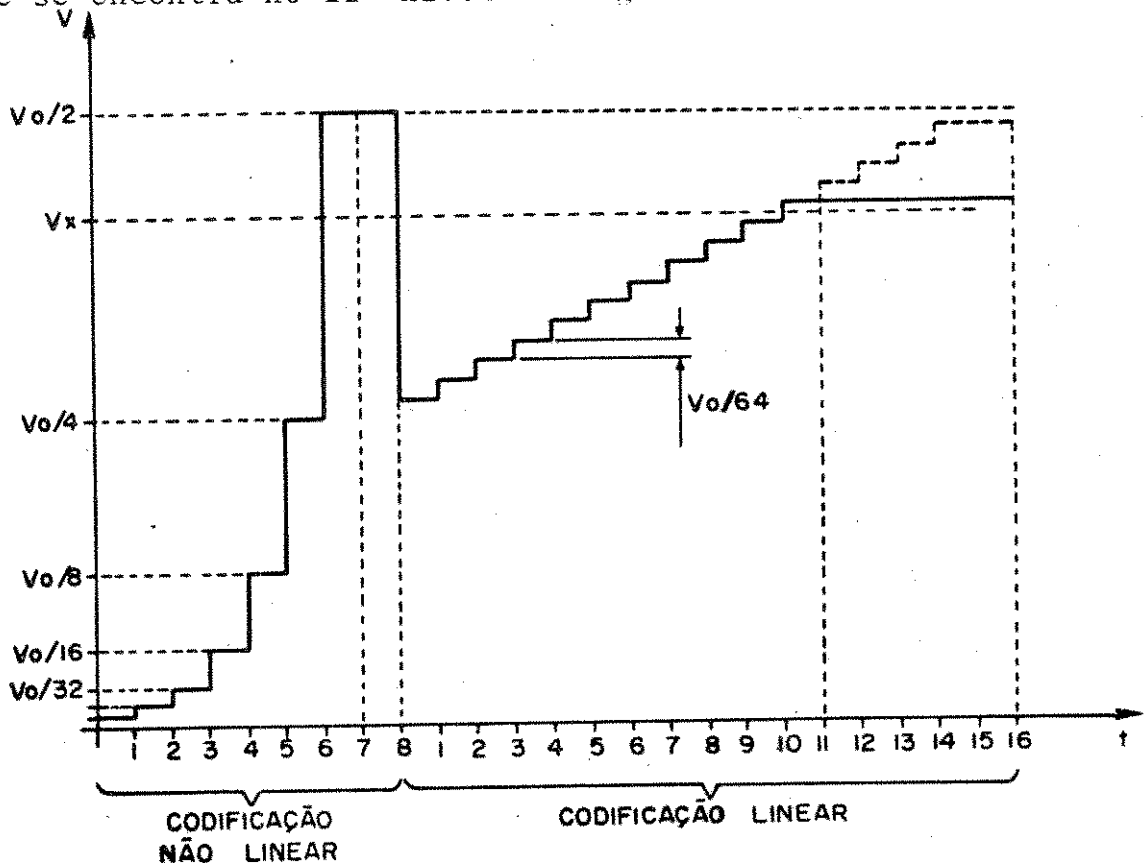


Fig.II.9 - Etapas da codificação do codificador ilustrado na Fig. II.10

Na Fig. II.10 está ilustrado o diagrama deste tipo de codificador. Nota-se que, aumentando-se ligeiramente a complexidade do codificador, o número de passos de codificação passou de 128 para 22, podendo-se então usar frequência-relógio de 8MHz.

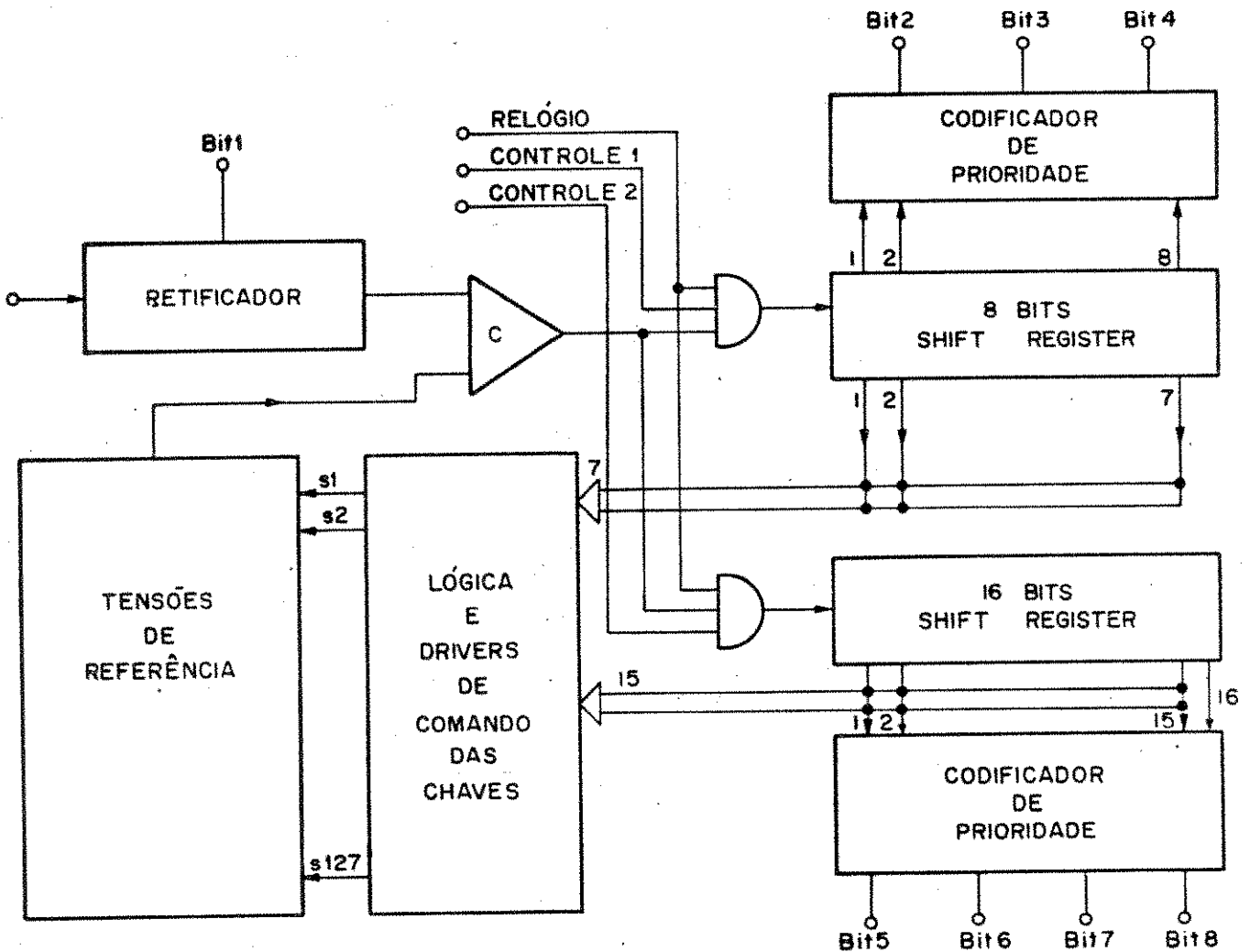


Fig. II.10 - Codificador não-linear com tensões de referência

O Bloco Tensões de Referência da Fig. II.10 pode ser substituído por um conversor D/A de 11 bits (Digital Analógico), pois pela lei $A = 87,6$ todas as 127 tensões de comparação resultam da combinação de, no máximo, 5 das 11 tensões-padrão, com pesos $1/2, 1/4, \dots, 1/2048$, como por exemplo o 5º nível do segmento B = 1100101, que tem amplitude = 672Δ (Tab. IV.2), e que normalizada, corresponde a $672/2048 = 21/64$ e pode ser conseguida das tensões $1/4 + 1/16 + 1/64$.

II.4.6 - Codificador Não-Linear por Aproximação Sucessiva

O codificador apresentado na Fig. II.10 necessita de 8 ciclos de relógio para determinar o segmento no qual o sinal se encontra, e mais 16 para determinar o nível dentro do segmento. A otimização do tempo de codificação pode ser feita usando-se o método de aproximação sucessiva ilustrado na Fig. II.11 para um codificador linear.

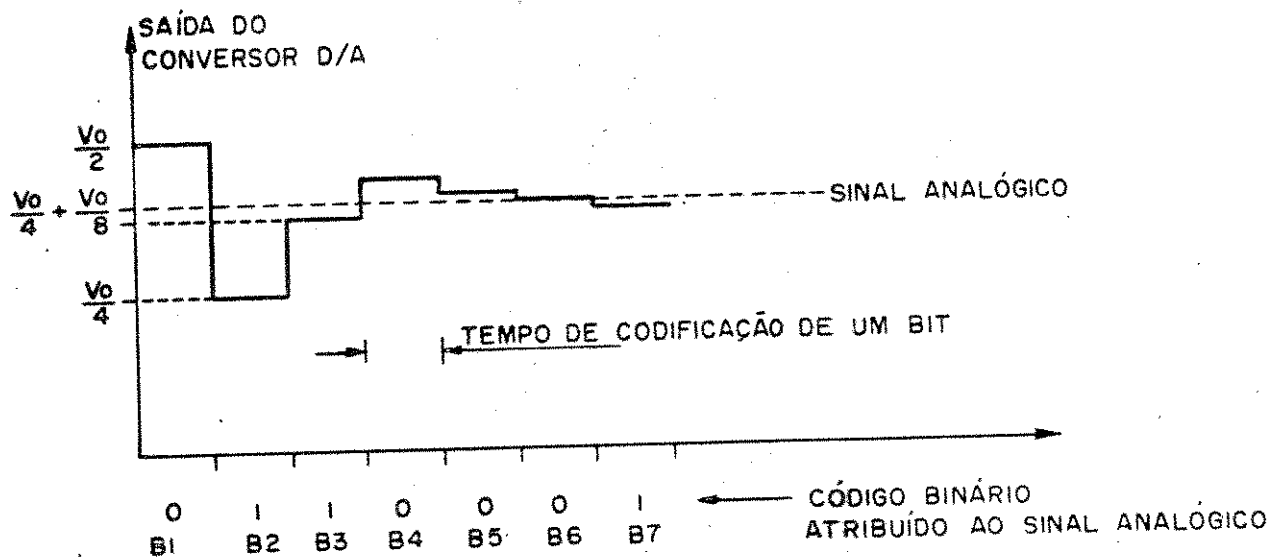


Fig. II.11 - Processo de aproximação sucessiva para um codificador linear

O sinal analógico $x(t)$ é comparado primeiro com a tensão $V_0/2$. Se $x(t) > V_0/2$, então $B_1 = 1$ e $V_0/2$ é mantido; se $x(t) < V_0/2$, então $B_1 = 0$ e $V_0/2$ é retirado. O próximo passo é comparar $x(t)$ com $V_0/4$ caso $B_1 = 0$, ou com $V_0/2 + V_0/4$ caso $B_1 = 1$. O procedimento é análogo para os demais bits.

Nota-se que, usando a aproximação sucessiva, o número de ciclos de codificação é igual ao número de bits do código, diminuindo-se desta forma a frequência-relógio.

Para codificadores não-lineares, o processo de codificação é semelhante, só que em vez de se dividir simetricamente o intervalo dinâmico de tensões, como é mostrado na Fig. II.11, divide-se simetricamente o número de segmentos, conforme mostra a Fig. II.12.

$$V_0 = AM = 2048\Delta$$

 B_2
 B_3
 B_4
 V_0
 $B_2 \ B_3 \ B_4$
 $1 \ 1 \ 1$

A

 $1 \ 1 \ 0$

B

 $1 \ 0 \ 1$

C

 $1 \ 0 \ 0$

D

 $0 \ 1 \ 1$

E

 $0 \ 1 \ 0$

F

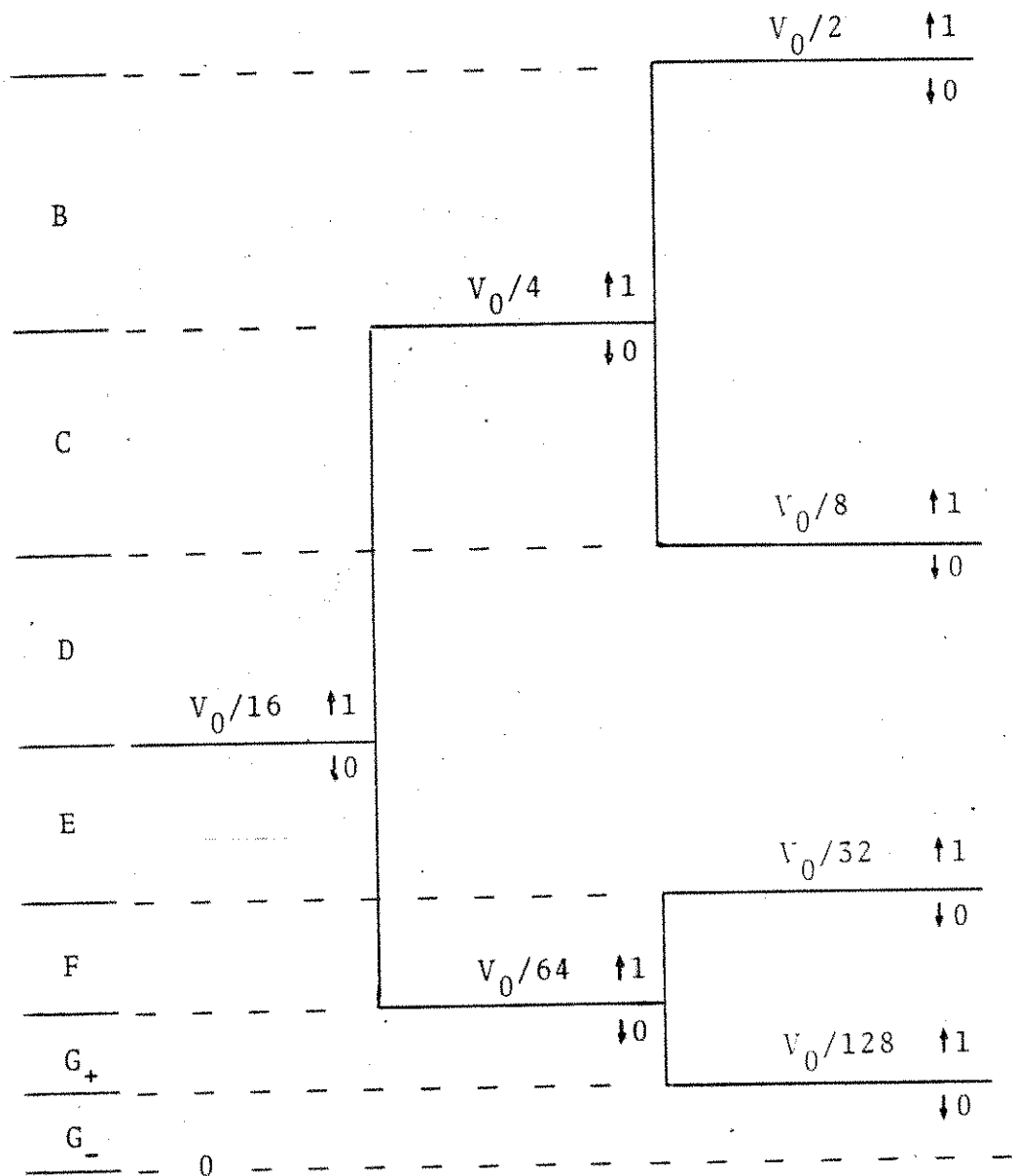
 $0 \ 0 \ 1$
 G_+
 $0 \ 0 \ 0$
 G_-


Fig. II.12 - Processo de aproximação sucessiva para um codificador não-linear

Note-se pela Fig. II.12 que, após três comparações do sinal $x(t)$ com as tensões de referência, o segmento no qual o sinal se encontra (bits 2,3,4) já está determinado.

Para a parte linear do segmento (bits 5,6,7 e 8) pode-se novamente usar o processo de aproximação sucessiva, com um valor inicial de tensão igual a $V_0/2K$, conforme mostra a Fig.II.13.

$$V_0 = \Delta M = 2048\Delta$$

$$K = 2^n$$

$$n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

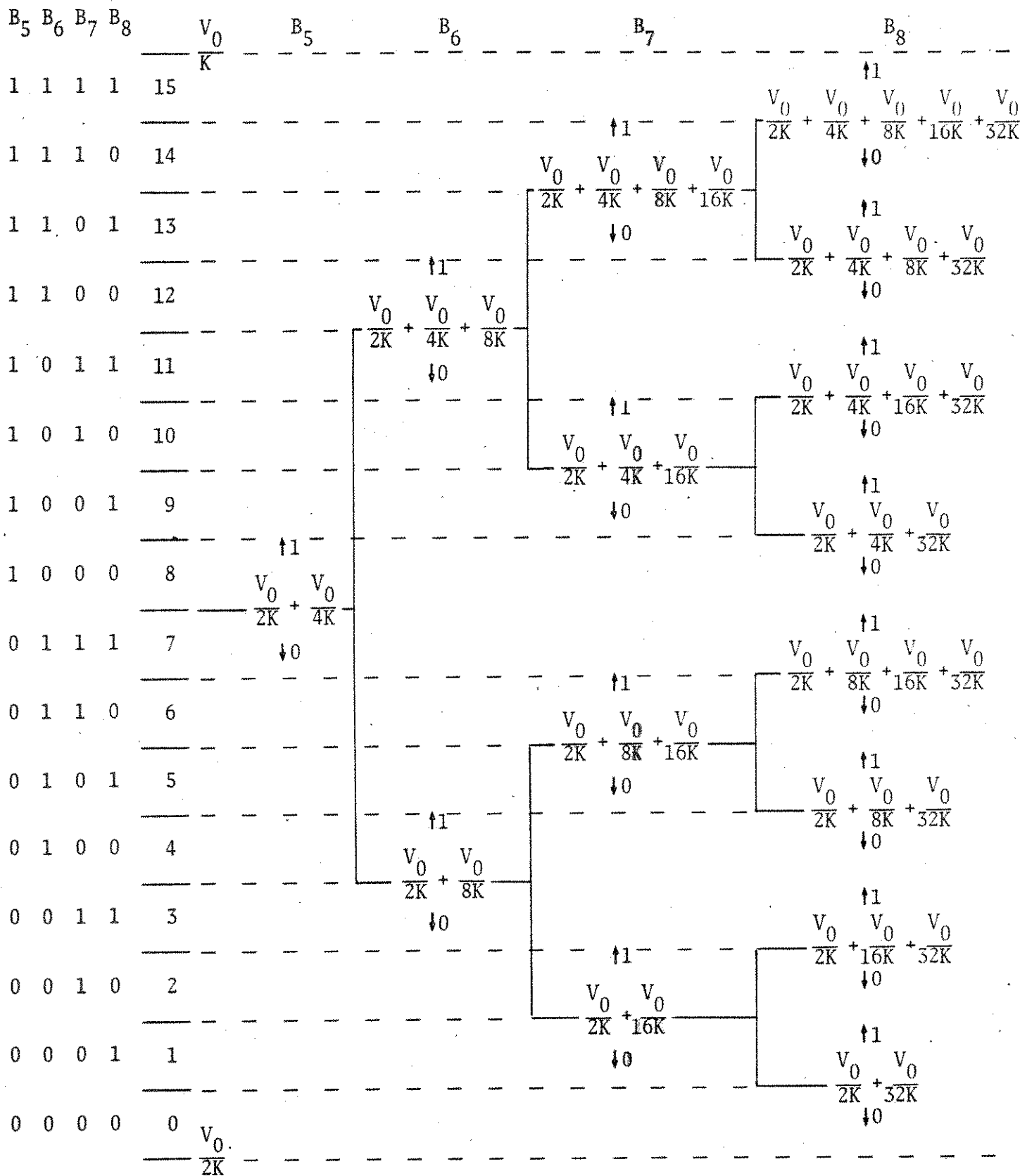


Fig.II.13 - Tensões usadas na codificação da parte linear de um segmento

O valor de "K" usado na Fig. II.13 depende do segmento no qual o sinal se encontra, conforme mostra a tabela apresentada a seguir.

SEGMENTO	K
111 A	1
110 B	2
101 C	4
100 D	8
011 E	16
010 F	32
001 G ₊	64
000 G ₋	64*

*OBS: Para o segmento G₋ o termo $V_0/2K$ não existe.

A fig. II.14 mostra o esquema simplificado de um codificador não-linear, que codifica pelo processo de aproximação sucessiva, e que usa um conversor digital analógico de 11 bits na malha de realimentação.

Nota-se que, como são necessários somente 7 pulsos-relógio para a codificação, pode-se então usar frequência-relógio de 4MHz ou menos.

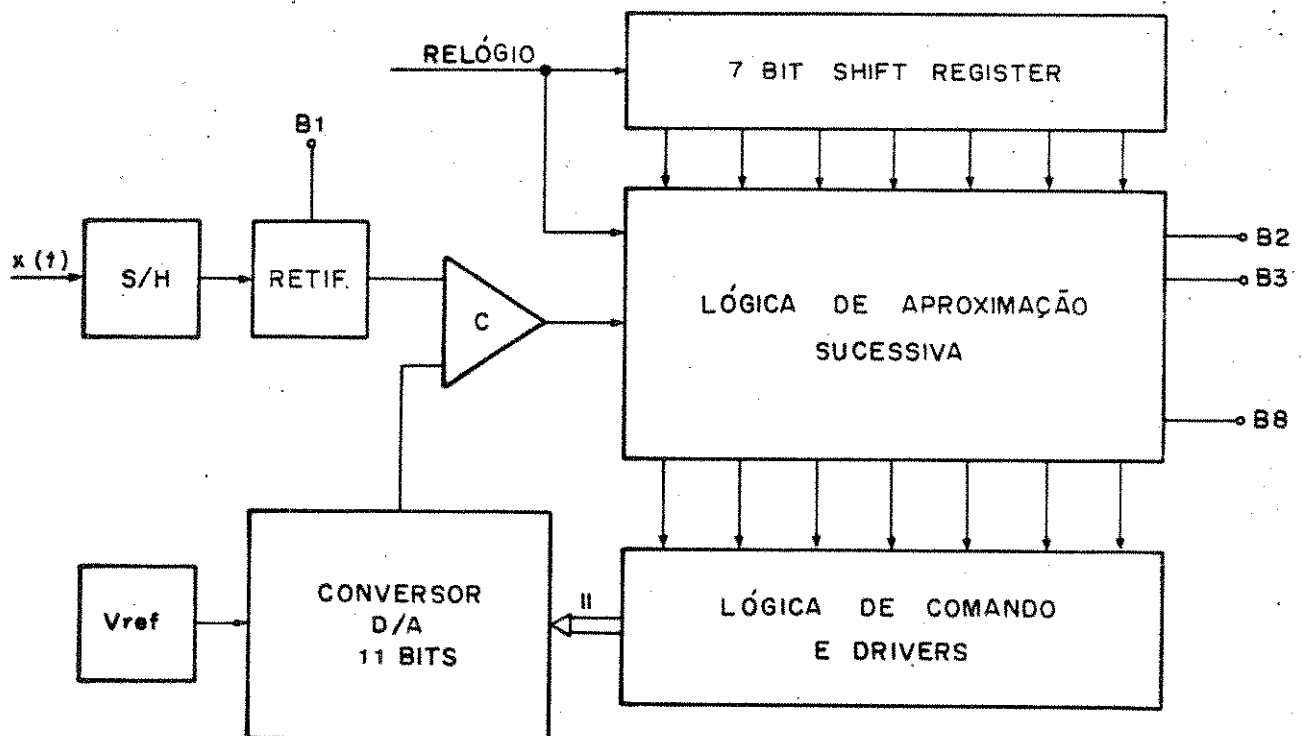


Fig. II.14 - Codificador não-linear de aproximação sucessiva

II.4.7 - Codificador Não-Linear por Aproximação Sucessiva e Ganho 1:16

O esquema apresentado na Fig. II.14 e discutido no parágrafo anterior, é o geralmente usado nos codificadores integrados, sendo que muitos deles não usam retificador e sim, níveis bipolares de comparação.

A dificuldade de se usar retificadores é que estes não retificam na velocidade requerida, sinais com amplitude inferior a $\sim 20\text{mV}$. Mesmo retificadores com pré-polarização de diodos estão limitados à tensão mínima de 5mV .

Outro ponto crítico no codificador é o off-set do comparador de níveis, que geralmente é maior do que um nível de quantização nos primeiros segmentos.

Como o desempenho do codificador da Fig. II.13 não é muito bom para sinais de pequenas amplitudes, dá-se então, uma pré-ênfase (ganho fixo) a estes sinais, antes de codificá-los adequadamente.

Para a pré-ênfase foi escolhido o limiar de $V_0/16$ que corresponde ao limiar do primeiro nível de comparação (vide Fig. II.12). A partir daí, os sinais com amplitudes inferiores a $V_0/16$ terão um ganho fixo de 16 vezes e serão codificados normalmente como os sinais com maior amplitude, como mostra o diagrama da Fig. II.15.

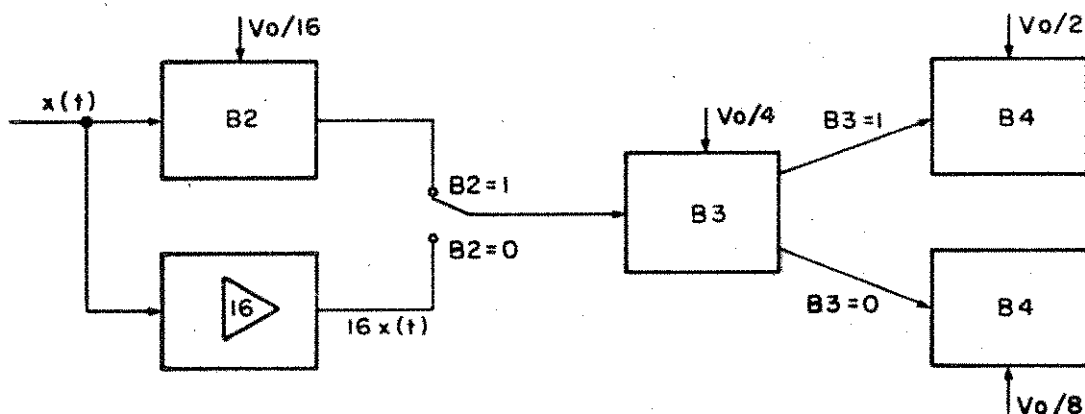


Fig. II.15 - Fases da codificação não-linear com ganho

Depois do ganho "16" os sinais que se encontravam nos segmentos E, F, G₊ passaram para os segmentos A, B, C respectivamente, conforme mostra a Fig. II.16.

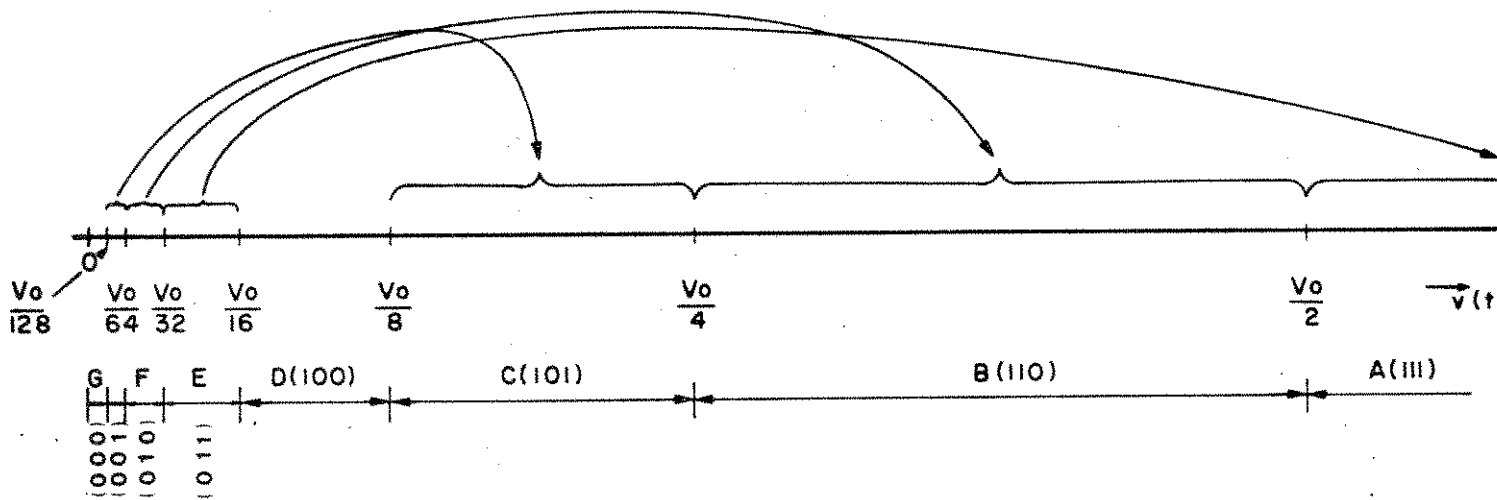


Fig. II.16 - Deslocamento dos segmentos pela codificação com ganho 16

O ganho "16" facilita a codificação dos bits 3 e 4, pois os segmentos A e E, B e F, C e G₊ e D e G₋ possuem os bits 3 e 4 iguais. O segmento D e o segmento G₋ não são iguais depois do ganho "16", conforme se vê na Fig. II.16. O segmento D abrange sinais desde $V_0/16$ até $V_0/8$ e o segmento G₋, depois do ganho, abrange sinais desde zero até $V_0/8$. Esta diferença pode ser facilmente controlada pela lógica de comparação.

Com o ganho "16", o menor intervalo de quantização que era $V_0/2048$ nos segmentos G, passou a ser $V_0/256$ no segmento D. Por isso, pode-se usar um conversor D/A de 8 bits ao invés de 11 bits, conforme proposto pela Fig. II.14. A Fig. II.17 mostra o diagrama simplificado do codificador não-linear de aproximação sucessiva e ganho 1:16.

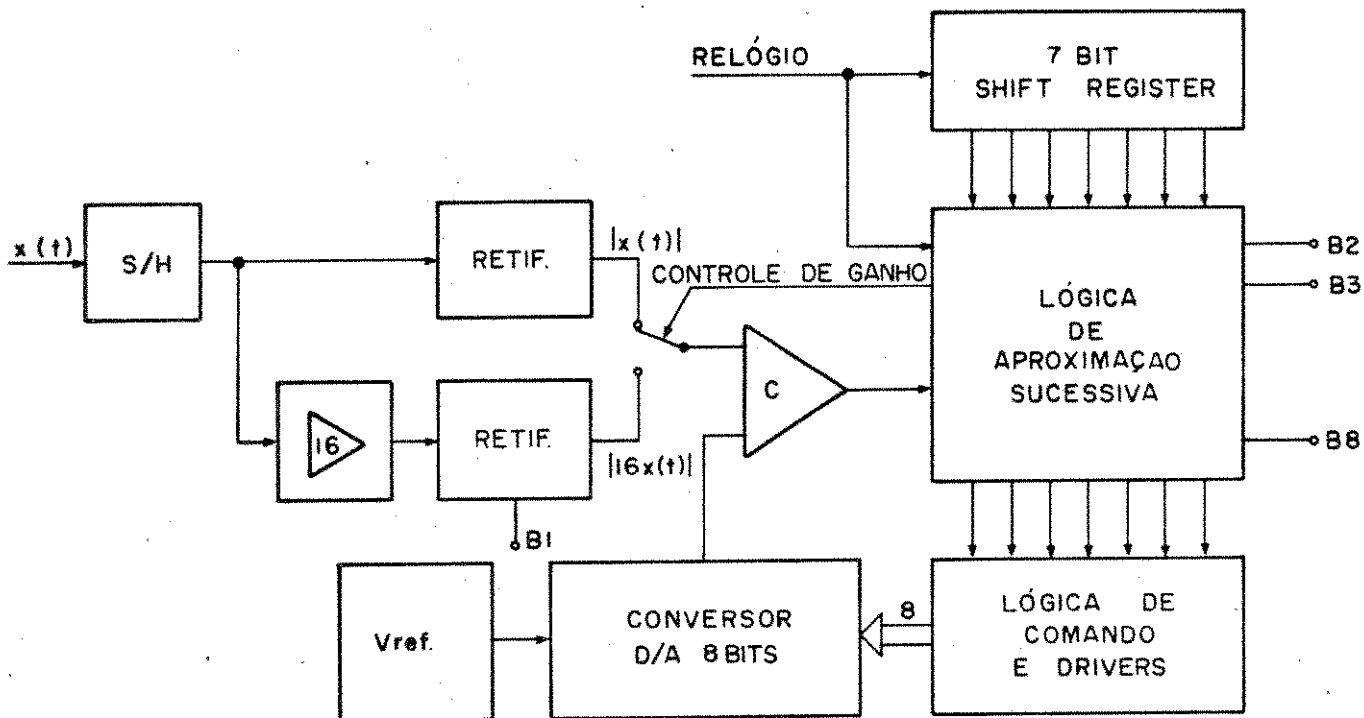


Fig. II.17 - Codificador não-linear de aproximação sucessiva e ganho 1:16

O codificador esquematizado na Fig. II.17 será projetado e amplamente discutido no Capítulo III.

CAPÍTULO III

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CODIFICADOR NÃO-LINEAR

POR APROXIMAÇÃO SUCESSIVA E GANHO 1:16

III.1 - INTRODUÇÃO

Neste Capítulo será estudado e implementado o codificador não-linear de aproximação sucessiva e ganho 1:16, que foi apresentado no fim do Capítulo II e cujo diagrama em blocos está mostrado na Fig. II.17.

Com a finalidade de compatibilizar o codificador com os níveis de tensão existentes na unidade de canal, foi escolhida a tensão de 4,096V como a máxima tensão definida para o codificador. Desta forma, os níveis nos primeiros segmentos possuem 2mV.

Para simplificação da análise do circuito, o codificador será dividido em duas partes principais: parte analógica (COA) e parte digital (COD) (vide Fig. II.17). A primeira delas, é subdividida em blocos quase independentes, como amostrador-segurador (S/H), amplificador com ganho 16, retificadores, comparador, chave analógica, tensão de referência e conversor D/A. A parte digital é dividida em lógica de aproximação sucessiva, lógica de comando e drivers.

Cada uma destas partes será brevemente analisada nos parágrafos seguintes. Para simplificar, os circuitos parciais serão apresentados sem os ajustes de off-set, compensação de frequência, e capacitores de desacoplamento.

III.2 - AMOSTRADOR-SEGURADOR "SAMPLE-HOLD" (S/H)

O circuito Sample-Hold tem por finalidade amostrar novamente os sinais PAM multiplexados das diferentes unidades de canal e mantê-los com uma amplitude constante para facilitar a codificação [7]. A Fig. III.1 ilustra o processo de amostragem com as respectivas ondas de controle.

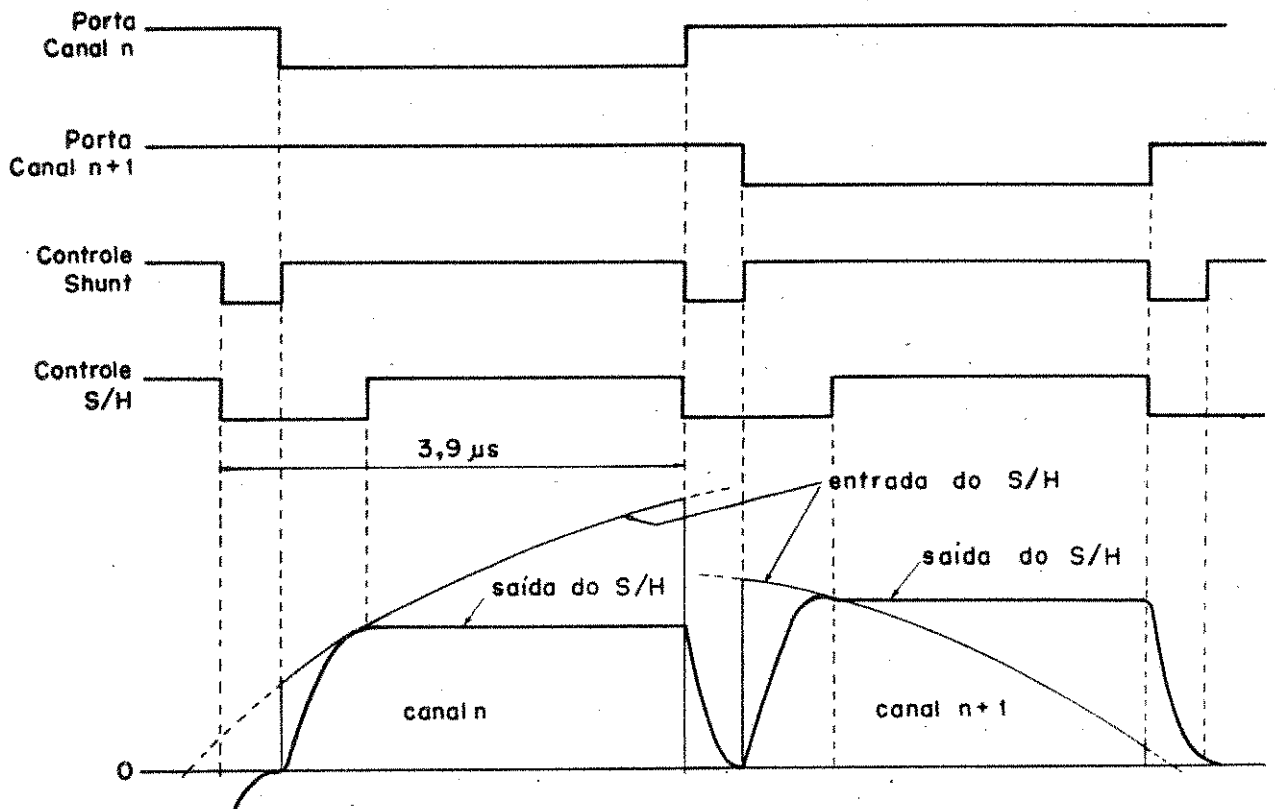


Fig. III.1 - Processo de amostragem do circuito "Sample-Hold"

Note-se que somente as ondas de controle S/H e Shunt pertencem ao circuito S/H. A Fig. III.2 mostra o circuito simplificado do S/H.

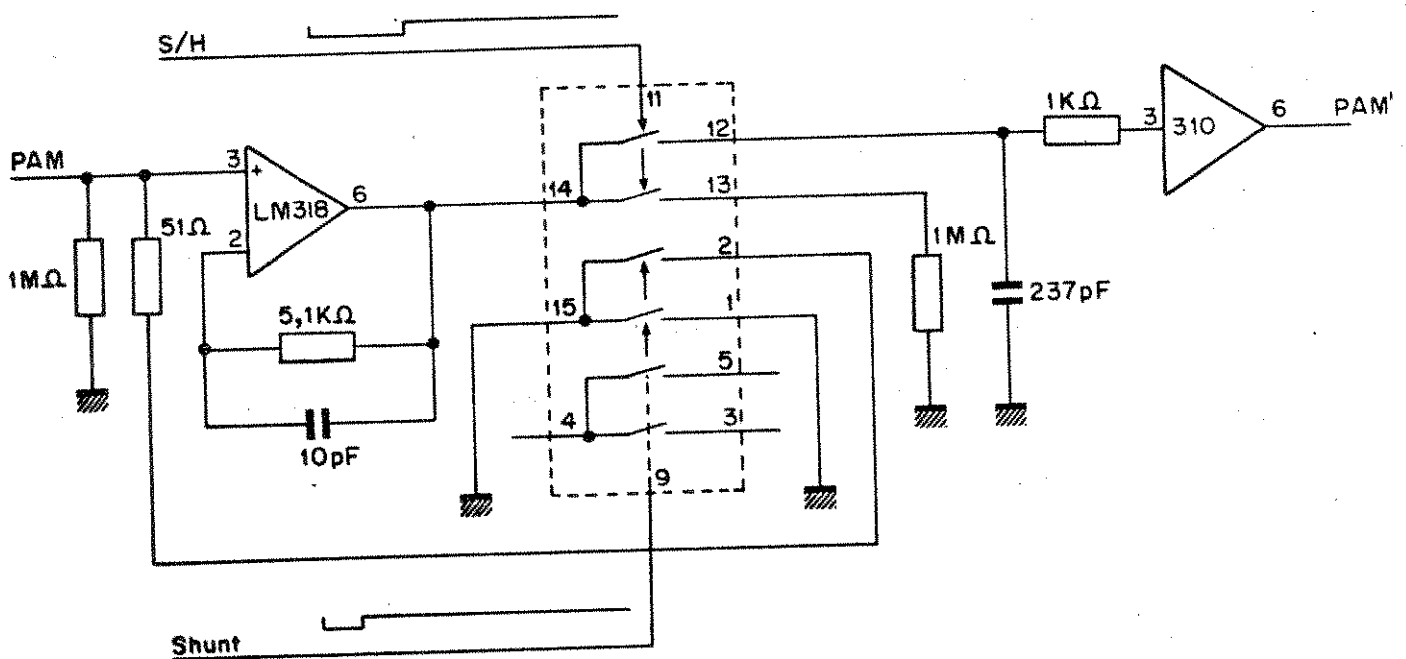


Fig. III.2 - Circuito S/H simplificado

III.3 - AMPLIFICADOR COM GANHO 16

O amplificador com ganho 16 é ligado diretamente à saída do circuito "Sample-Hold", funcionando portanto assincronamente. Como o sinal amostrado possui variações bruscas de amplitude entre uma amostra e outra, o amplificador deve ser suficientemente rápido para seguir estas variações.

Mesmo com amplitudes de entrada superior a $V_0/16$, o amplificador não deve entrar em saturação, pois iria carregar o circuito S/H e sua velocidade decresceria ao seguir a próxima amostra. A fim de não saturar a entrada da chave analógica de comutação de ganho, a saída do amplificador foi limitada com uma tensão ligeiramente maior a V_0 . O circuito limitador é constituído de uma ponte de diodos e de um zener pré-polarizado, que estão ligados à realimentação do amplificador conforme se vê na Fig. III.3.

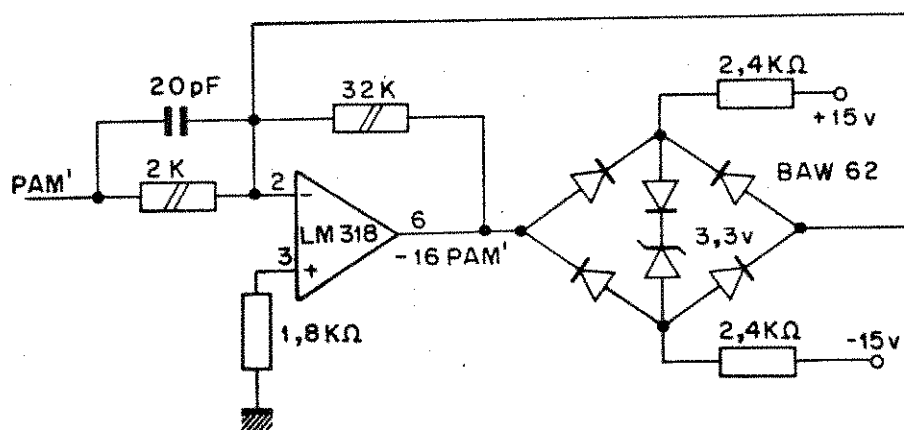


Fig. III.3 - Circuito simplificado do amplificador com ganho 16

Os resistores de ganho ($2K\Omega$ e $32K\Omega$) devem ser de precisão, pois um erro no ganho degrada o desempenho do codificador (vide secção IV.4).

III.4 - RETIFICADORES

Os retificadores usados em conversores A/D devem ser de precisão, isto é, não devem possuir a queda de tensão V_Y característica dos diodos.

Os retificadores para conversores A/D foram amplamente estudados por {3} e {16}, cabendo aqui somente a apresentação do circuito usado e suas limitações.

Na análise feita por {3}, concluiu-se que os retificadores de precisão retificam tensões de até alguns décimos de milivolts quando a retificação é DC e o ganho dos amplificadores operacionais é o de malha aberta. Se o sinal for AC de alta frequência, como é o caso das amostras PAM, a retificação fica limitada a tensões de $\sim 20\text{mV}$.

No codificador em estudo, o menor nível a ser codificado depois do ganho, é $16 \times 2\text{mV} = 32\text{mV}$, portanto os retificadores trabalham com relativa folga.

A Fig. III.4 mostra o diagrama simplificado do retificador de sinais com ganho 16. Neste retificador é determinado também o bit de polaridade (B1). O retificador de sinais com ganho 1 é idêntico ao do retificador com ganho 16.

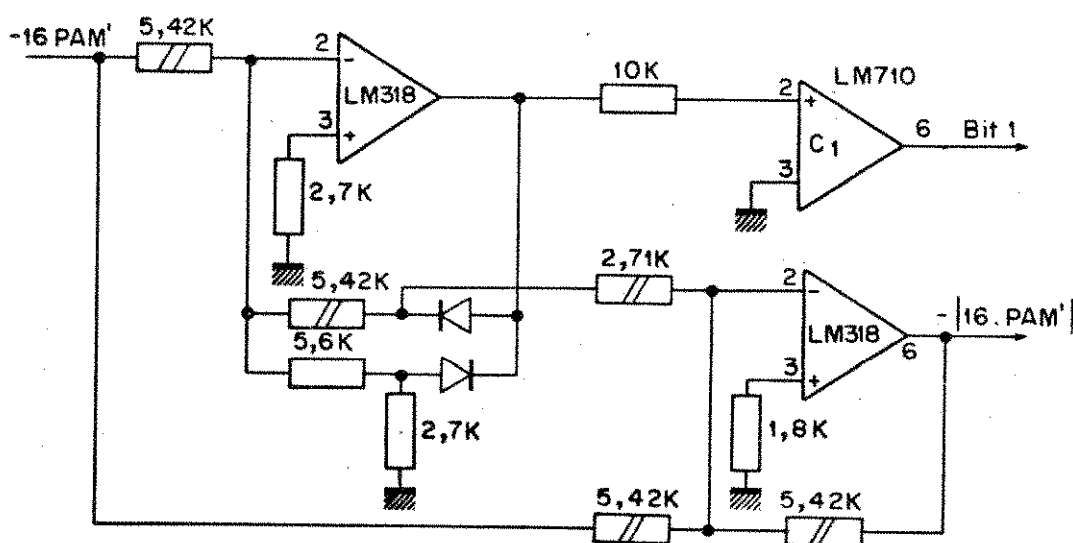


Fig. III.4 - Diagrama simplificado do retificador

Como o processo de retificação envolve ganhos 1 e 2 nos amplificadores operacionais, os resistores usados nas malhas de realimentação devem ser de precisão. Na Fig. III.4 estes resistores estão marcados com duas barras paralelas.

III.5 - CONVERSOR D/A

III.5.1 - Introdução

O conversor D/A a ser usado no codificador pode, em princípio, ser qualquer conversor linear que seja suficientemente rápido e que tenha a precisão necessária.

Já existem conversores D/A lineares de 8 bits em forma de circuito integrado. Os mesmos não foram empregados no desenvolvimento deste codificador, pois pretende-se construí-lo usando somente componentes convencionais de baixo custo e que são oferecidos por um número grande de fabricantes.

III.5.2 - Chaveamento de Corrente

Como a comutação dos diferentes níveis de comparação deve ser rápida, optou-se pelo chaveamento de corrente ao invés do convencional chaveamento de tensão. As tensões de comparação, são conseguidas, desta forma, pela soma das correntes que fluem por um resistor como se vê na Fig. III.5.

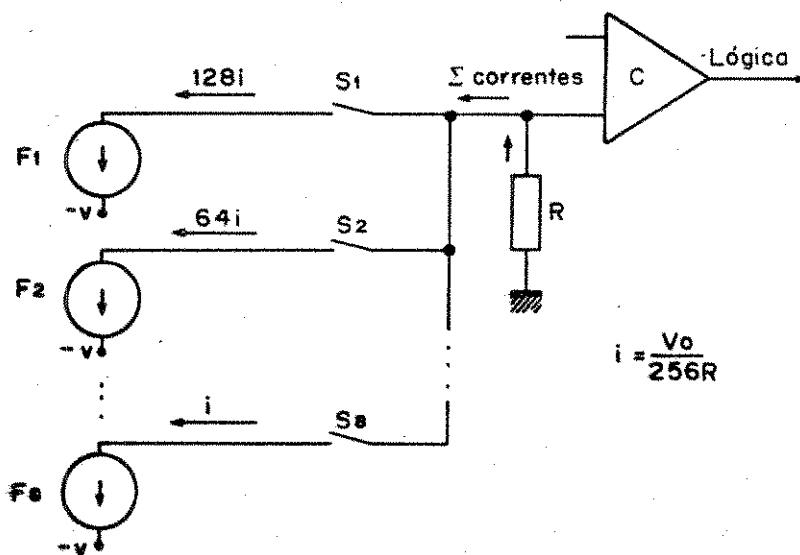


Fig. III.5 - Fontes de corrente

As chaves S_1, S_2, \dots, S_8 esquematizadas na Fig. III.5, foram implementadas com diodos que, dependendo da tensão aplicada a seus catodos, simplesmente desviam as correntes que fluem pelo resistor R (vide Fig. III.6).

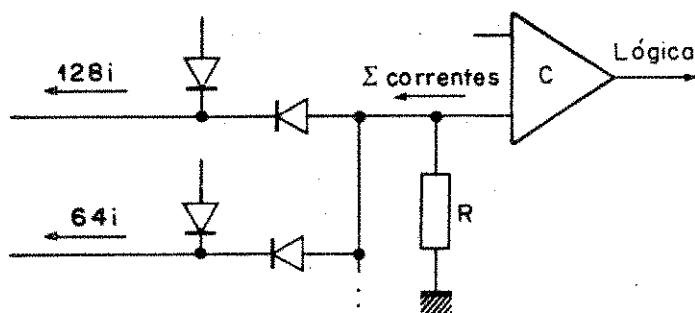


Fig. III.6 - Chaves de corrente

III.5.3 - Fontes de Corrente

Como os níveis de comparação devem ser os mais exatos possíveis, e estes são gerados pela passagem de corrente em um resistor, as fontes de corrente DC devem ser também exatas.

A fonte de corrente escolhida (Fig. III.7) não é a mais simples que se pode construir, mas tem como vantagens principais sua precisão e a não dependência de ajustes. Na fonte de corrente com amplificador operacional e FET, a corrente é determinada somente pela diferença de potencial entre os terminais do resistor $K R$, onde $K = 1, 2, 4, \dots, 128$.

Nas fontes de corrente da Fig. III.7, o valor do resistor R deve ser escolhido de tal forma que a combinação $R, 2R, 4R, \dots, 128R$ seja facilmente encontrada nas séries de resistores. Seu valor deve também ser adequado às correntes máximas e mínimas do FET.

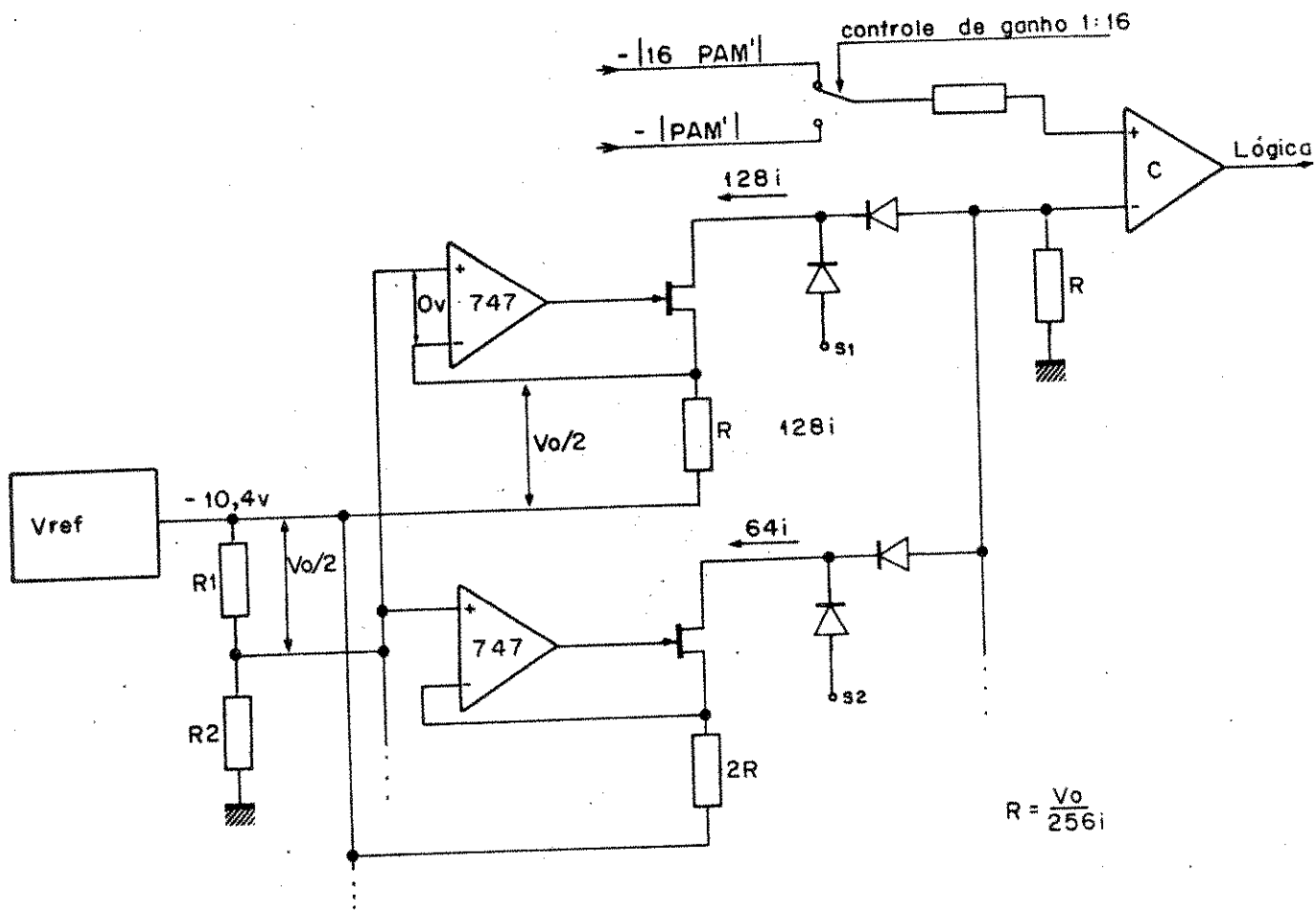


Fig.III.7 - Conversor D/A com fontes e chaveamento de corrente

O valor de R escolhido foi de 375Ω e os resistores das fontes são conseguidos da seguinte forma:

$$R = 375\Omega = 750//750\Omega$$

$$2R = 750\Omega = 750\Omega$$

$$4R = 1500\Omega = 1500\Omega$$

$$8R = 3000\Omega = 1500 + 1500\Omega$$

$$16R = 6000\Omega = 12000//12000\Omega$$

$$32R = 12000\Omega = 12000\Omega$$

$$64R = 24000\Omega = 24000\Omega$$

$$128R = 48000\Omega = 24000 + 24000\Omega$$

III.5.4 - Tensão de Referência

A tensão de referência V_{ref} usada para a polarização dos amplificadores operacionais, não necessitam ser de precisão absoluta, pois as correntes são definidas pela diferença de potencial $V_0/2$ entre os resistores. O ajuste da tensão $V_0/2$ pode ser feito então com a combinação adequada dos resistores R_1 e R_2 ou então ao invés de se ajustar a tensão e conseqüentemente a corrente, ajusta-se o resistor de soma de correntes.

A tensão de referência deve ser suficientemente estável com variação de temperatura e tensão de alimentação. O esquema utilizado no codificador é apresentado na Fig. III.8.

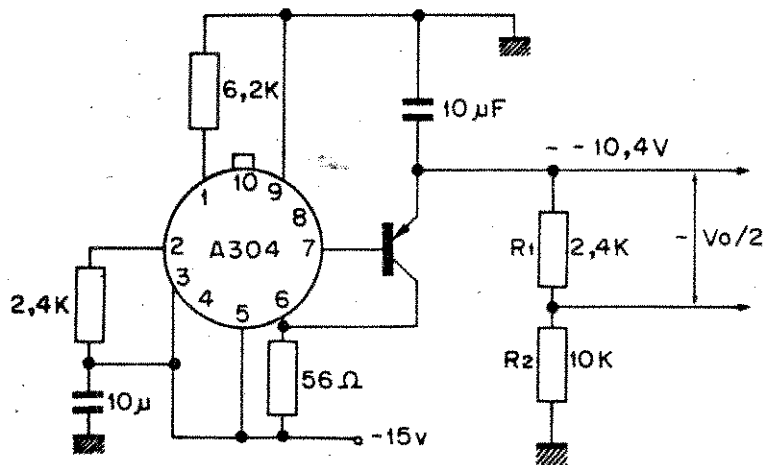
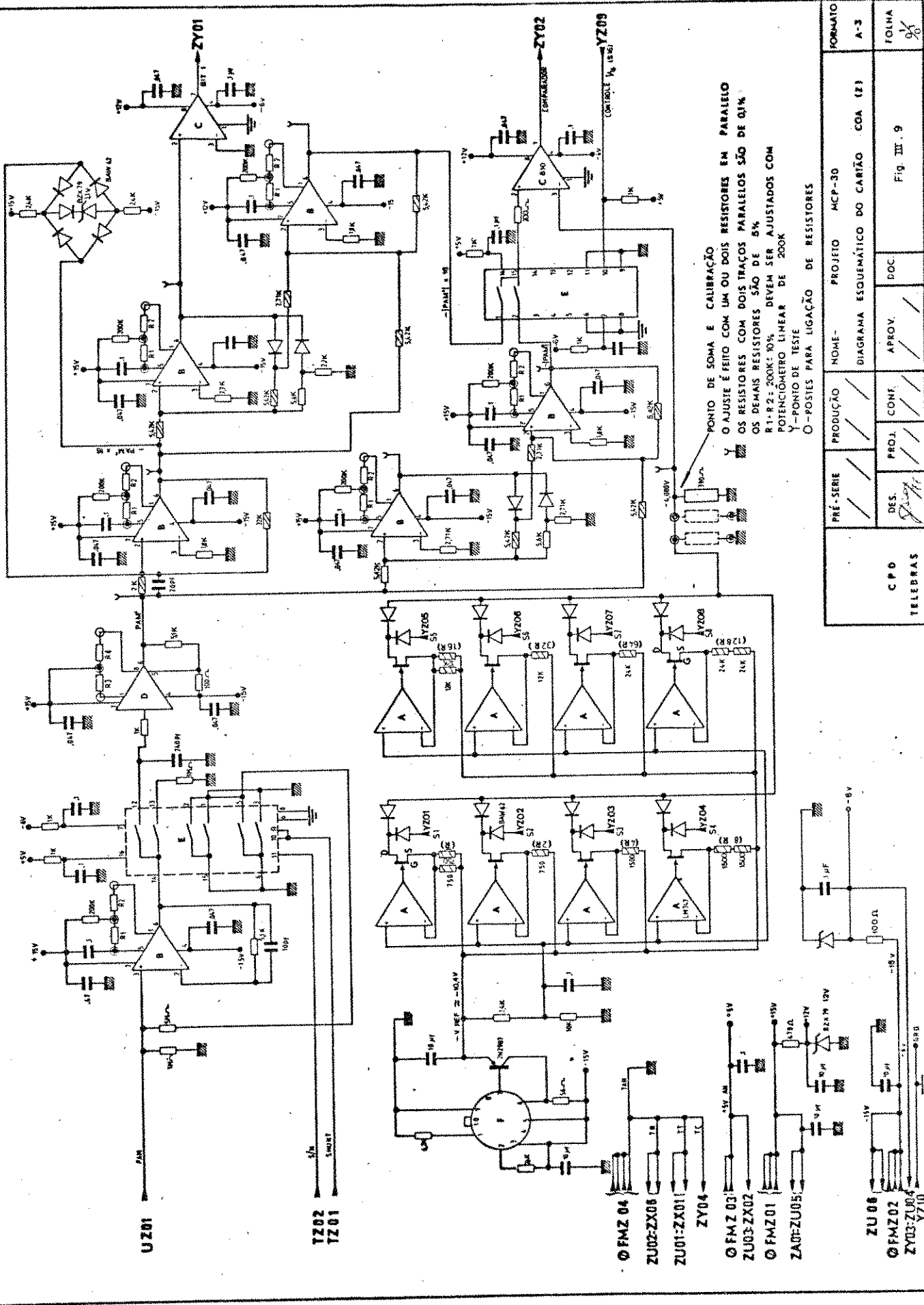


Fig. III.8 - Tensão de referência para as fontes de corrente

III.6 - CARTÃO COA

O cartão COA (Fig. III.9) consiste do circuito analógico completo do codificador e da distribuição da alimentação para o Sistema Multiplex.

Os sinais digitais no cartão COA são os de comando das



CPD TELEBRAS	PRE-SERIE	PRODUÇÃO	NOME	PROJETO	MCP-30	FORMATO	A-3
	DES. <i>[assinatura]</i>	PROJ. CONT. <i>[assinatura]</i>	APROV. <i>[assinatura]</i>	DOC.	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CARIÃO COA (Z)	FOLHA	Fig. III.9

chaves analógicas, como os sinais Shunt e S/H para o circuito Sample-Hold, e S16 para a comutação de ganho 1:16. Estes sinais digitais devem ter nível alto igual a +5V, pois as chaves também são alimentadas com esta tensão.

Os sinais de comando das fontes de corrente S1 a S8 são digitais, mas seus níveis de tensão são de -6V a +4V.

Os sinais fornecidos pelos dois comparadores são digitais e irão atuar no cartão de lógica.

Como os sinais a serem codificados podem possuir níveis de tensões muito baixos, deve-se ter um cuidado especial com o "Lay-out", para evitar possíveis acoplamentos entre sinais analógicos e sinais digitais de comando.

III.7 - "DRIVERS" PARA AS CHAVES DAS FONTES DE CORRENTE

A lógica TTL de comando das chaves das fontes de corrente fornece tensões entre 0,5V e 3,5V, não podendo, portanto, ser utilizada diretamente no catodo do diodo da chave, pois sendo os dois níveis positivos, a corrente fluiria sempre pelo diodo da chave e não pelo resistor de soma de correntes (vide Fig. III.6).

Para que a corrente flua pelo resistor, é necessário que o catodo do diodo da chave possua tensão mais negativa que o catodo do diodo ligado ao resistor. O resistor pode possuir neste ponto tensões de até -3,968V.

A Fig. III.10 mostra o esquema básico do "Driver". Os valores dos resistores não assinalados variam de acordo com a corrente necessária em cada chave.

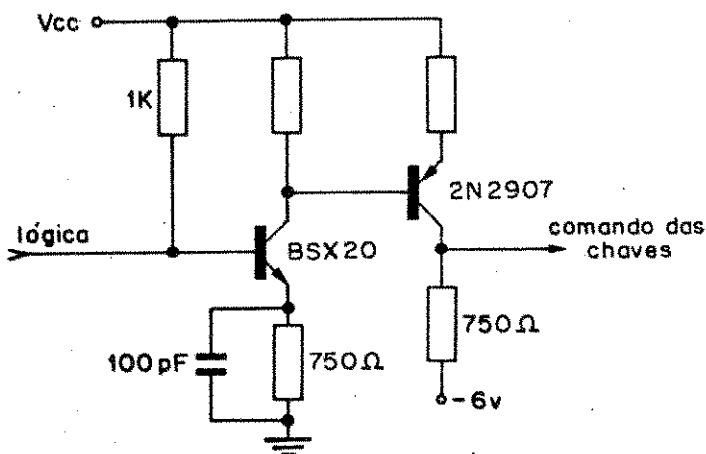


Fig. III.10 - "Drivers" para chaves de corrente

III.8 - ESTUDO DO TEMPO DE CODIFICAÇÃO E ONDAS DE CONTROLE

O tempo disponível para amostragem e codificação é de terminado pelo número de canais transmitidos e pela frequência de amostragem. Para o sistema MCP-30 tem-se: $T = 1/(32 \text{ canais} \times 8 \text{ KHz}) = 3,9 \mu\text{s}$.

As ondas de controle para o funcionamento do Sample Hold e as ondas de controle das unidades de canal (vide Fig. III.1), necessitam de aproximadamente $1,125 \mu\text{s}$. O tempo restante é usado para a codificação propriamente dita.

Como o codificador em estudo é síncrono, cada bit, exceto o de polaridade, é determinado mediante a atuação de um pulso relógio.

Para melhor funcionamento do circuito, o tempo destinado à codificação de cada bit deve ser o maior possível, e o controle de tempo deve ser feito por uma onda gerada a partir de 8MHz.

A onda relógio 2,7M de controle do tempo de codificação é mostrada na Fig. III.11. Os tempos T_2, T_3, \dots, T_8 marcam os momentos onde os bits 2, 3, ..., 8 são determinados. Nota-se que o intervalo de tempo entre T_2 e T_3 é maior do que os demais. Isto porque, durante este tempo, a chave de comutação de ganho 1:16 pode ser atuada.

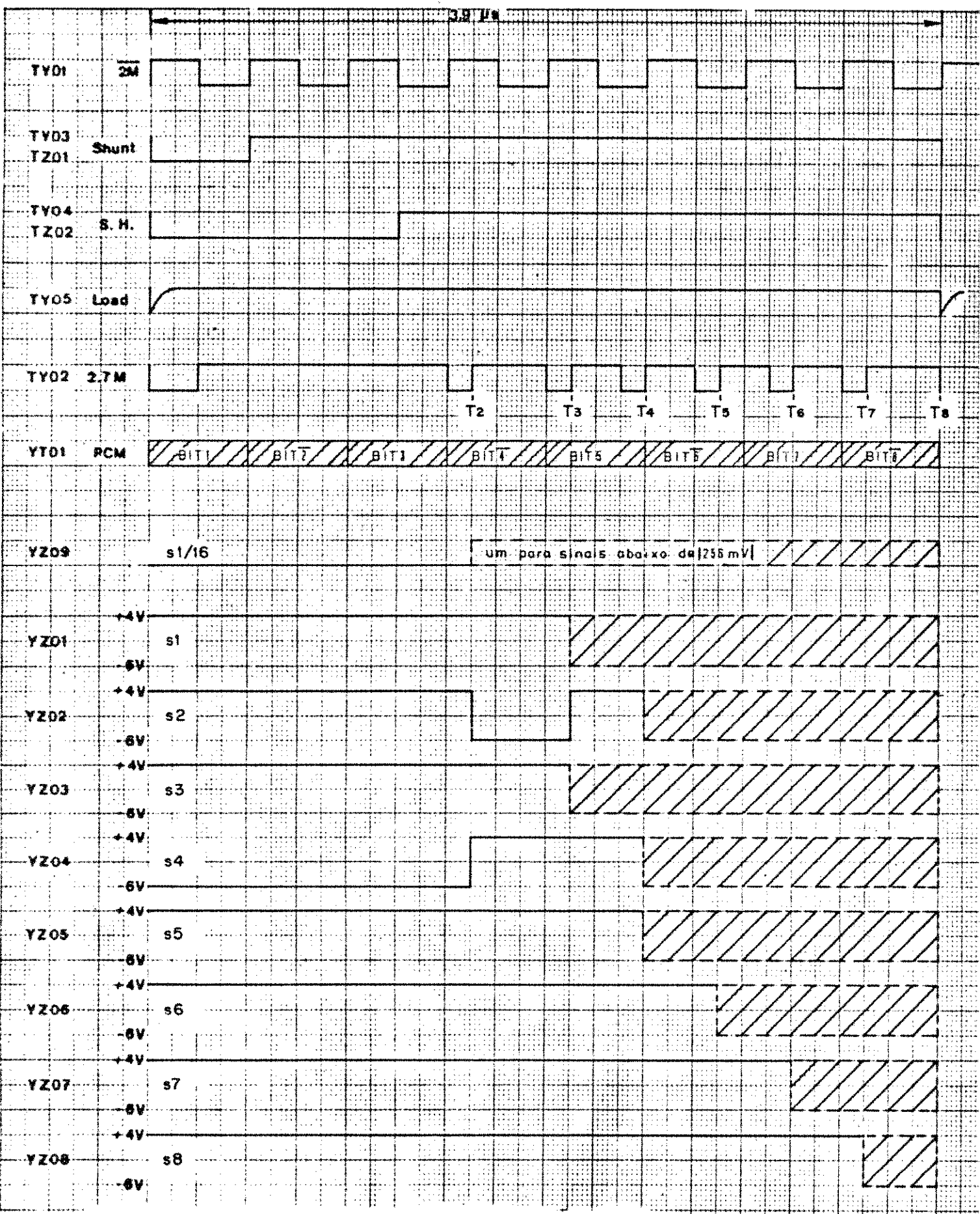
A onda de controle Load carrega o conversor paralelo-série com os bits codificados que estavam nas memórias. A onda $\overline{2M}$ é a onda-relógio do conversor. Observe-se que os bits 2, 4, 6, 8 devem ser carregados invertidos no conversor paralelo-série.

As ondas de controle S1 a S8 controlam as chaves de corrente.

III.9 - CARTÃO COD

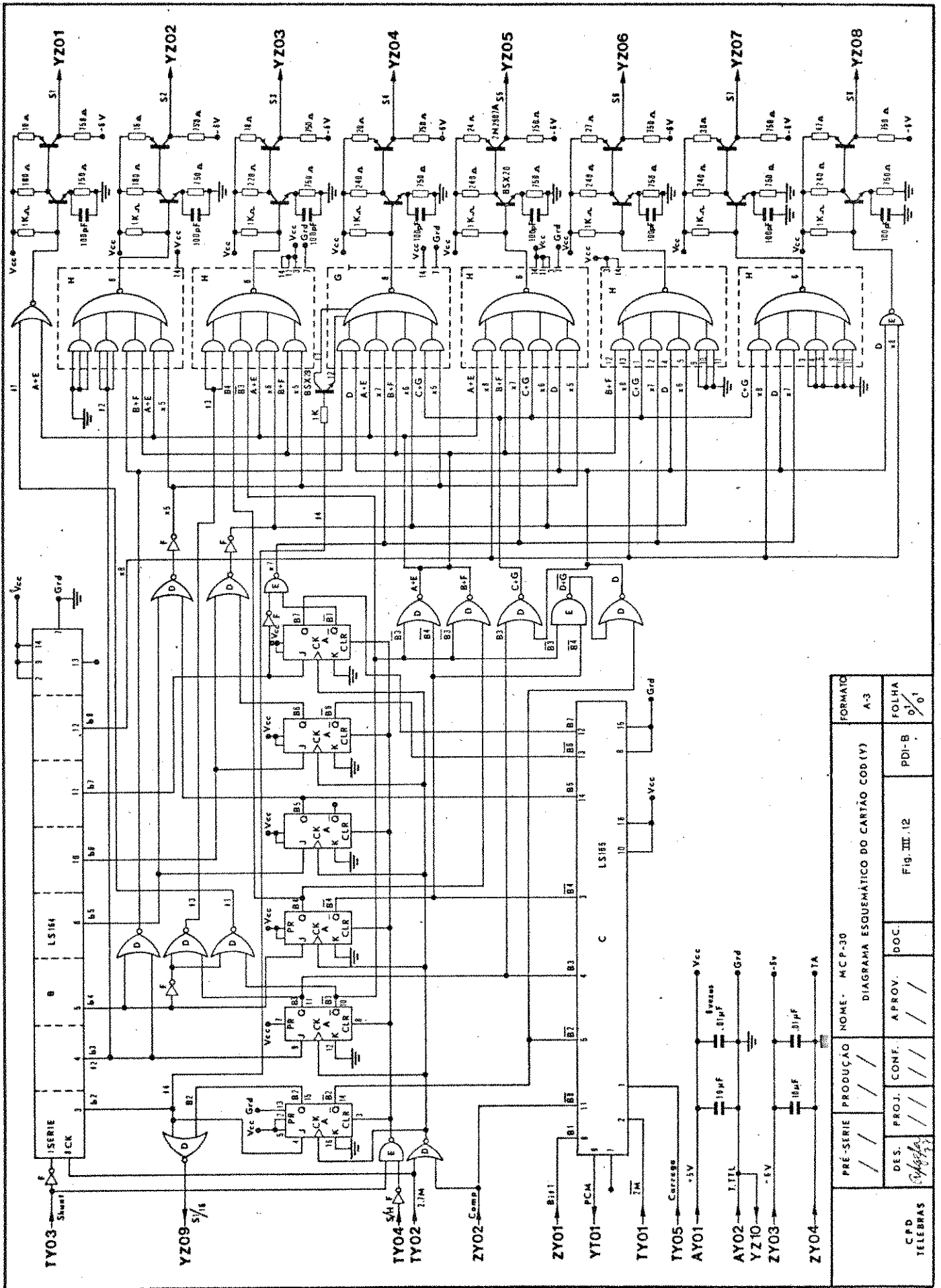
O cartão COD (Fig. III.12) constitui a parte lógica do codificador. Sua função é processar as informações do comparador de níveis e realimentar o cartão COA através do comando das chaves de corrente.

No início de cada ciclo de codificação, o primeiro registro do Shift-register série-paralelo é carregado pelas ondas $\overline{\text{Shunt}}$ e 2,7M com o nível "1". Este nível comanda a chave S4 que



OBS. Os achuriados indicam que a onda pode ser "1" ou "0".

Fig. III .11 - Diagrama de tempos do codificador



CFD TELEBRAS	DES. PROJ.	CONF.	APROV.	DOC.	Fig. III.12	PDI-B 0/01	FOLHA 0/01
	PRE-SERIE	PRODUÇÃO	NOME	MCP-30			
DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CARTÃO COD (Y)							

gera o primeiro nível de comparação. O nível "1" do registro está também na entrada J da primeira memória JK. Em T2 (vide Fig. III.11) o nível "1" é deslocado para o segundo registro. Caso neste instante o comparador de níveis esteja em nível baixo "0", o nível "1" será armazenado na memória e o bit 2 será "1". Caso contrário, o bit 2 será "0" e haverá comutação no ganho. O processo se repete para os demais bits, exceto para o bit 8, que não é armazenado na memória e sim carregado diretamente no conversor paralelo-série.

Ao mesmo tempo que cada bit é determinado, a lógica de comando seleciona as fontes de corrente que devem atuar durante a determinação de cada bit.

III.10 - TESTES E RESULTADOS

III.10.1 - Introdução

Os resultados apresentados a seguir são os resultados do teste T1 relativos ao codificador do protótipo PDI-B. O teste T1 foi feito a nível de sistema e a temperatura ambiente (vide Relatórios Técnicos RT-44 e RT-54, UNICAMP/TELEBRÁS). Durante o teste, foram feitos ajustes e modificações, quando necessários.

O teste T2, onde deverão ser repetidos os testes T1, considerando-se variações de temperatura, umidade relativa e variação de tensão de alimentação, não é apresentado aqui, pois ainda não foi feito.

A diafonia entre canais $n \rightarrow n+1$ e $n+2$ também são apresentados aqui, pois parte desta diafonia é proveniente do circuito Sample-Hold pertencente ao codificador. A diafonia para os canais $n \rightarrow n-1$ e $n \rightarrow n+15$ só dependem dos acoplamentos nas unidades de canal e cartão traseiro.

Os resultados obtidos nos testes T1 são satisfatórios, pois o sistema atendeu a todas as especificações da CCITT, e também atendeu, em muitos casos, às especificações da TELEBRÁS.

Na medida de variações de ganho com o nível de entrada apenas na pior medida, em torno de -55dBm_0 , a especificação da TELEBRÁS não foi atingida (vide Fig. III.17). A diafonia $n \rightarrow n+1$ na transmissão encontra-se em média 2dB abaixo da espe

cificação da TELEBRÁS e a Relação Sinal/Ruído da transmissão ficou no máximo 1dB abaixo em uma parte da faixa, na pior medida. Em todos os demais parâmetros, o sistema atende às especificações da TELEBRÁS.

Os resultados apresentados ainda não podem ser considerados definitivos, porque o desempenho do codificador e do circuito Sample-Hold foram muito afetados por defeitos de "Layout" no cartão COA, e também porque só se dispunha de cinco cartões UCA (Unidades de Canal) para as medidas. Com o sistema completo com os demais cartões UCA, e o cartão COA redesenhado, alguns testes terão que ser refeitos.

III.10.2 - Medidas da Transmissão com um Sistema de Referência na Recepção

III.10.2.1 - Ruído de Canal Vazio

Foram feitas medidas em todos os canais sem relógio de recepção e com relógio de recepção em 2048 KHz e afastado $\pm 20\text{Hz}$, $\pm 40\text{Hz}$, $\pm 100\text{Hz}$ e $\pm 200\text{Hz}$. Um resumo dos resultados encontra-se na tabela abaixo:

RELÓGIO R_X	PIOR (dBm0p)	MÉDIA (dBm0p)	MELHOR (dBm0p)	ESPECIFICAÇÃO TB/CCITT (dBm0p)
Desligado	-69	-73,3	-84	-65
$\Delta f = 0$	-70,5	-71,2	-72,5	-65
$\Delta f = 20\text{Hz}$	-69	-70,9	-75	-65
$\Delta f = 40\text{Hz}$	-70,5	-71,1	-73	-65
$\Delta f = 100\text{Hz}$	-69,5	-70,7	-73	-65
$\Delta f = 200\text{Hz}$	-68	-70	-72,5	-65

O sistema encontra-se em média 5dB acima das especificações TELEBRÁS/CCITT. A pior medida registrada, em -68dBm0p, ainda se encontra 3dB acima das especificações.

III.10.2.2 - Relação Sinal/Ruído

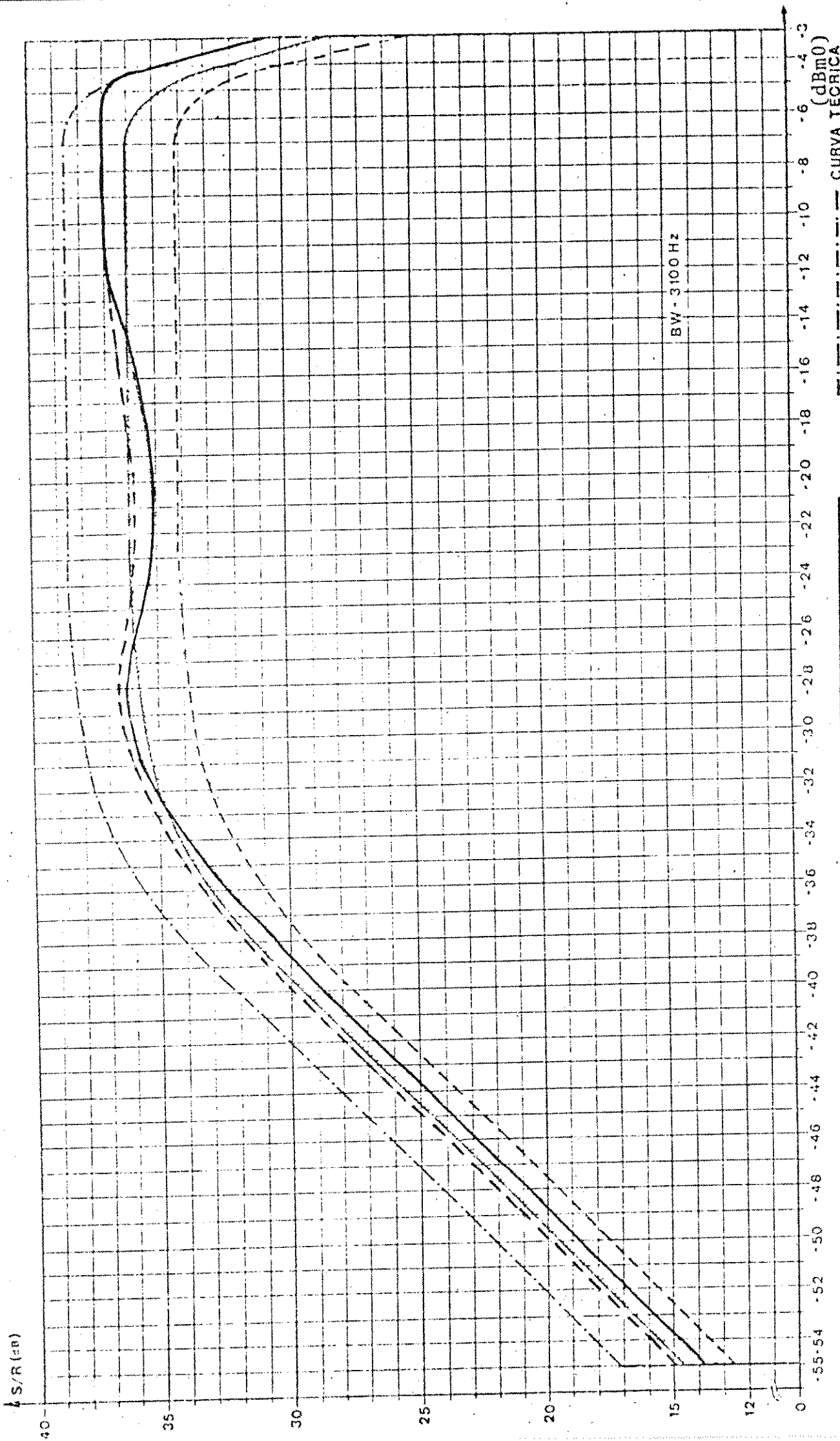
Foram feitas medidas nos 30 canais sem relógio de recepção e em 8 canais com relógio de recepção em 2048KHz e afastado $\pm 40\text{Hz}$ e $\pm 160\text{Hz}$. O pior canal medido no pior caso ($\Delta f = -160\text{Hz}$) encontra-se em toda a faixa pelo menos 1dB acima da especificação da CCITT. O melhor canal medido encontra-se .2dB abaixo da especificação da TELEBRÁS, para sinais em torno de -20dBm0 e acima desta especificação no resto da faixa. A média encontra-se .6dB abaixo da especificação da TELEBRÁS em torno dos -20dBm0 e no máximo .5dB abaixo, para sinais menores que -34dBm0, isto é, pelo menos 1,4dB acima da especificação da CCITT em toda a faixa (vide Figs.III.13 e III.14).

III.10.2.3 - Diafonia

Foram feitas medidas de diafonia $n \rightarrow n+1$, $n \rightarrow n+2$, $n \rightarrow n-1$ e $n \rightarrow n+15$ nos 30 canais, com o canal medido ativado por um sinal auxiliar de 320Hz/-40dBm0 (com exceção da medida $n \rightarrow n+15$) e com a recepção ativada por um relógio defasado de 40Hz. Um resumo dos resultados encontra-se na tabela abaixo:

MODO	PIOR (dBm0)	MÉDIA (dBm0)	MELHOR (dBm0)	ESPECIFICAÇÃO (dBm0)	
				CCITT	TELEBRÁS
$n \rightarrow n+1$	-67	-68,3	-70,5	-65	-70
$n \rightarrow n+2$	-75	-76,8	-82	-65	-70
$n \rightarrow n-1$	-80	-81,7	-85	-65	-70
$n \rightarrow n+15$	-80	-82,8	-86	-65	-70

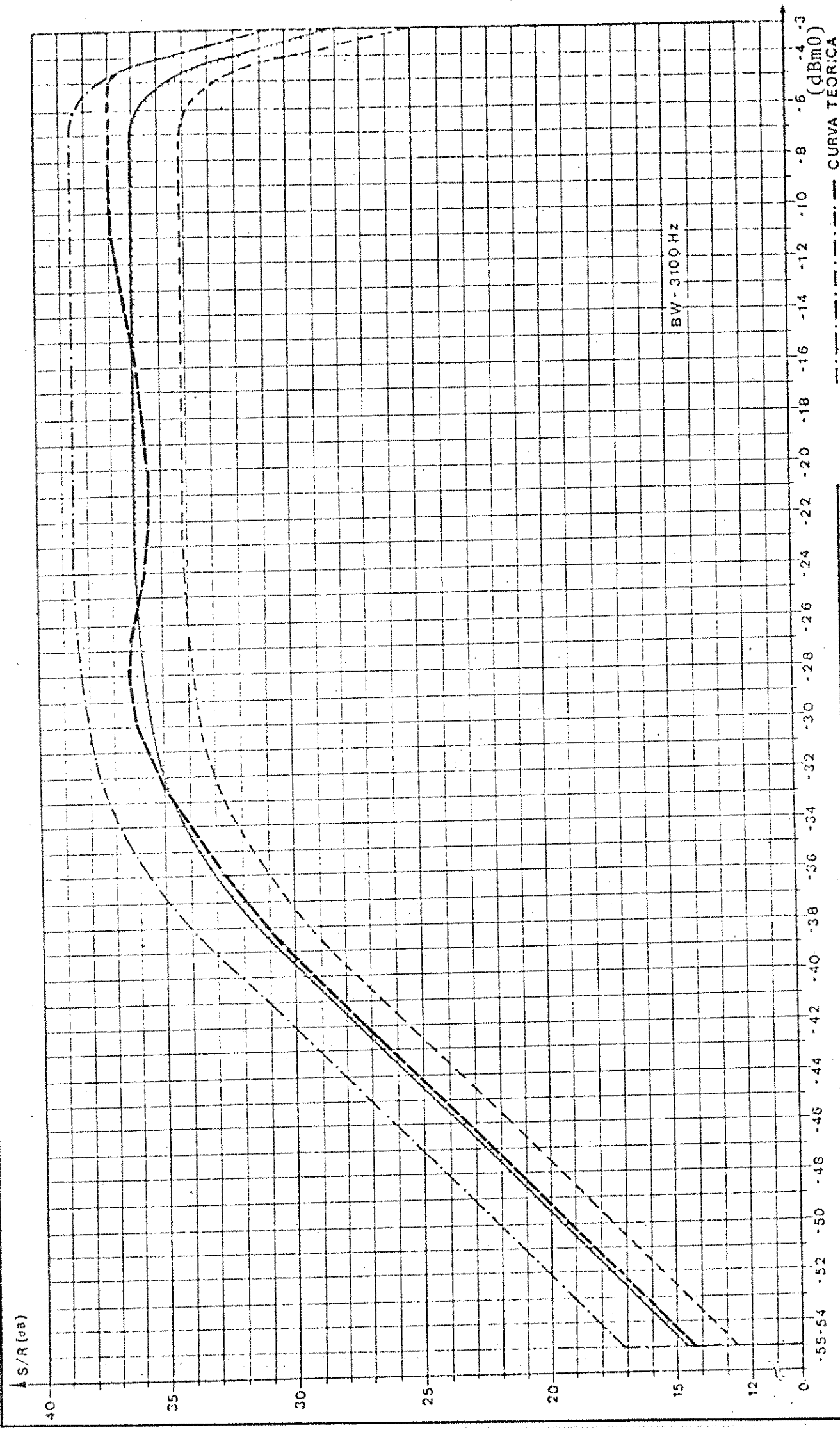
No pior caso da diafonia, a pior medida encontra-se 2dB acima da especificação da CCITT. Nos demais casos a diafonia encontra-se pelo menos 5dB acima da especificação da TELEBRÁS.



RELACÃO SINAL/RUIDO Fig. III.13
 MEDIDA COM RUIDO GAUSSIANO
 REFERENCIAL: 2.5
 Inst.: MARCONI

obs: PIOR E MELHOR MEDIDAS DA TRANSMISSÃO
 CONTRA UM SISTEMA DE REFERÊNCIA.
 MELHOR: CANAL 24 SEM RELÓGIO DE RX
 PIOR: CANAL 1 C/REL. DE RX DEFASADO DE -160Hz

Sistema: PDI-B
 Data: 28/08/78



RELACÃO SINAL/RUIDO
 MEDIDA COM RUÍDO GAUSSIANO

REFERÊNCIA: 2.5
 Inst.: MARCONI

Fig. III.14

Sistema: PDI-B
 Data: 28/08/78

Obs: MEDIDA DA TRANSMISSÃO:
 MÉDIA DAS MEDIDAS DOS 30 CANAIS COM
 RELÓGIO NA RECEPTÃO

III.10.3 - Medidas em "Loop"

III.10.3.1 - Ruído de Canal Vazio

A média das medidas dos 30 canais, -75dBm0, encontra-se 10dB acima das especificações TELEBRÁS/CCITT. O pior caso medido, -70,5dBm0, ainda se encontra 5,5dB acima das especificações.

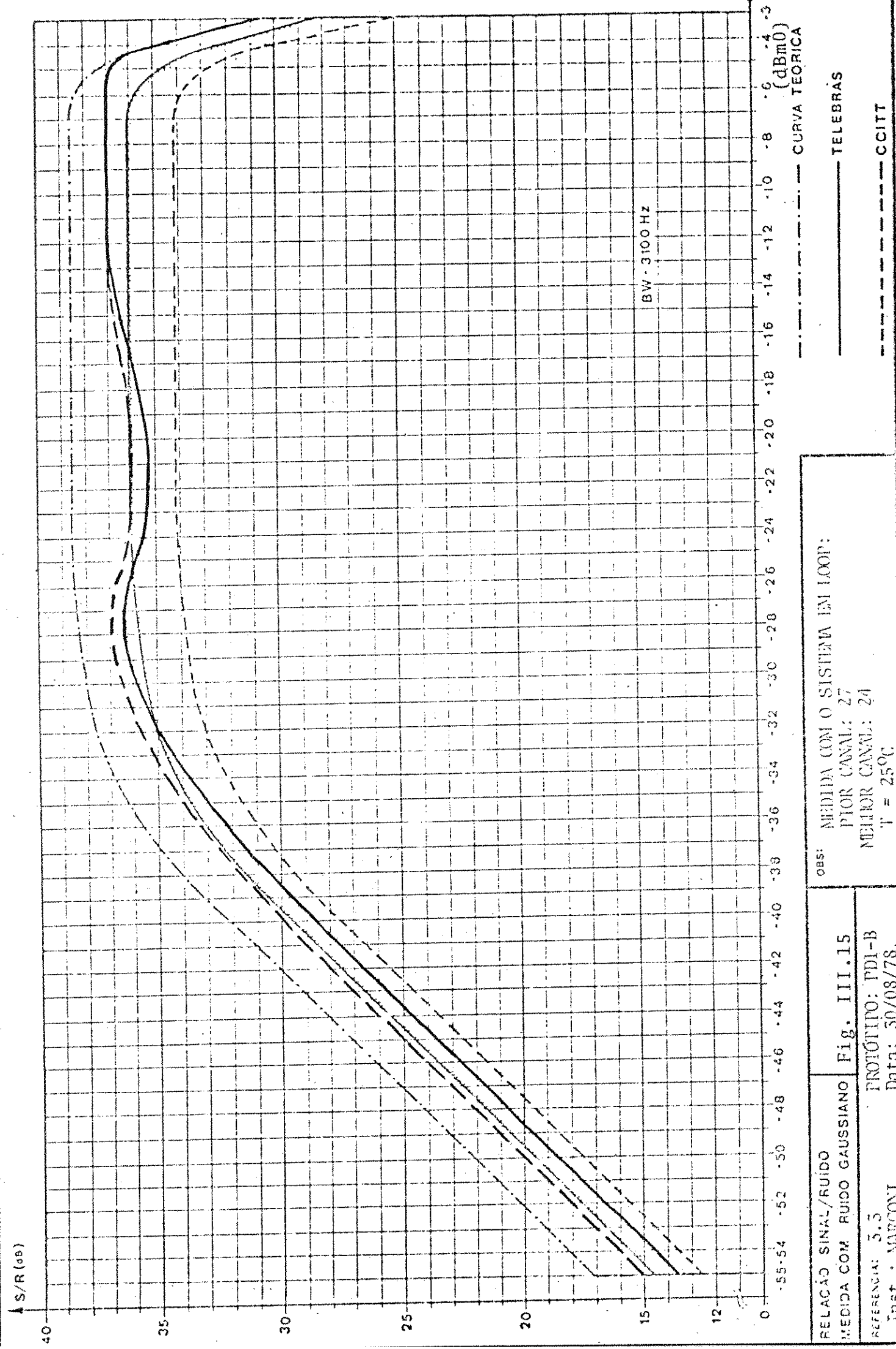
III.10.3.2 - Relação Sinal/Ruído

Foram feitas medidas nos 30 canais. O pior canal medido está no máximo 1dB abaixo da especificação da TELEBRÁS (ou 1dB acima da especificação da CCITT) para os níveis de entrada abaixo de -32dBm0 e entre -26 e -16dBm0, ficando acima destas especificações no restante da faixa. O melhor canal encontra-se acima da especificação da TELEBRÁS em toda a faixa. A média dos 30 canais fica .5dB abaixo desta especificação apenas em torno dos -20dBm0 e acima no restante da faixa (vide Figs.III.15 e III.16).

III.10.3.3 - Diafonia

Foram feitas medidas de diafonia $n \rightarrow n+1$, $n \rightarrow n+2$, $n \rightarrow n-1$ e $n \rightarrow n+15$ nos 30 canais, com o canal medido ativado por um sinal auxiliar de 320Hz/-40dBm0 (com exceção da medida $n \rightarrow n+15$). Um resumo das medidas encontra-se na tabela abaixo:

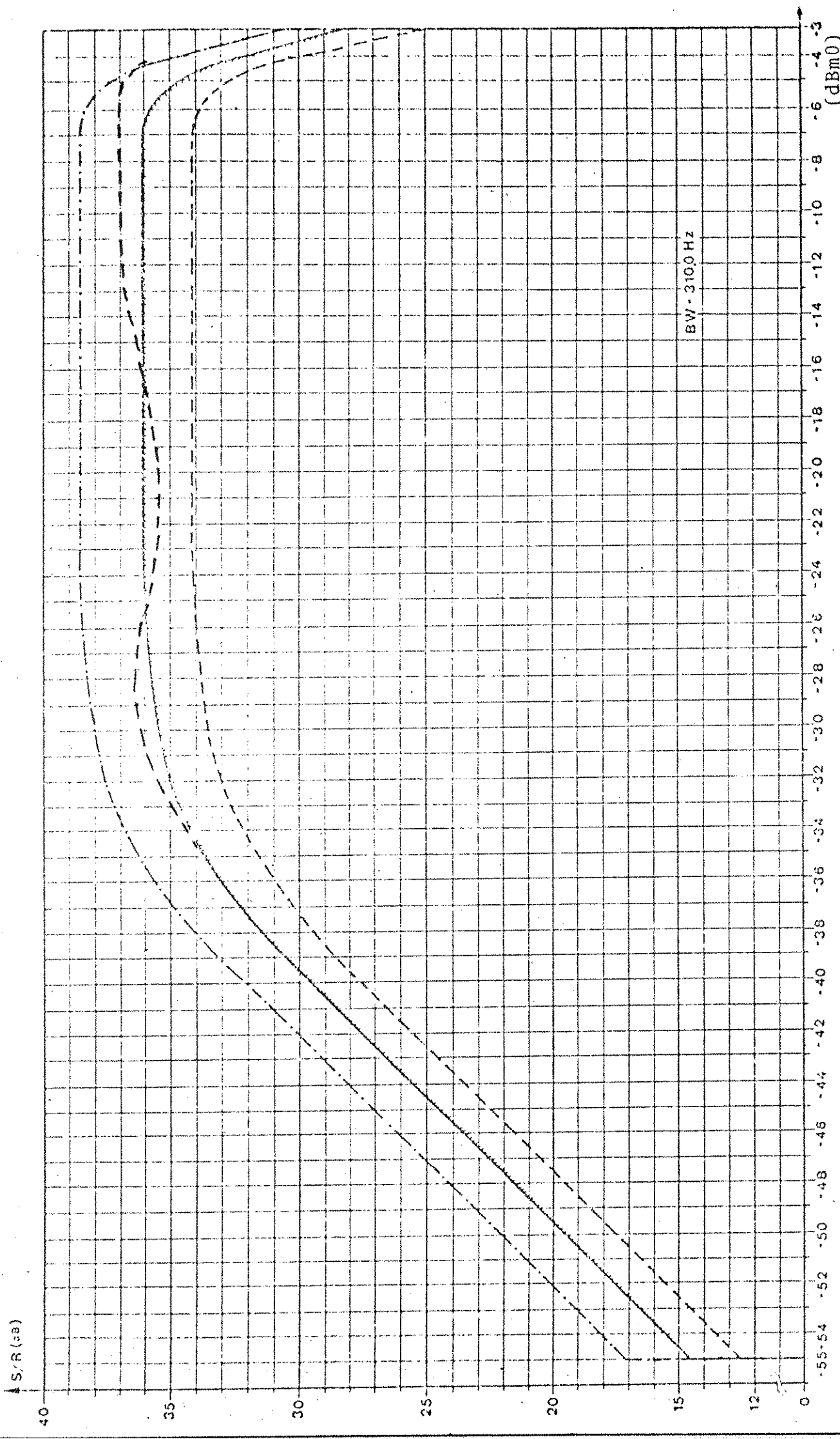
MODO	PIOR (dBm0)	MÉDIA (dBm0)	MELHOR (dBm0)	ESPECIFICAÇÃO (dBm0)	
				CCITT	TELEBRÁS
$n \rightarrow n+1$	-70,5	-73	-76,5	-65	-70
$n \rightarrow n+2$	-75,5	-78,2	-82,5	-65	-70
$n \rightarrow n-1$	-84	-86,2	-87	-65	-70
$n \rightarrow n+15$	-72	-74,8	-78,5	-65	-70



RELACÃO SINAL/RUIDO Fig. III.15
 MEDIDA COM RUIDO GAUSSIANO PROTÓTIPO: PDI-B
 REFERÊNCIA: 5.5 Data: 50/08/78.
 Inst.: MARCONI

OBSE: MEDIDA COM O SISTEMA EM LOOP:
 PIOR CANAL: 27
 MELHOR CANAL: 24
 T = 25°C

— TELEBRAS
 - - - CURVA TEORICA
 - · - CCITT

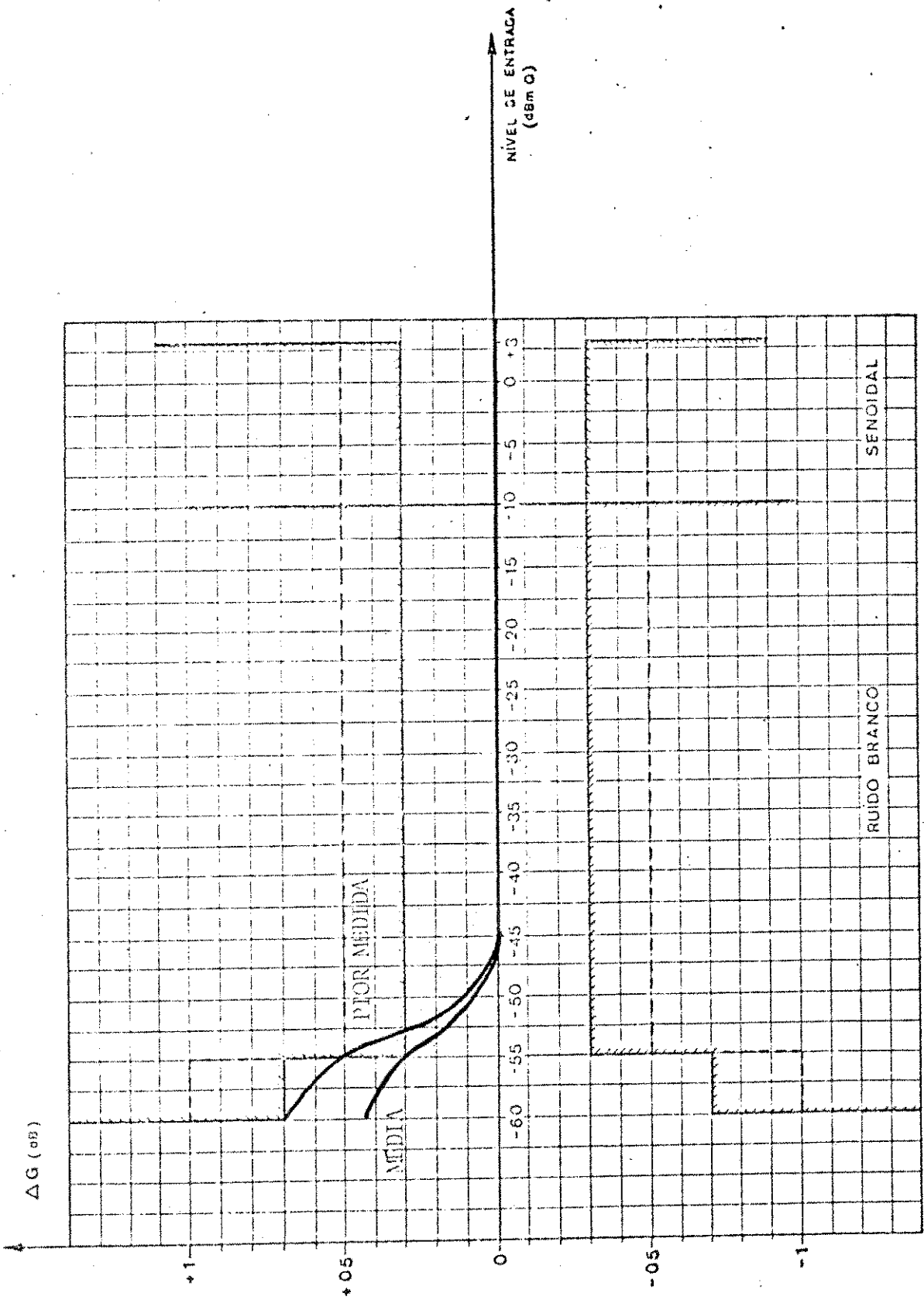


RELACÃO SINAL/RUIDO
 MEDIDA COM RUIDO GAUSSIANO
 REFERÊNCIA: 3.5
 Inst.: NARCONI

Fig. III.16
 PROTÓTIPO: PDI-B
 Data: 30/08/78

Obs: MEDIDA COM O SISTEMA EM LOOP:
 MÉDIA DAS MEDIDAS DOS 50 CANAIS
 T = 25°C

(dBm0)
 CURVA TEÓRICA
 TELEBRÁS
 CCITT



TELEBRÁS

CCITT

VARIACÃO DO GANHO COM O NIVEL DE ENTRADA	Obs: PIOR MEDIDA: CANAL 21	Fig. III.17
REFERENCIAL: 3.5	T = 25°C	
Inst.: W.G.	PROTÓTIPO: PDI-B	
	Data: 26/07/78	

O sistema encontra-se .5dB acima das especificações da TELEBRÁS para diafonia, 2dB acima para o caso $n \rightarrow n+15$ e 5.5dB para o caso $n \rightarrow n+2$. Em todos os casos as especificações da CCITT são superadas em pelo menos 5.5dB.

III.10.3.4 - Variação de Ganho com o Nível de Entrada

Foram feitas medidas nos 30 canais e constatado que o sistema atende à especificação da CCITT. A média das medidas atende também às especificações da TELEBRÁS, delas se afastando apenas na pior medida, em torno de -55dBm0 (vide Fig. III.17).

III.11 - SUGESTÕES PARA SIMPLIFICAÇÃO E MELHORIA DO DESEMPENHO DO CODIFICADOR

III.11.1 - Introdução

O codificador não linear por aproximação sucessiva e ganho 1:16 mostrado nas Figs. III.9 (COA) e III.12 (COD), possui alguns pontos que podem ser modificados na tentativa de se simplificar o circuito, diminuir o consumo de corrente, diminuir o espaço físico ocupado (no momento, dois cartões completos) e facilitar o ajuste.

As sugestões e diagramas dados a seguir ainda não foram testados, mas existe viabilidade técnica para o funcionamento.

III.11.2 - Eliminação de um Retificador

Observando-se o diagrama em blocos da Fig. III.17 ou o diagrama esquemático do cartão COA (Fig. III.9), nota-se que os dois retificadores são exatamente iguais e a comutação do ganho 1:16 é feita depois da retificação. Se o retificador for suficientemente rápido, pode-se fazer a comutação de ganho antes da retificação, conforme se vê na Fig. III.18.

Com essa configuração, diminuem-se dois amplificadores operacionais e, conseqüentemente, diminuem-se também dois ajustes de off-set.

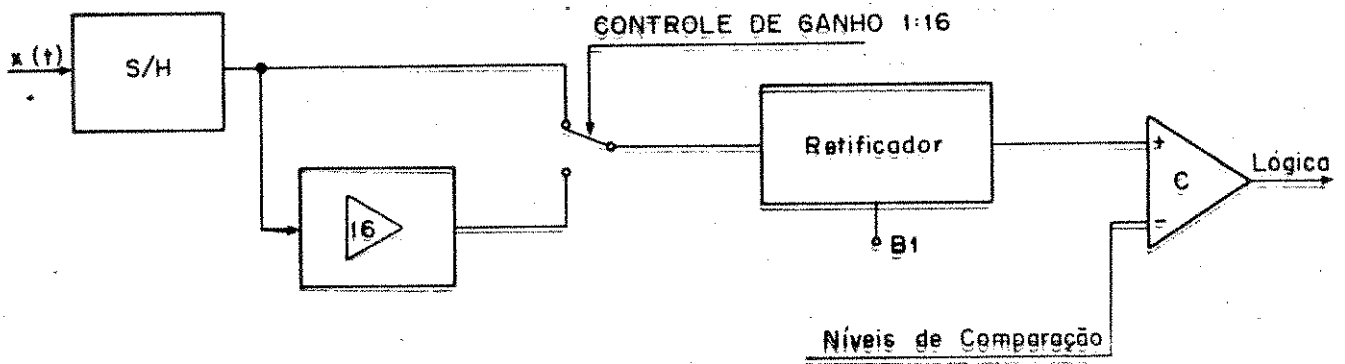


Fig. III.18 - Codificador com Retificador depois da Comutação de Ganho.

III.11.3 - Uso de Níveis Bipolares

O processamento do sinal durante a codificação não é muito bom, pois vão se acumulando off-sets e ruídos inerentes aos amplificadores operacionais.

Para o codificador em estudo, pode-se trabalhar com níveis bipolares, em vez de se trabalhar com sinais retificados. As Figs. III.19 e III.20 mostram as duas opções para a eliminação do retificador.

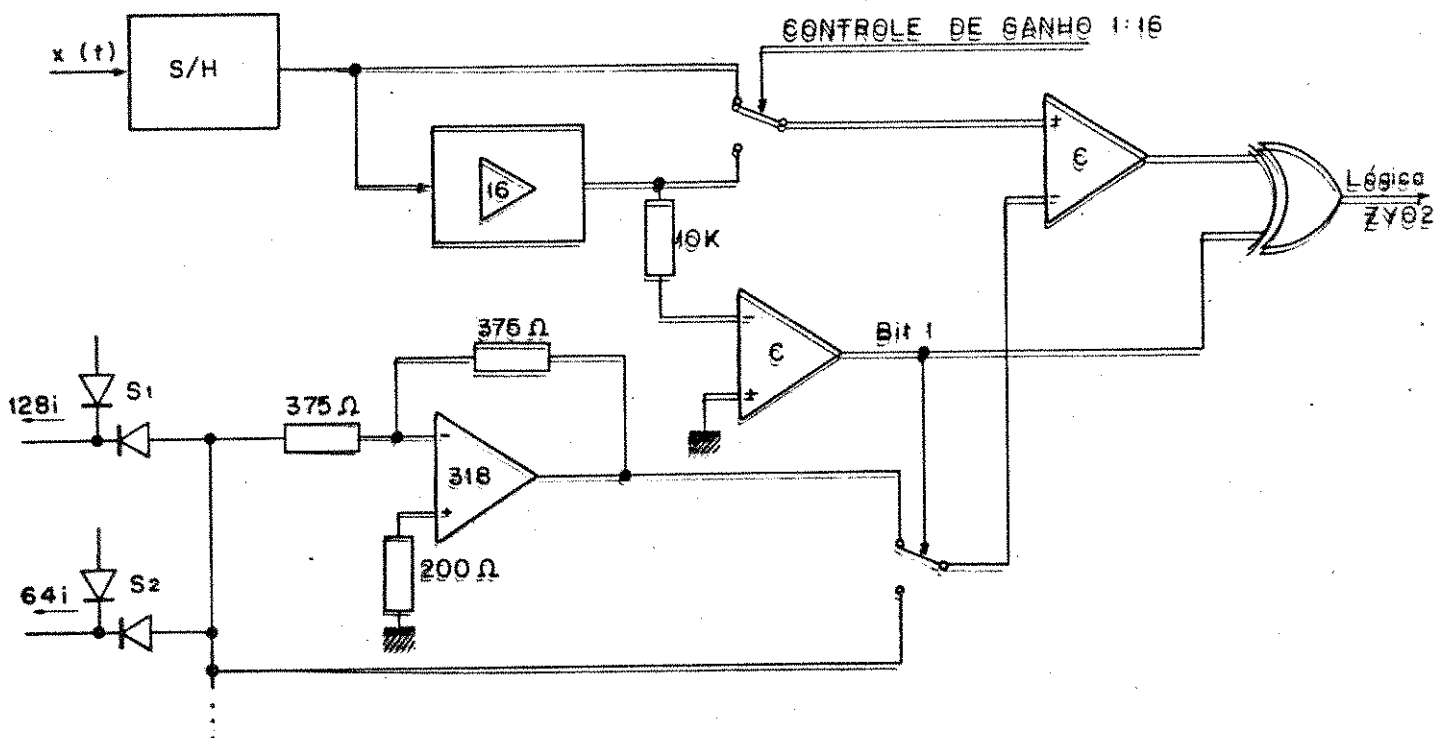


Fig. III.19 - Codificador com níveis de comparação bipolar (comutação analógica)

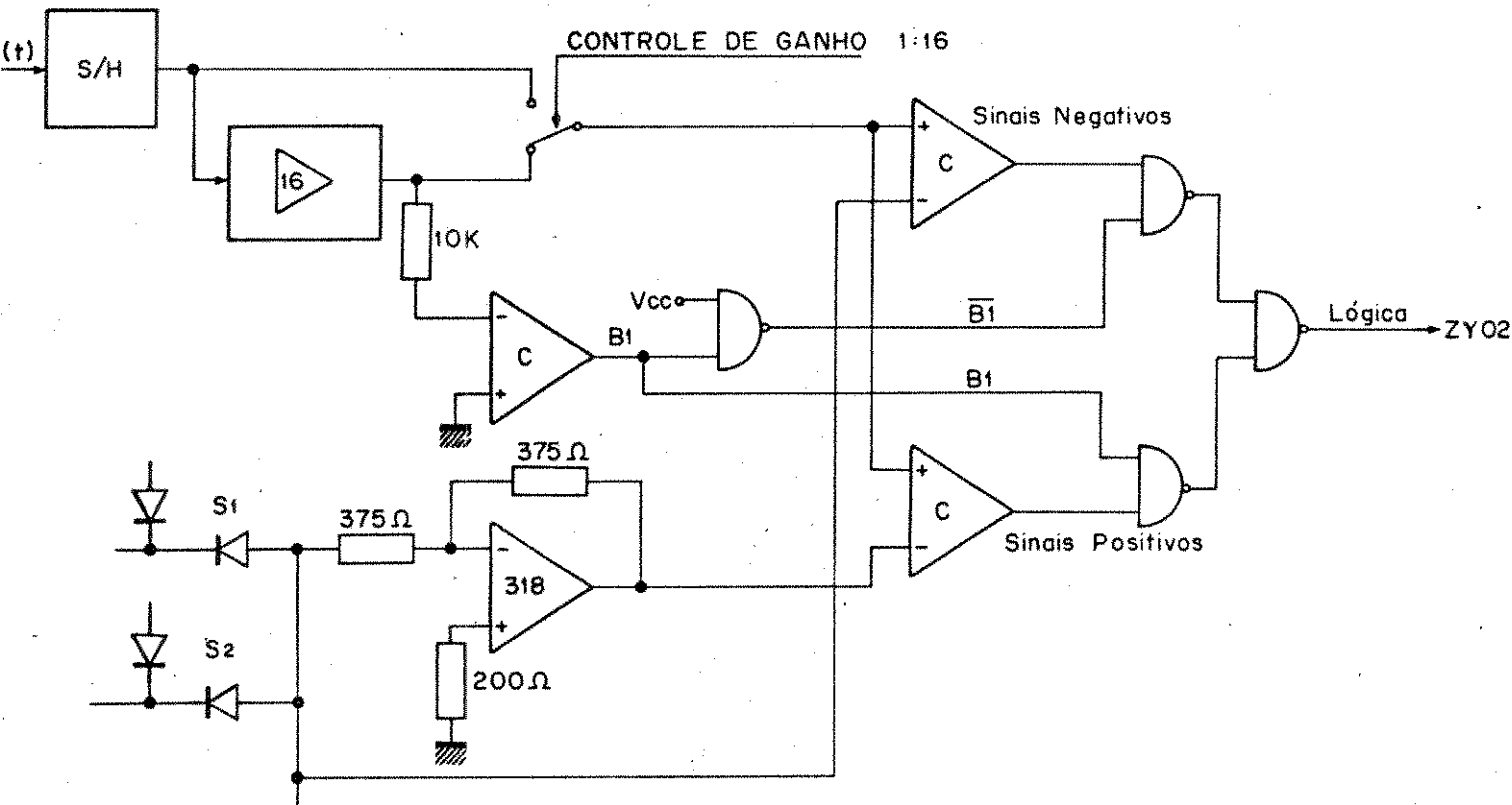


Fig. III.20 - Codificador com níveis de codificação bipolar (comutação digital)

Os níveis de comparação bipolares são conseguidos com a inversão dos níveis produzidos pelas fontes de corrente. O resistor de soma de correntes é o próprio resistor do inversor.

O circuito da Fig. III.19 apresenta como vantagem principal, a utilização de um só comparador de níveis. A comutação é analógica e pode ser usado o mesmo "chip" da chave de comutação de ganho 1:16. Com esta configuração, há uma redução de três Op. Amps., nove resistores de precisão e quatro diodos. No cartão COD é acrescentado um "gate" de lógica.

O circuito da Fig. III.20 apresenta como vantagem a comutação digital dos níveis, mas o circuito necessita de um comparador a mais do que o circuito da Fig. III.19.

III.11.4 - Uso de Conversor Digital-Analógico linear integrado

O conversor D/A usado na implementação do codificador atendeu às exigências de velocidade e precisão, mas apresenta a desvantagem de necessitar muitos componentes, e também de necessitar a conversão de níveis TTL da lógica, em níveis adequados às chaves.

Pode-se simplificar o circuito usando-se fontes de corrente mais simples e que possam ser comutadas diretamente com níveis TTL.

Usando-se um conversor D/A linear de 8 bits integrado, há uma simplificação significativa do "Lay-out" e ainda uma diminuição do consumo de corrente.

Os conversores D/A lineares de 8 bits de alta velocidade já se encontram disponíveis em forma de circuito integrado a preços acessíveis.

III.11.5 - Uso de Técnica LSI na Lógica

Muitas funções lógicas do cartão COD podem ser substituídas convenientemente por "chips" de integração em larga escala (LSI), ou mesmo serem substituídas por um ROM (Ready Only Memory) especialmente programado.

A integração em um só "chip" de toda lógica não é muito conveniente devido aos altos custos de projeto do "chip".

III.11.6 - Eliminação do Circuito Sample-Hold

Com o circuito Sample-Hold na entrada do codificador, o nível codificado é o nível que o sinal possuía no início da codificação (vide Fig. III.1). Se o circuito Sample-Hold for retirado e o codificador tiver a capacidade de seguir o sinal, o nível codificado é então o nível do sinal no fim da codificação. Neste caso, existe somente um deslocamento do instante de amostragem. Como o deslocamento será igual a todas as amostras, não será introduzido nenhum ruído adicional.

Como o codificador em estudo não tem a capacidade de

sempre codificar o sinal com o nível do fim da codificação, será introduzido então um ruído de quantização adicional. Este ruído ainda não é bem conhecido teoricamente, e o mesmo depende da lógica do codificador, tempo usado para codificação da amostra, potência do sinal e, principalmente, da frequência do sinal.

Sabe-se na prática que o ruído adicional não é muito significativo quando se mede a Relação Sinal/Ruído com sinais gaussianos de faixa entre 350 e 550Hz. Para esta faixa, o ruído adicional pode mesmo ser menor que o próprio ruído intrínseco ao circuito Sample-Hold.

O circuito Sample-Hold apresentado no Capítulo III.1 não pode ser retirado por completo, pois parte do circuito serve para zerar a amostra anterior, e com isto diminuir a diafonia entre os canais $n \rightarrow n+1$.

III.12 - CONCLUSÃO FINAL

O codificador implementado mostrou-se viável à industrialização, pois atende às especificações e pode ser implementado com componentes de baixo custo e facilmente encontrados.

O "Lay-out" do cartão COA mostrou-se bem crítico, principalmente no que se diz respeito à distribuição de terra analógico e digital.

Com algumas das mudanças sugeridas no item anterior, pode-se implementar o codificador num só cartão de 110 x 171mm. Com circuitos digitais e analógicos no mesmo cartão deve-se separá-los adequadamente para evitar acoplamentos eletro-magnéticos.

CAPÍTULO IV

ESTUDO DA RELAÇÃO SINAL-RUÍDO (S/R) E

SIMULAÇÃO DE ERROS NO CODIFICADOR IMPLEMENTADO

IV.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, o estudo do ruído de quantização em sistemas MCP de 30 canais será dividido em duas partes: primeiro para sinais senoidais e, posteriormente, para sinais gaussianos.

O cálculo teórico da relação sinal-ruído é desenvolvido para qualquer tipo de codificador-decodificador que obedeça a mesma lei de compressão.

Por motivos práticos, será estudada somente a relação sinal-ruído de sistemas CODEC (Codificador/Decodificador) que utilizam a lei de compressão $A = 87,6$, aproximada por 13 segmentos de reta (vide Cap. I deste trabalho).

Em uma segunda etapa, será feito um cálculo exato da degradação da relação sinal-ruído quando o codificador não é ideal.

IV.2 - CÁLCULO DO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO E RELAÇÃO SINAL-RUÍDO DEVIDO AO ERRO DE QUANTIZAÇÃO PARA UM SINAL SENOIDAL

Em um sistema Codificador-Decodificador (CODEC) ideal (Fig. IV.1) tem-se:

$$y(t) = x(t) + \varepsilon(t) \quad \text{IV.1}$$

onde: $x(t)$ é o sinal de entrada do sistema
 $\varepsilon(t)$ é o erro de quantização
 $y(t)$ é o sinal quantizado resultante na saída do sistema

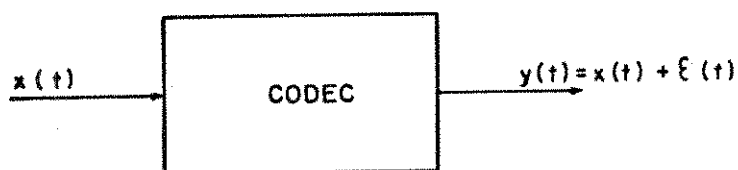


Fig. IV.1 - Diagrama do Sistema Codificador-
Decodificador

Pela função de transferência do sistema CODEC (Fig. IV.2) conclue-se que:

$$y(t) = D_K \quad \text{se} \quad C_K \leq x(t) < C_{K+1} \quad \text{IV.2}$$

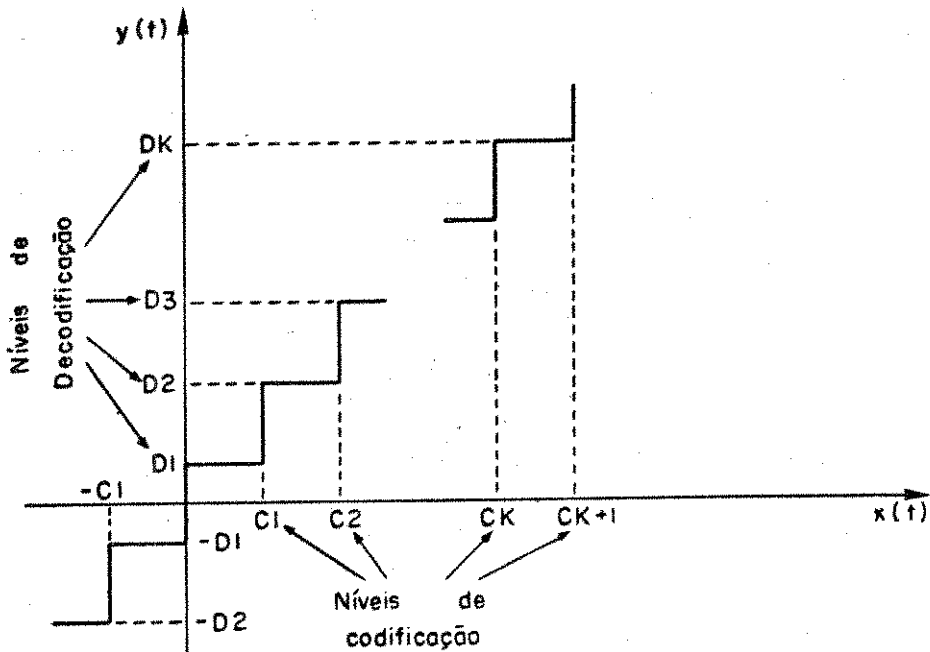


Fig. IV.2 - Função de transferência do sistema CODEC.

Quantizando-se um sinal senoidal (Fig. IV.3), pode-se definir:

$$a \sin t_K = C_K \quad \text{IV.3a}$$

$$e \quad t_K = \arcsen C_K/a \quad \text{IV.3b}$$

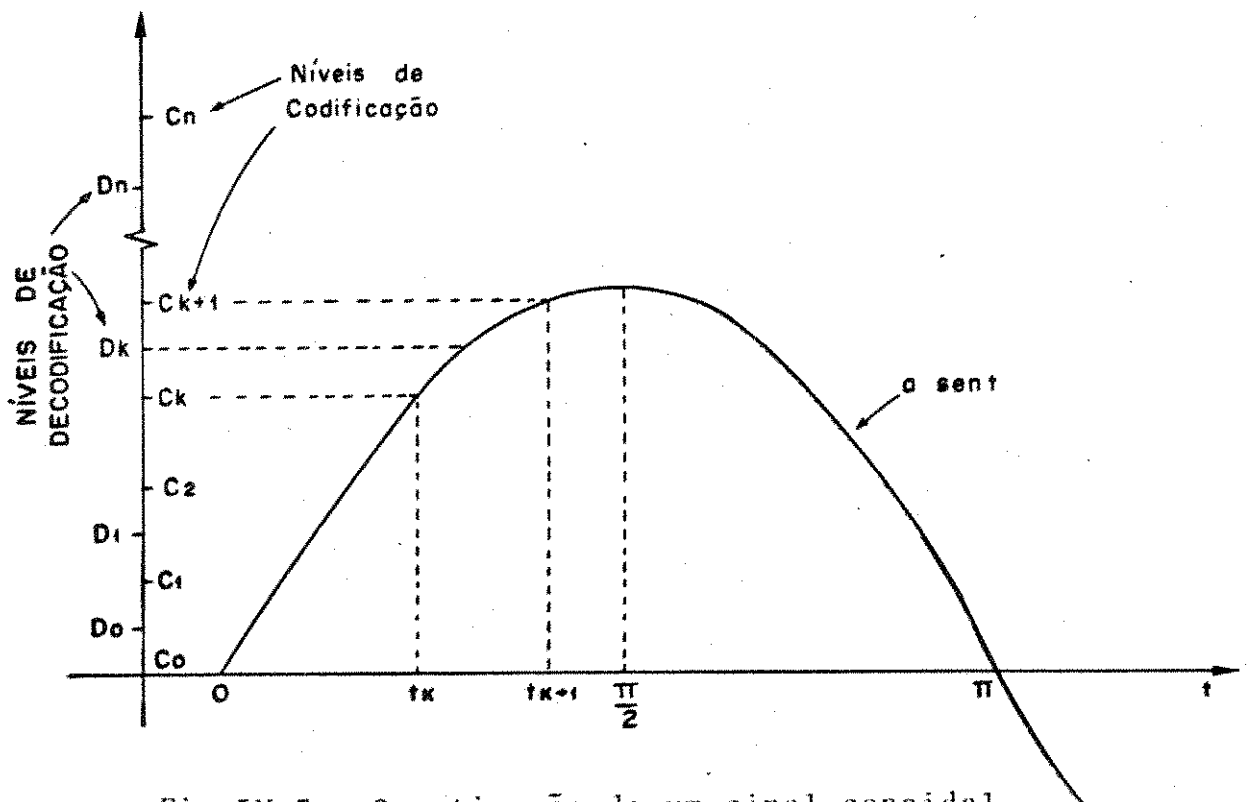


Fig. IV.3 - Quantização de um sinal senoidal

O erro de quantização no intervalo t_K, t_{K+1} é então de

finido:

$$\epsilon_{K,K+1} = D_K - a \operatorname{sen} t \quad t_K \leq t < t_{K+1} \quad \text{IV.4}$$

O erro quadrático é definido como:

$$\epsilon_{K,K+1}^2 = (D_K - a \operatorname{sen} t)^2 \quad t_K \leq t < t_{K+1} \quad \text{IV.5}$$

O erro quadrático médio é a integral de 0 a 2π do erro quadrático. Por simetria pode-se integrar de 0 a $\pi/2$

$$\overline{\epsilon^2} = 2/\pi \int_0^{\pi/2} \epsilon^2 dt \quad \text{IV.6}$$

Desenvolvendo-se a eq. IV.6 em intervalos de quantização tem-se:

$$\overline{\epsilon^2} = 2/\pi \left\{ \int_{\arcsen(C_0/a)}^{\arcsen(C_1/a)} \epsilon_{0,1}^2 dt + \int_{\arcsen(C_1/a)}^{\arcsen(C_2/a)} \epsilon_{1,2}^2 dt + \dots + \int_{\arcsen(C_m/a)}^{\pi/2} \epsilon_{m,\pi/2}^2 dt \right\} \quad \text{IV.7}$$

onde m é o maior inteiro tal que $C_m \leq a$.

Colocando-se a eq. IV.7 em forma de um somatório tem-se:

$$\overline{\epsilon^2} = 2/\pi \left[\sum_{K=0}^{m-1} \int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} \epsilon_{K,K+1}^2 dt \right] + 2/\pi \int_{\arcsen(C_m/a)}^{\pi/2} \epsilon_{m,\pi/2}^2 dt \quad \text{IV.8}$$

a integral

$$\int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} \epsilon_{K,K+1}^2 dt = \int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} (a^2 \operatorname{sen}^2 t - 2a D_K \operatorname{sen} t + D_K^2) dt$$

como $\operatorname{sen}^2 t = 1/2 - 1/2 \cos 2t$

tem-se:

$$\int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} \epsilon_{K,K+1}^2 dt = \int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} \left[a^2/2 + D_K^2 - a^2/2 \cos 2t - 2a D_K \sen t \right] dt$$

$$= \left[(a^2/2 + D_K^2)t - a^2/2 \sen 2t/2 + 2a D_K \cos t \right]_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)}$$

como $\sen 2t = 2 \sen t \cos t$ e $\cos t = \sqrt{1 - \sen^2 t}$, tem-se:

$$\int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} \epsilon_{K,K+1}^2 dt = (a^2/2 + D_K^2) \left[\arcsen(C_{K+1}/a) - \arcsen(C_K/a) \right]$$

$$- a^2/2 \left[C_{K+1}/a \sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - C_K/a \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right]$$

$$+ 2a D_K \left[\sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right]$$

Aplicando o resultado acima na eq. IV.8, tem-se:

$$\overline{\epsilon^2} = 2/\pi \left\{ \sum_{K=0}^{m-1} \left[(a^2/2 + D_K^2) \left[\arcsen(C_{K+1}/a) - \arcsen(C_K/a) \right] \right. \right.$$

$$\left. - a^2/2 \left[C_{K+1}/a \sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - C_K/a \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right] \right.$$

$$\left. + 2a D_K \left[\sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right] \right\}$$

mais o último termo que é:

$$+ \left[(a^2/2 + D_m^2) \left[\pi/2 - \arcsen(C_m/a) \right] \right]$$

$$\left. \begin{aligned} & - a^2/2 [-C_m/a \sqrt{1 - (C_m/a)^2}] \\ & + 2a D_m [-\sqrt{1 - (C_m/a)^2}] \end{aligned} \right\} \quad \text{IV.9}$$

Fazendo-se as simplificações possíveis na eq. IV.9 tem-se:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} = 2/\pi & \left\{ a^2/2 \left[-\arcsen(C_0/a) + \pi/2 + C_0/a \sqrt{1 - (C_0/a)^2} \right] \right. \\ & + D_m^2 \left[\pi/2 - \arcsen(C_m/a) \right] - 2a D_m \sqrt{1 - (C_m/a)^2} \\ & + \sum_{K=0}^{m-1} \left[D_K^2 \left[\arcsen(C_{K+1}/a) - \arcsen(C_K/a) \right] \right. \\ & \left. \left. + 2a D_K \left[\sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right] \right] \right\} \quad \text{IV.10} \end{aligned}$$

Como para a lei de compressão $A = 87,6$ o valor de C_0 é igual a zero, pode-se simplificar a eq. IV.10. obtendo-se:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} = 2/\pi & \left\{ a^2\pi/4 + D_m^2 \left[\pi/2 - \arcsen(C_m/a) \right] - 2a D_m \sqrt{1 - (C_m/a)^2} \right. \\ & + \sum_{K=0}^{m-1} \left[D_K^2 \left[\arcsen(C_{K+1}/a) - \arcsen(C_K/a) \right] \right. \\ & \left. \left. + 2a D_K \left[\sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right] \right] \right\} \quad \text{IV.11} \end{aligned}$$

onde: $m =$ maior inteiro tal que $C_m \leq a$.

Para sinais senoidais a relação sinal-ruído é definida como:

$$S/R = 10 \log a^2 / (2 \overline{\epsilon^2}) \quad \text{IV.12}$$

Os resultados obtidos na eq. IV.11 e aplicados na eq. IV.12, representam a relação sinal-ruído total, não se levando em consideração a taxa de amostragem, nem a faixa do sinal e do ruído.

Nos sistemas PCM, o ruído de quantização está correlacionado com o sinal, e tem uma faixa muito mais ampla que o sinal amostrado e quantizado {9}.

Como o sinal $x(t) = a \sin t$ é determinístico, o ruído de quantização possuirá frequências múltiplas de $x(t)$ (no caso, só harmônicas ímpares).

Pelo processo de "Folding", todas as frequências do ruído cairão dentro da faixa de áudio, que corresponde a metade da frequência de amostragem. Nesta faixa o espectro do ruído não será plano, e sim, constituído de infinitas raias com diferentes amplitudes.

Alguns autores consideram a faixa de ruído mesmo para sinais senoidais, como sendo plana e consideram também que parte do ruído cai fora da faixa do filtro passa-faixa, colocado na saída do decodificador. O filtro do decodificador tem faixa de 300 a 3400Hz.

Se o ruído for considerado como plano e o filtro como ideal, uma parte do ruído será atenuado, e haverá uma melhora da relação sinal-ruído de:

$$10 \log \frac{4\text{KHz}}{3,1\text{KHz}} \approx 1,1\text{dB} \quad \text{IV.13}$$

A validade da eq. IV.13 é discutida com detalhes no Apêndice A1.

Considerando-se o ganho da relação sinal-ruído devido ao filtro, a relação sinal-ruído para sinais senoidais fica sendo:

$$S/R = 10 \log (a^2/2 \overline{e^2}) + 1,1\text{dB} \quad \text{IV.14}$$

A Fig. IV.4 mostra a relação sinal-ruído para sinais senoidais em função de potência do sinal (segundo eq. IV.12). Os valores de C_K e D_K encontram-se na Tabela IV.2.

NOTA: A potência máxima do sinal senoidal correspondendo a amplitude do último nível do codificador, é de +3,14dBm0 segundo normas da CCITT.

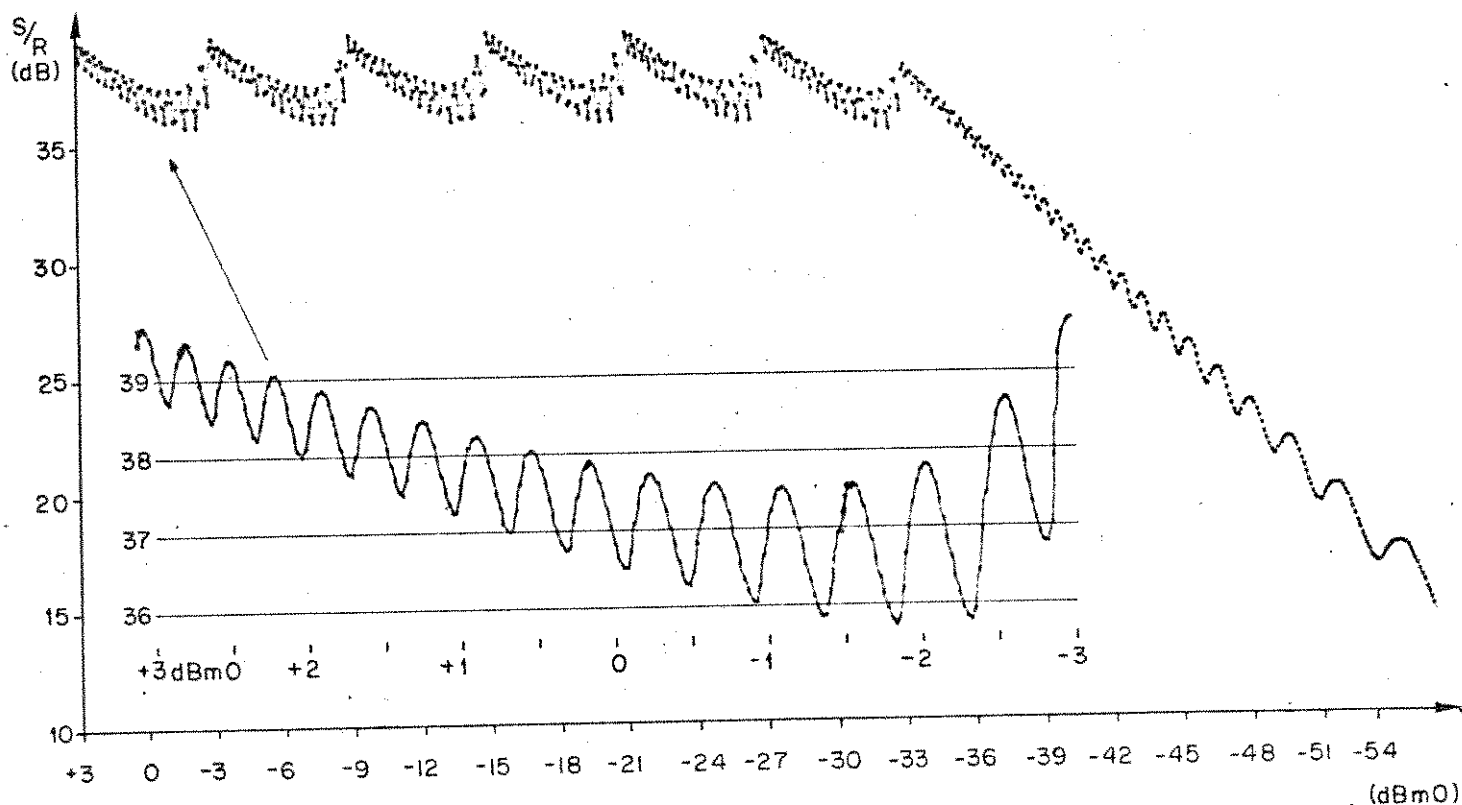


Fig. IV.4 - Relação sinal-ruído para sinais senoidais

As variações bruscas da relação sinal-ruído para sinais senoidais, devem-se ao fato de que o topo da senóide contribui com parcela significativa do ruído de quantização. Pequenas variações na amplitude da senóide, provocam grandes variações do ruído de quantização (~1 a ~3dB como mostrado no detalhe da Fig. IV.4). O ruído é maior quando o topo da senóide está um pouco acima do limiar de decisão e é menor quando o topo da senóide está um pouco abaixo do limiar de decisão.

IV.3 - CÁLCULO DA RELAÇÃO SINAL-RUÍDO MENSURÁVEL PARA SINAIS SENOIDAIS

No cálculo da relação sinal-ruído do item anterior, considerou-se como ruído todas as raia do espectro do ruído, inclusive a raia que tem a mesma frequência que o sinal.

Para cálculos práticos, deve-se considerar também a forma de medição, e quanto cada raia do espectro do ruído influi no ruído total.

Já se sabe que o ruído está correlacionado com o sinal, portanto possui uma raia com a mesma frequência do sinal. Esta raia de mesma frequência do sinal não é considerada como ruído pelos aparelhos convencionais de medição, cujo princípio de funcionamento está esquematizado na Fig. IV.5 [11].

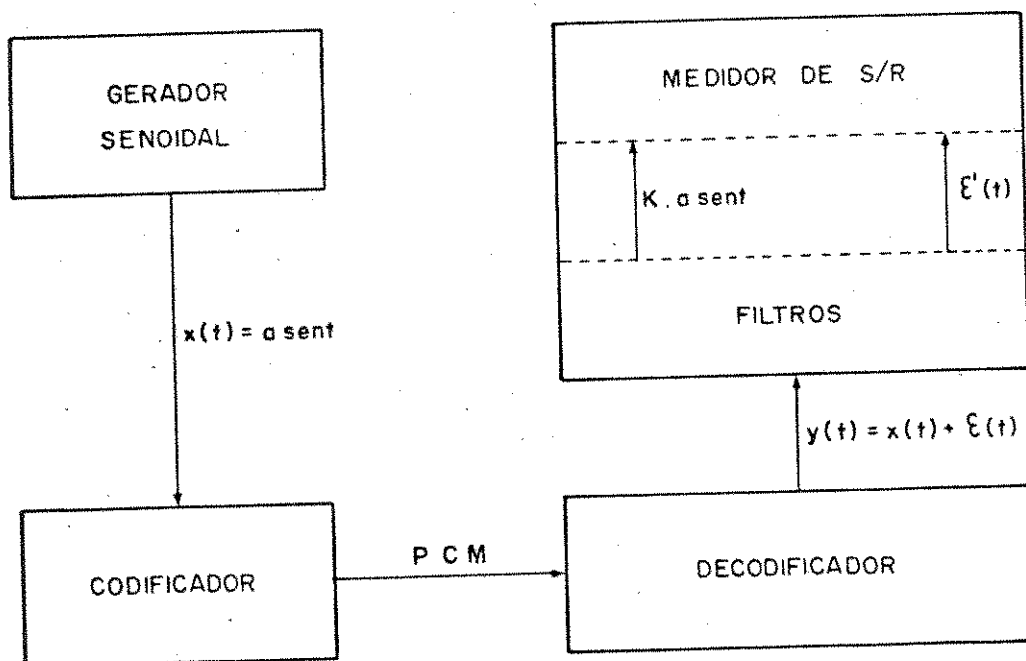


Fig. IV.5 - Princípio de funcionamento dos medidores de relação sinal-ruído

O sinal $x(t) = a \sin t$ depois de codificado e decodificado, transforma-se em $a \sin t + \epsilon(t)$, e este é enviado ao medidor de relação sinal-ruído. Na entrada do medidor, existem filtros que separam o sinal do ruído, para posteriormente, compará-

-los adequadamente. Como existe uma componente do ruído na mesma frequência do sinal, esta será acrescentada ao sinal e retirada do ruído. Depois dos filtros, o sinal $a \sin t + \epsilon(t)$ transforma-se em $K a \sin t + \epsilon'(t)$, ou seja, o sinal $a \sin t$ será ampliado ou atenuado por uma constante K que depende da amplitude do sinal. O ruído de quantização será também menor devido a falta de uma raia no seu espectro.

Como os sistemas PCM obedecem especificações bem rígidas, tanto para ganho do sistema, como para relação sinal-ruído, é de interesse o conhecimento destes parâmetros em relação a potência (amplitude) do sinal.

Neste trabalho, será estudada somente a influência da raia com a mesma frequência que o sinal. Outras raias que pelo processo de "Folding" caem na faixa de medição do aparelho (350Hz a 550Hz) não serão consideradas aqui, por não influenciarem no cálculo. A validade de se desprezar outras raias, será discutida com detalhes no Apêndice A1.

Seguindo o procedimento anterior, isto é, supondo-se um sistema ideal (Fig. IV.1) onde:

$$y(t) = a \sin t + \epsilon(t)$$

$$\text{ou então: } y(t) = K a \sin t + \epsilon'(t) \quad \text{IV.15}$$

Consegue-se o valor de K multiplicando-se ambos os termos da eq. IV.15 por $\sin t$ e integrando-se de 0 a 2π .

$$\int_0^{2\pi} y(t) \sin t \, dt = \int_0^{2\pi} K a \sin^2 t \, dt + \int_0^{2\pi} \epsilon'(t) \sin t \, dt \quad \text{IV.16}$$

Como $\epsilon'(t)$ não contém nenhum termo com a mesma frequência que $\sin t$, então $\epsilon'(t)$ e $\sin t$ são ortogonais, portanto a integral

$$\int_0^{2\pi} \epsilon'(t) \sin t \, dt = 0 \quad \text{IV.17}$$

e a integral

$$K a \int_0^{2\pi} \sin^2 t \, dt = K a \pi \quad \text{IV.18}$$

Aplicando-se os resultados da eq. IV.17 e eq. IV.18 na eq. IV.16, e integrando-se somente de 0 a $\pi/2$ tem-se:

$$K = 4/\pi a \int_0^{\pi/2} y(t) \sin t \, dt \quad \text{IV.19}$$

onde $y(t) = D_K$ para $C_K \leq a \sin t < C_{K+1}$ IV.20

da eq. IV.19 e eq. IV.20 tem-se:

$$K = 4/\pi a \left\{ \sum_{K=0}^{m-1} \int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} D_K \sin t \, dt + \int_{\arcsen(C_m/a)}^{\pi/2} D_m \sin t \, dt \right\} \quad \text{IV.21}$$

Resolvendo-se as integrais tem-se:

$$K = 4/\pi a \left\{ \sum_{K=0}^{m-1} \left[D_K \left[\sqrt{1 - (C_K/a)^2} - \sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} \right] \right] + D_m \sqrt{1 - (C_m/a)^2} \right\} \quad \text{IV.22}$$

Conhecendo-se K da eq. IV.22, existem duas formas básicas de se obter a relação sinal-ruído mensurável.

A primeira delas, é subtrair do ruído a componente da mesma frequência do sinal, e acrescentá-la ao sinal:

$$S/R_{(M)} = 10 \log \left[\frac{K^2 a^2 1}{2 \epsilon^2 - \frac{|(1-K) \cdot a|^2}{2}} \right] \quad \text{IV.23}$$

A segunda forma de se calcular a relação sinal-ruído mensurável, é de, no cálculo do erro quadrático médio, multipli

car o valor da amplitude do sinal pela constante K. Os limites de integração permanecem os mesmos, pois estes são definidos pelo sinal de entrada do sistema. Desta forma o erro quadrático médio mensurável fica sendo:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2}_{(M)} = 2/\pi \left\{ (K a)^2 \pi/4 + D_m^2 \left[\pi/2 - \arcsen(C_m/a) \right] - 2 K a D_m \sqrt{1 - (C_m/a)^2} \right. \\ + \sum_{K=0}^{m-1} \left[D_K^2 \left[\arcsen(C_{K+1}/a) - \arcsen(C_K/a) \right] \right. \\ \left. \left. + 2 K a D_K \left[\sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C_K/a)^2} \right] \right] \right\} \quad \text{IV.24} \end{aligned}$$

Usando-se a eq. IV.24 a relação sinal-ruído mensurável fica sendo:

$$S/R_{(M)} = 10 \log \frac{K^2 a^2}{2 \overline{\epsilon^2}_{(M)}} \quad \text{IV.25}$$

A Fig. IV.6 mostra a diferença (degradação) entre a relação sinal-ruído teórico (eq. IV.12) e a relação sinal-ruído mensurável (eq. IV.25). Nota-se que em regra geral a degradação é negativa, ou seja, há uma melhora da relação sinal-ruído.

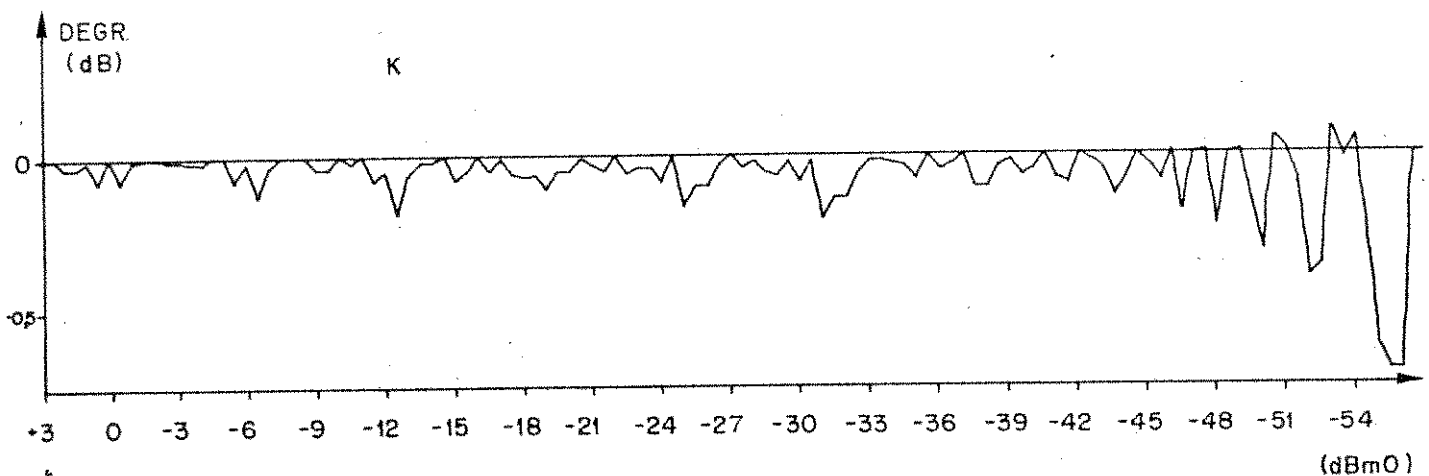
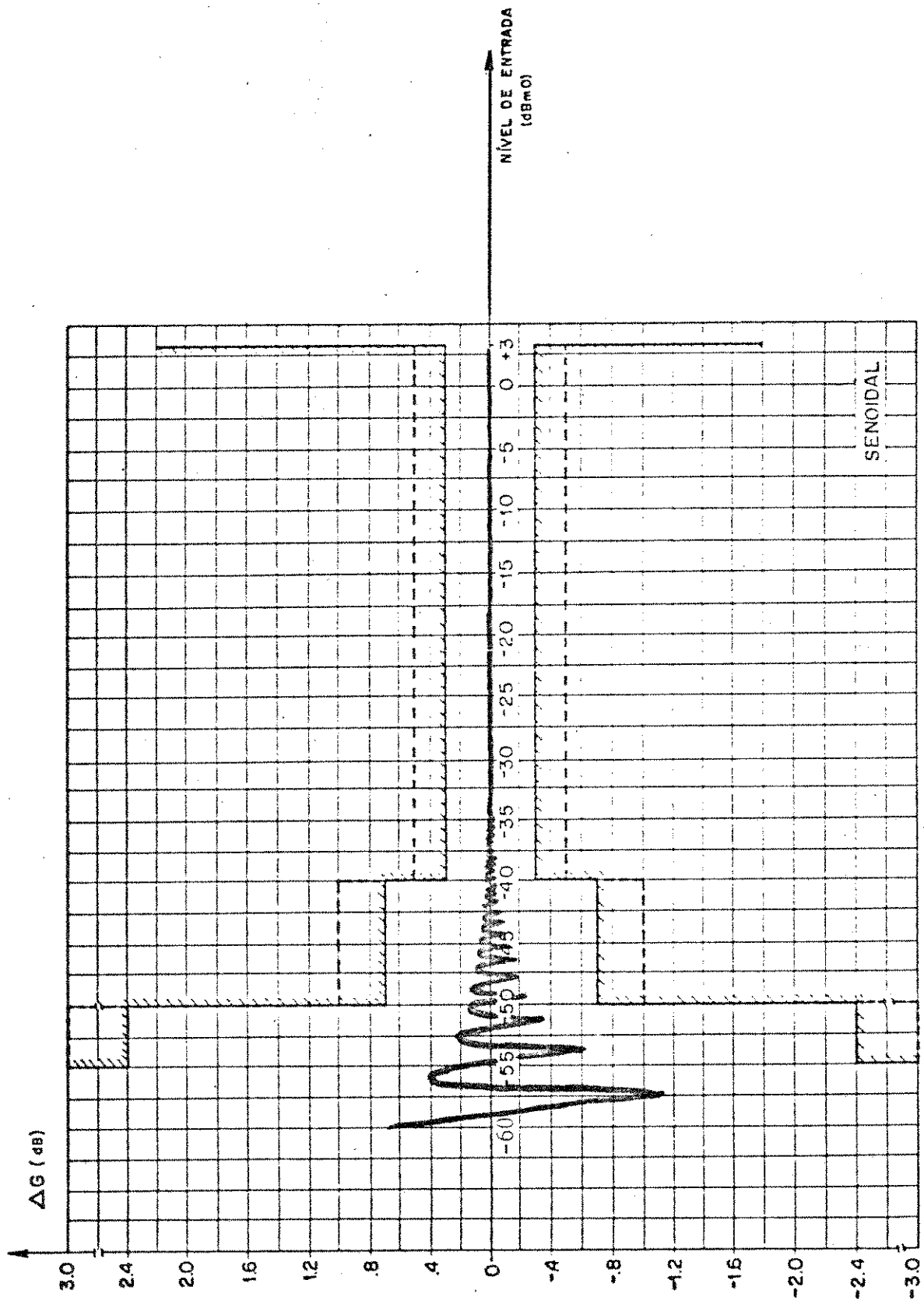


Fig. IV.6 - Degradação da relação sinal-ruído considerando a componente do ruído com a mesma frequência do sinal

AMPLITUDE	ATENUAÇÃO	POT. RUÍDO	S/R(M)	DEGRADAÇÃO	K	GANHO
(2015.255)	(3.0)	(227.9795)	(39.503)	(-0.03)	(1.001)	(0.006)
(1796.098)	(2.0)	(254.2252)	(37.957)	(-0.00)	(1.000)	(0.000)
(1609.774)	(1.0)	(237.9558)	(37.295)	(-0.03)	(0.999)	(-0.012)
(1526.691)	(0.0)	(209.2418)	(37.076)	(-0.02)	(1.002)	(0.015)
(1471.549)	(-1.0)	(155.6432)	(37.054)	(-0.08)	(0.995)	(-0.016)
(1133.261)	(-2.0)	(108.3273)	(37.729)	(0.00)	(1.000)	(-0.000)
(1010.920)	(-3.0)	(55.9335)	(39.004)	(-0.01)	(1.000)	(0.004)
(909.181)	(-4.0)	(63.7552)	(38.037)	(-0.02)	(1.001)	(0.006)
(802.287)	(-5.0)	(61.0732)	(37.220)	(-0.00)	(1.000)	(0.002)
(715.039)	(-6.0)	(48.2713)	(37.254)	(-0.00)	(1.002)	(0.015)
(637.280)	(-7.0)	(41.7881)	(36.842)	(-0.13)	(0.997)	(-0.024)
(567.976)	(-8.0)	(27.9074)	(37.514)	(-0.00)	(0.999)	(-0.005)
(506.209)	(-9.0)	(13.8715)	(39.655)	(-0.00)	(1.000)	(0.001)
(451.159)	(-10.0)	(15.5064)	(38.180)	(-0.04)	(1.001)	(0.009)
(402.096)	(-11.0)	(15.0572)	(37.306)	(-0.03)	(1.001)	(0.003)
(358.369)	(-12.0)	(11.6661)	(37.422)	(-0.00)	(1.002)	(0.014)
(319.396)	(-13.0)	(11.0844)	(36.600)	(-0.19)	(0.997)	(-0.029)
(284.662)	(-14.0)	(7.2650)	(37.451)	(-0.02)	(0.999)	(-0.010)
(253.796)	(-15.0)	(3.4843)	(39.648)	(0.00)	(1.000)	(-0.002)
(226.115)	(-16.0)	(3.7445)	(38.347)	(-0.05)	(1.001)	(0.010)
(201.525)	(-17.0)	(3.6658)	(37.346)	(-0.05)	(1.001)	(0.011)
(174.510)	(-18.0)	(2.8326)	(37.567)	(-0.00)	(1.001)	(0.012)
(167.977)	(-19.0)	(3.6033)	(36.147)	(-0.00)	(0.995)	(-0.015)
(142.669)	(-20.0)	(1.9121)	(37.246)	(-0.05)	(0.995)	(-0.015)
(127.154)	(-21.0)	(0.3930)	(39.559)	(-0.01)	(0.999)	(-0.008)
(113.326)	(-22.0)	(0.9109)	(36.134)	(-0.05)	(1.001)	(0.010)
(101.904)	(-23.0)	(0.5826)	(37.582)	(-0.00)	(1.001)	(0.012)
(90.318)	(-24.0)	(0.5977)	(37.543)	(-0.00)	(1.001)	(0.010)
(80.229)	(-25.0)	(0.6147)	(35.967)	(-0.00)	(1.000)	(0.001)
(71.504)	(-26.0)	(0.5151)	(36.937)	(-0.10)	(0.995)	(-0.021)
(63.728)	(-27.0)	(0.2409)	(39.218)	(-0.01)	(0.999)	(-0.010)
(56.796)	(-28.0)	(0.2315)	(38.440)	(-0.04)	(1.001)	(0.009)
(50.621)	(-29.0)	(0.2282)	(37.505)	(-0.00)	(1.001)	(0.012)
(45.116)	(-30.0)	(0.1859)	(37.391)	(-0.02)	(1.001)	(0.007)
(40.210)	(-31.0)	(0.2136)	(35.685)	(-0.02)	(1.001)	(0.009)
(35.237)	(-32.0)	(0.1554)	(36.135)	(-0.10)	(0.997)	(-0.027)
(31.940)	(-33.0)	(0.0838)	(37.831)	(-0.00)	(0.995)	(-0.014)
(28.466)	(-34.0)	(0.0801)	(37.048)	(-0.02)	(1.001)	(0.007)
(25.371)	(-35.0)	(0.0825)	(35.925)	(-0.00)	(1.001)	(0.011)
(22.612)	(-36.0)	(0.0774)	(35.193)	(-0.00)	(1.000)	(0.003)
(20.153)	(-37.0)	(0.0902)	(33.537)	(-0.03)	(1.001)	(0.011)
(17.961)	(-38.0)	(0.0844)	(32.775)	(-0.11)	(0.995)	(-0.037)
(16.005)	(-39.0)	(0.0809)	(31.507)	(-0.05)	(0.995)	(-0.031)
(14.267)	(-40.0)	(0.0864)	(30.736)	(-0.07)	(1.003)	(0.027)
(12.715)	(-41.0)	(0.0755)	(30.285)	(0.00)	(0.999)	(-0.010)
(11.333)	(-42.0)	(0.0834)	(28.902)	(-0.10)	(1.004)	(0.038)
(10.100)	(-43.0)	(0.0947)	(27.327)	(-0.02)	(1.002)	(0.016)
(9.002)	(-44.0)	(0.0837)	(26.498)	(-0.14)	(0.989)	(-0.097)
(8.023)	(-45.0)	(0.0947)	(25.261)	(0.00)	(0.994)	(-0.050)
(7.150)	(-46.0)	(0.0945)	(24.373)	(-0.09)	(1.006)	(0.052)
(6.373)	(-47.0)	(0.0895)	(24.105)	(-0.19)	(1.010)	(0.088)
(5.680)	(-48.0)	(0.0712)	(23.537)	(0.01)	(0.995)	(-0.014)
(5.062)	(-49.0)	(0.1001)	(21.066)	(0.00)	(0.999)	(-0.005)
(4.512)	(-50.0)	(0.0723)	(21.574)	(-0.10)	(1.011)	(0.091)
(4.021)	(-51.0)	(0.0934)	(18.996)	(0.05)	(0.953)	(-0.150)
(3.584)	(-52.0)	(0.0688)	(19.771)	(-0.09)	(1.008)	(0.069)
(3.194)	(-53.0)	(0.0950)	(17.510)	(-0.37)	(1.026)	(0.219)
(2.847)	(-54.0)	(0.0698)	(17.291)	(-0.02)	(0.961)	(-0.348)
(2.537)	(-55.0)	(0.0673)	(16.977)	(-0.27)	(1.021)	(0.180)
(2.261)	(-56.0)	(0.0831)	(15.044)	(-0.71)	(1.049)	(0.418)

Tab.IV.1 - Valores de S/R_(M), K, diferença entre S/R teórico e S/R mensurável (Degradação) em função da amplitude de sinal, segundo eq. IV.25.



———— TELEBRÁS
 - - - - - CCITT

obs: Valores calculados a partir da eq. IV.22

VARIAÇÃO DO GANHO COM O NÍVEL DE ENTRADA P/ SINAL SENOIDAL

FIG. IV.7

REFERENCIA: T2-4.5.1

A tabela IV.1 mostra os diferentes valores de K em função da amplitude do sinal. Nota-se que para -54dBm0, $K = 0,96$, o que implica que existe uma variação no ganho de $20 \log 0,96 = -0,35\text{dB}$ que é um valor relativamente grande, considerando-se que é uma variação teórica devido a componente do ruído com a mesma frequência do sinal.

A Fig. IV.7 mostra a variação do ganho para sinais senoidais em função da potência do sinal.

Devido a variação de ganho para sinais senoidais de pequenas amplitudes, a CCITT permite uma maior variação de ganho a partir de -40dBm0 como se pode ver na máscara da Fig. IV.7.

Nota-se que a variação de ganho plotada, é somente devido ao ruído com mesma frequência do sinal, não se considerando possíveis raias que pelo "Folding" venham cair na faixa do filtro medidor de relação sinal-ruído.

IV.4 - CÁLCULO DO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO E RELAÇÃO SINAL-RUÍDO DEVIDO AO ERRO DE QUANTIZAÇÃO PARA UM SINAL COM DISTRIBUIÇÃO GAUSSIANA

De maneira análoga ao item IV.2, pode-se definir também para sinais gaussianos os parâmetros de um sistema CODEC ideal (Fig. IV.1, eq. IV.1 e IV.2).

Se a variável $x(t)$ não for mais definida em função do tempo, e sim em função da sua função de densidade de probabilidade (Fig. IV.8), tem-se:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad \text{IV.26}$$

onde: σ^2 é a potência do sinal e

x é a amplitude do sinal

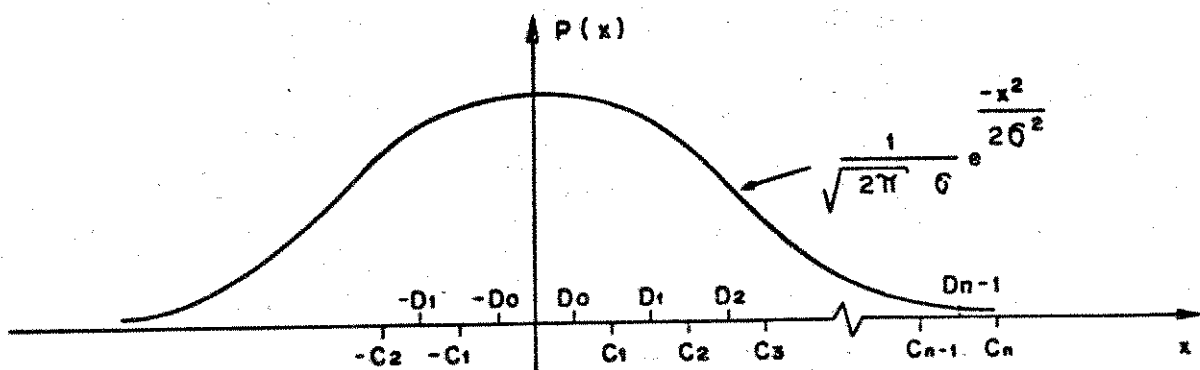


Fig. IV.8 - Função de densidade de probabilidade da distribuição gaussiana

O erro de quantização médio entre o intervalo C_K, C_{K+1} é então definido:

$$\epsilon_{K,K+1} = \int_{C_K}^{C_{K+1}} (D_K - x) p(x) dx \quad \text{IV.27}$$

O erro quadrático médio neste intervalo é:

$$\overline{\epsilon_{K,K+1}^2} = \int_{C_K}^{C_{K+1}} (D_K^2 - 2 D_K x + x^2) p(x) dx \quad \text{IV.28}$$

O erro quadrático médio total, $\overline{\epsilon^2}$, é a soma de todas as contribuições independentes de $\overline{\epsilon_{K,K+1}^2}$. Por simetria e pela Fig. IV.8 vê-se que:

$$\overline{\epsilon^2} = 2 \sum_{K=0}^{n-2} \overline{\epsilon_{K,K+1}^2} + 2 \overline{\epsilon_{n-1,\infty}^2} \quad \text{IV.29}$$

O último termo representa o ruído do intervalo mais alto do CODEC. Como o sinal a ser processado é gaussiano, todos os sinais que ocorrem com amplitude maior que C_{n-1} indo até infinito, são codificados com amplitude C_{n-1} e decodificados com amplitude de D_{n-1} .

Então:

$$\begin{aligned} \overline{\varepsilon^2} = & 2 \sum_{K=0}^{n-2} \int_{C_K}^{C_{K+1}} (D_K^2 - 2 D_K x + x^2) p(x) dx \\ & + 2 \int_{C_{n-1}}^{\infty} (D_{n-1}^2 - 2 D_{n-1} x + x^2) p(x) dx \end{aligned} \quad \text{IV.30}$$

onde: n é o número de níveis diferentes de zero definidos para uma polaridade do codificador. No codificador em estudo $n = 128$.

C_K , D_K são respectivamente os níveis definidos para a codificação e decodificação conforme a lei de compressão desejada (vide Tabela IV.2).

Resolvendo-se as integrais da eq. IV.30 por partes, tem

-se:

$$I_1 = \int_{C_K}^{C_{K+1}} D_K^2 p(x) dx = D_K^2 \int_{C_K}^{C_{K+1}} 1/(\sqrt{2\pi} \sigma) e^{-x^2/2\sigma^2} dx \quad \text{IV.31a}$$

como:
$$\int_{-\infty}^{C_K} 1/(\sqrt{2\pi} \sigma) e^{-x^2/2\sigma^2} dx = Q(C_K/\sigma) \quad \text{IV.31b}$$

então:
$$I_1 = D_K^2 [Q(C_{K+1}/\sigma) - Q(C_K/\sigma)] \quad \text{IV.31c}$$

e:
$$Q(\infty) = 1 \quad \text{IV.31d}$$

A função Q é conhecida como função erro e é determinada numericamente {15}.

A integral

$$I_2 = \int_{C_K}^{C_{K+1}} 2 D_K x p(x) dx = 2 D_K \int_{C_K}^{C_{K+1}} x/(\sqrt{2\pi} \sigma) e^{-x^2/2\sigma^2} dx \quad \text{IV.32a}$$

é calculada fazendo-se a seguinte mudança de variável:

$$x^2/2\sigma^2 = \xi,$$

o que resulta para a integral I_2 :

$$I_2 = 2 D_K \int_{C_K^2/2\sigma^2}^{C_{K+1}^2/2\sigma^2} \sigma^2/(\sqrt{2\pi} \sigma) e^{-\xi} d\xi \quad \text{IV.32b}$$

$$= 2 D_K \sigma/\sqrt{2\pi} (e^{-C_{K+1}^2/2\sigma^2} - e^{-C_K^2/2\sigma^2}) \quad \text{IV.32c}$$

A integral

$$\begin{aligned} I_3 &= 2 \sum_{K=0}^{n-2} \int_{C_K}^{C_{K+1}} x^2 p(x) dx + 2 \int_{C_{n-1}}^{\infty} x^2 p(x) dx = \\ &= 2 \sum_{K=0}^{\infty} \int_{C_K}^{C_{K+1}} x^2 p(x) dx = 2 \int_0^{\infty} x^2 p(x) dx = \sigma^2 \end{aligned} \quad \text{IV.33}$$

Aplicando os resultados das eq. IV.31, IV.32, IV.33 na eq. IV.30 tem-se:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} &= 2 \sum_{K=0}^{n-2} \left\{ D_K^2 [Q(C_{K+1}/\sigma) - Q(C_K/\sigma)] \right. \\ &\quad \left. - 2\sigma/\sqrt{2\pi} D_K \left[e^{-C_K^2/2\sigma^2} - e^{-C_{K+1}^2/2\sigma^2} \right] \right\} \\ &\quad + 2 D_{n-1}^2 [1 - Q(C_{n-1}/\sigma)] \\ &\quad - 4\sigma/\sqrt{2\pi} D_{n-1} e^{-C_{n-1}^2/2\sigma^2} + \sigma^2 \end{aligned} \quad \text{IV.34}$$

Usando a eq. IV.34 a relação sinal-ruído para sinais com distribuição gaussiana é:

$$S/R = 10 \log \sigma^2/\epsilon^2 \quad \text{IV.35}$$

O ruído de quantização para sinais gaussianos tem faixa extremamente larga, seu espectro cai lentamente para altas frequências [8,9]. Porém, como o ruído é amostrado a uma frequência de 8KHz, e devido ao fenômeno de "Folding", toda sua potência cai dentro da faixa de 0 a 4KHz e esta é praticamente plana.

Então, para sinais com banda de 300 a 3400Kz a relação sinal-ruído é dada por:

$$S/R = 10 \log \sigma^2/\epsilon^2 + 10 \log (4/3,1) \quad \text{IV.36}$$

Aqui também uma parte da potência do ruído está correlacionada com o sinal gaussiano modulador, mas o cálculo desta parcela é extremamente complexo e não será desenvolvido neste trabalho.

A Fig. IV.9 mostra a relação sinal-ruído para sinal gaussiano em função da potência do sinal, segundo a eq. IV.36.

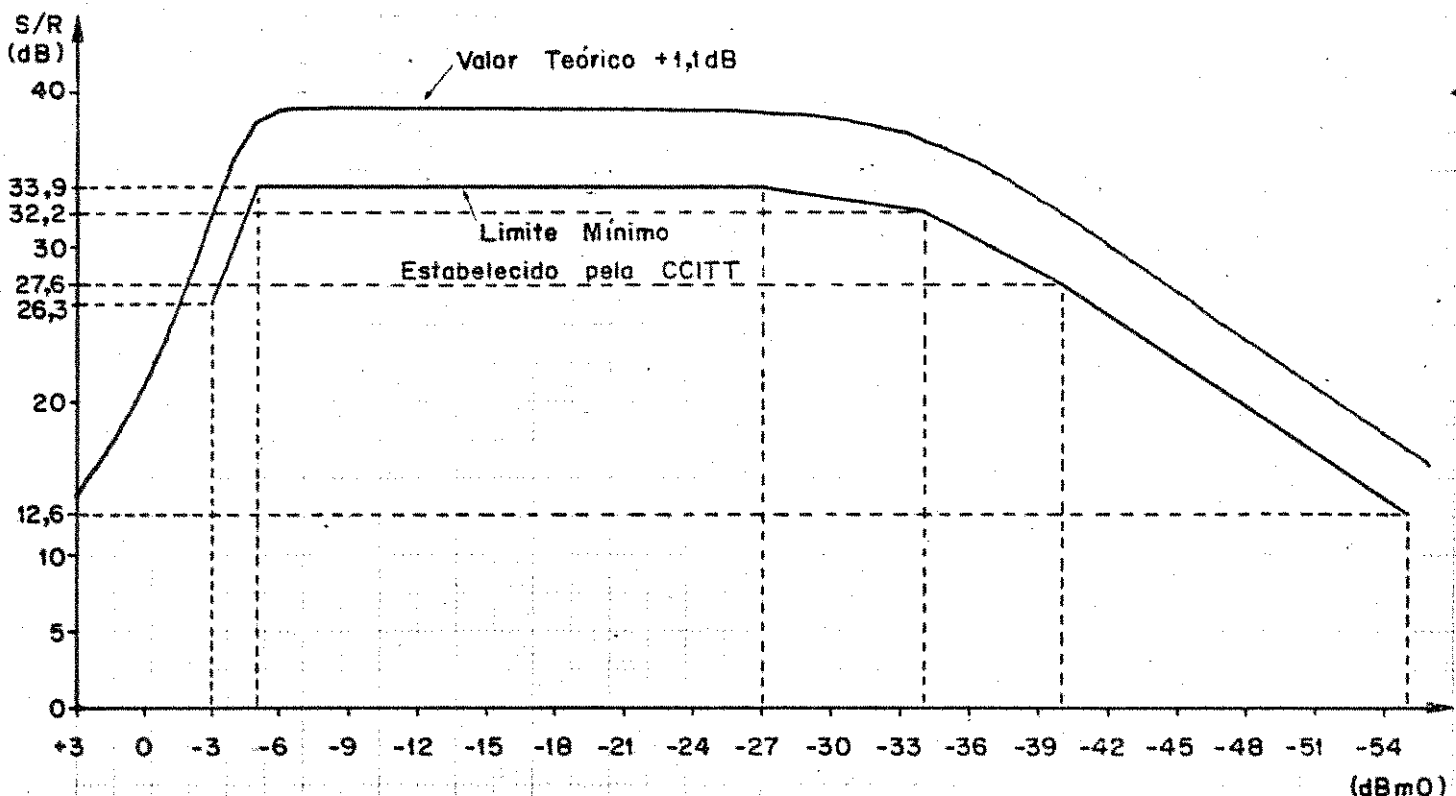


Fig. IV.9 - Relação sinal-ruído para sinais com distribuição gaussiana

Nota-se na Fig.IV.9 que a relação sinal-ruído entre -5dBm_0 e $+3\text{dBm}_0$ cai rapidamente. Isto é devido à saturação do codificador, pois todos os sinais com amplitudes entre C_{n-1} e ∞ serão de codificados com amplitude igual a D_{n-1} .

A partir de -33dBm_0 a relação sinal-ruído começa a de cair novamente, isto porque para estas potências, grande parte do sinal está concentrado perto da origem, e estes sinais serão codificados e decodificados com poucos níveis. Para estas potências, o codificador se comporta como codificador linear, onde a relação sinal-ruído é proporcional à potência do sinal.

IV.5 - DEGRADAÇÃO DA RELAÇÃO SINAL-RUÍDO PARA SINAIS SENOIDAIS E GAUSSIANOS, DEVIDO A ERROS INTRODUZIDOS DURANTE O PROCESSO DE CODIFICAÇÃO

IV.5.1 - Introdução

No estudo que se segue, supõe-se um decodificador ideal com a mesma lei de compressão que a do codificador em estudo.

Como os ruídos e efeitos dinâmicos nos componentes são pouco conhecidos e muito difíceis de se equacionar, será feito um estudo somente da degradação devido às tolerâncias nos resistores de precisão, e aos off-sets nos amplificadores operacionais.

O diagrama de blocos simplificado do codificador (Fig. IV.10) mostra os pontos críticos do sistema com suas respectivas fontes de erro.

Para melhor visão dos resultados, cada fonte de erro será estudada em separado. As fontes de erro a serem estudadas são (ver Fig. IV.10):

- a) Erro devido ao desvio do valor nominal dos resistores nas fontes de corrente (DF). Os desvios serão dados em %.
- b) Erro devido a desvios dos valores nominais dos resistores de ganho no amplificador com ganho 16 (DG16). Os desvios serão dados em %.
- c) Erro devido ao off-set na saída do Sample-Hold (OSH).

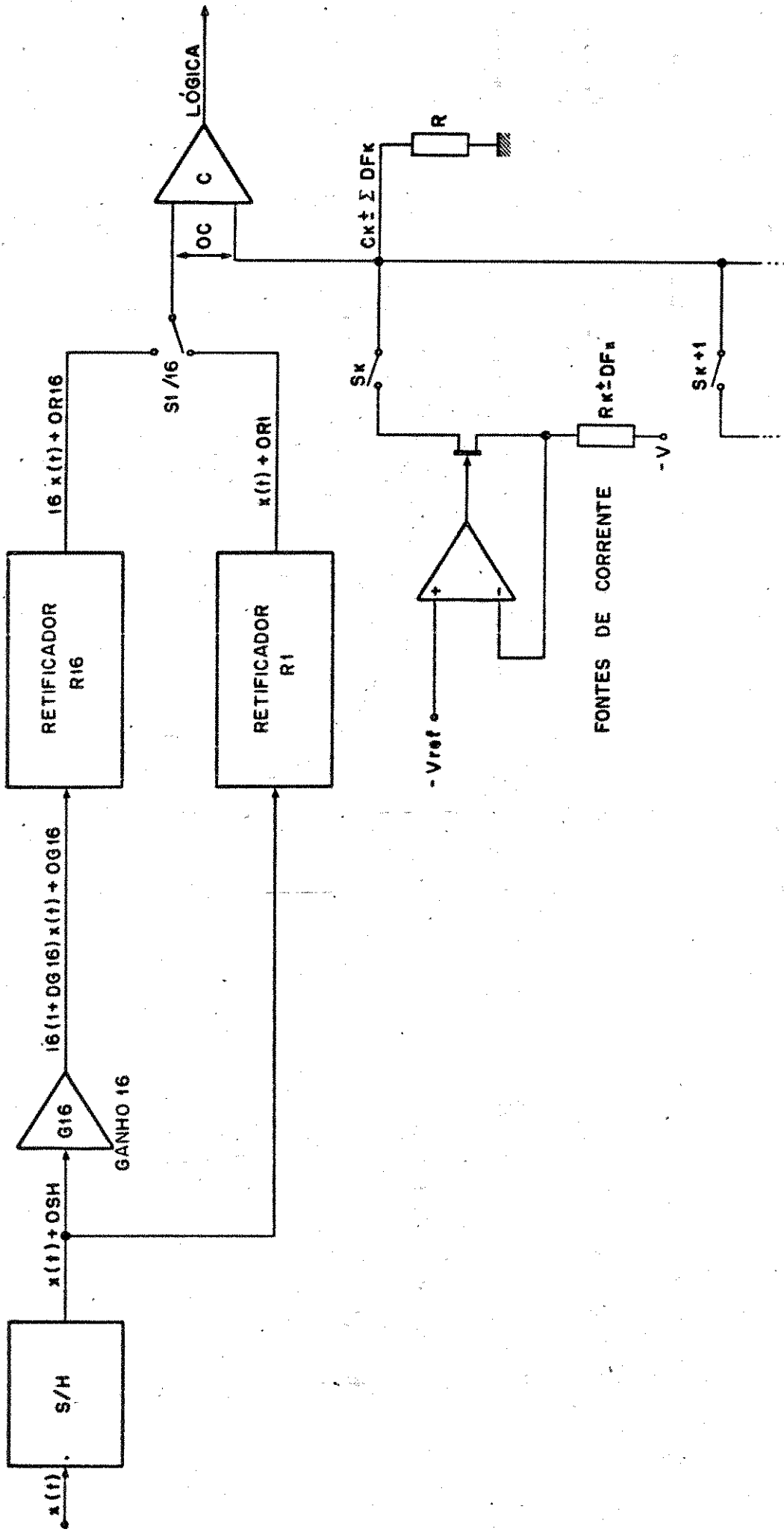


Fig. IV.10 - Diagrama de Blocos Simplificado do Codificador

- d) Erro devido ao off-set na saída do amplificador com ganho 16 (OG16).
- e) Erro devido ao off-set na saída do retificador de sinais com ganho 16 (OR16).
- f) Erro devido ao off-set na saída do retificador de sinais com ganho 1 (OR1).
- g) Erro devido ao off-set na entrada do comparador (OC).

IV.5.2 - Erro devido a desvios dos valores nominais dos resistores nas fontes de corrente

No codificador implementado (vide item II.4.5), os níveis de codificação C_K são gerados pela combinação de no máximo 5 das 8 fontes de corrente que são definidas como:

$$F_i = AM/2^i R \quad \text{IV.37}$$

onde: AM é a máxima amplitude definida para o codificador;
 i é o número de 1 a 8 que especifica cada fonte;
 R é o valor normalizado dos resistores.

Para efeito de simulação do codificador implementado, foi criada uma matriz 5 x 128 no computador. Vide "Fontes" na tabela IV.2 que corresponde exatamente às fontes usadas na geração de cada nível.

Um nível genérico C_K é então definido pela soma das fontes de corrente definidas na linha "K" da matriz "Fontes"

$$C_K = \sum_{\ell=1}^5 F_{\ell} \quad \text{IV.38}$$

Como as fontes de corrente são independentes, elas podem ser tratadas independentemente em relação ao seu desvio.

$$F_i = (AM/2^i R) \left(1 + \frac{(DF.NOR)}{100} \right) \quad \text{IV.39}$$

onde: DF é o desvio em % do valor nominal dos resistores da fonte de corrente

e NOR é um número aleatório que varia de -1 a +1 com distribuição normal truncada ou uniforme, conforme se de seje considerar.

Dados obtidos na medição de 5 lotes de 200 resistores de 5%, mostram que a distribuição dos valores dos resistores, raramente é gaussiana, e em alguns casos, poderia ser aproximada por uma gaussiana, cuja média está deslocada do valor esperado. Por esta razão, nas simulações será adotada a distribuição uniforme, que apresenta um grau maior de aleatoriedade com relação à distribuição gaussiana.

A precisão dos resistores a ser escolhida para as fontes de corrente será a mesma dos resistores usados para o amplificador com ganho 16; por este motivo, os resultados da simulação serão apresentadas no próximo item.

IV.5.3 - Erro devido a desvios dos valores nominais dos resistores de ganho no amplificador com ganho 16

No codificador implementado as amostras que possuem valor menor que 1/16 da amplitude máxima definida, são amplificadas 16 vezes. Por isso, os níveis de comparação usados na codificação de sinais de pequenas amplitudes são os mesmos dos usados na codificação de sinais com grande amplitude.

Na simulação não se está considerando amostras discretas, portanto não se pode dar ganho a determinadas partes do sinal. Obtém-se o mesmo resultado atenuando-se as fontes de corrente para os níveis de comparação que correspondem a amplitudes inferiores a 1/16 da amplitude máxima.

No codificador implementado tem-se:

$$y(t) = D_K \text{ se } C_K \leq x(t) < C_{K+1} \text{ para } 64 \leq K \leq 128 \quad \text{IV.40a}$$

e
$$y(t) = D_K \text{ se } C_{K+63} \leq 16x(t) < C_{K+64} \text{ para } 0 < K < 64 \quad \text{IV.40b}$$

K	NÍVEL	NÍVEL BINÁRIO	C _K	D _K	FONTES
			COD	DEC	
	0	0 0 0 0 0 0 0 0		0,5	0 0 0 0 0
	1	0 0 0 0 0 0 0 1	1	1,5	7 0 0 0 0
	2	0 0 0 0 0 0 1 0	2	2,5	6 0 0 0 0
	3	0 0 0 0 0 0 1 1	3	3,5	6 7 0 0 0
	4	0 0 0 0 0 1 0 0	4	4,5	5 0 0 0 0
	5	0 0 0 0 0 1 0 1	5	5,5	5 7 0 0 0
	6	0 0 0 0 0 1 1 0	6	6,5	5 6 0 0 0
	7	0 0 0 0 0 1 1 1	7	7,5	5 6 7 0 0
	8	0 0 0 0 1 0 0 0	8	8,5	4 0 0 0 0
	9	0 0 0 0 1 0 0 1	9	9,5	4 7 0 0 0
	10	0 0 0 0 1 0 1 0	10	10,5	4 6 0 0 0
	11	0 0 0 0 1 0 1 1	11	11,5	4 6 7 0 0
	12	0 0 0 0 1 1 0 0	12	12,5	4 5 0 0 0
	13	0 0 0 0 1 1 0 1	13	13,5	4 5 7 0 0
	14	0 0 0 0 1 1 1 0	14	14,5	4 5 6 0 0
	15	0 0 0 0 1 1 1 1	15	15,5	4 5 6 7 0
	16	0 0 0 1 0 0 0 0	16	16,5	3 0 0 0 0
	17	0 0 0 1 0 0 0 1	17	17,5	3 7 0 0 0
	18	0 0 0 1 0 0 1 0	18	18,5	3 6 0 0 0
	19	0 0 0 1 0 0 1 1	19	19,5	3 6 7 0 0
	20	0 0 0 1 0 1 0 0	20	20,5	3 5 0 0 0
	21	0 0 0 1 0 1 0 1	21	21,5	3 5 7 0 0
	22	0 0 0 1 0 1 1 0	22	22,5	3 5 6 0 0
	23	0 0 0 1 0 1 1 1	23	23,5	3 5 6 7 0
	24	0 0 0 1 1 0 0 0	24	24,5	3 4 0 0 0
	25	0 0 0 1 1 0 0 1	25	25,5	3 4 7 0 0
	26	0 0 0 1 1 0 1 0	26	26,5	3 4 6 0 0
	27	0 0 0 1 1 0 1 1	27	27,5	3 4 6 7 0
	28	0 0 0 1 1 1 0 0	28	28,5	3 4 5 0 0
	29	0 0 0 1 1 1 0 1	29	29,5	3 4 5 7 0
	30	0 0 0 1 1 1 1 0	30	30,5	3 4 5 6 0
	31	0 0 0 1 1 1 1 1	31	31,5	3 4 5 6 7
	32	0 0 1 0 0 0 0 0	32	33,0	2 0 0 0 0
	33	0 0 1 0 0 0 0 1	34	35,0	2 6 0 0 0
	34	0 0 1 0 0 0 1 0	36	37,0	2 5 0 0 0
	35	0 0 1 0 0 0 1 1	38	39,0	2 5 6 0 0
	36	0 0 1 0 0 1 0 0	40	41,0	2 4 0 0 0
	37	0 0 1 0 0 1 0 1	42	43,0	2 4 6 0 0
	38	0 0 1 0 0 1 1 0	44	45,0	2 4 5 0 0
	39	0 0 1 0 0 1 1 1	46	47,0	2 4 5 6 0
	40	0 0 1 0 1 0 0 0	48	49,0	2 3 0 0 0
	41	0 0 1 0 1 0 0 1	50	51,0	2 3 6 0 0
	42	0 0 1 0 1 0 1 0	52	53,0	2 3 5 0 0
	43	0 0 1 0 1 0 1 1	54	55,0	2 3 5 6 0
	44	0 0 1 0 1 1 0 0	56	57,0	2 3 4 0 0
	45	0 0 1 0 1 1 0 1	58	59,0	2 3 4 6 0
	46	0 0 1 0 1 1 1 0	60	61,0	2 3 4 5 0
	47	0 0 1 0 1 1 1 1	62	63,0	2 3 4 5 6
	48	0 0 1 1 0 0 0 0	64	66,0	1 0 0 0 0
	49	0 0 1 1 0 0 0 1	68	70,0	1 5 0 0 0
	50	0 0 1 1 0 0 1 0	72	74,0	1 4 0 0 0
	51	0 0 1 1 0 0 1 1	76	78,0	1 4 5 0 0
	52	0 0 1 1 0 1 0 0	80	82,0	1 3 0 0 0
	53	0 0 1 1 0 1 0 1	84	86,0	1 3 5 0 0
	54	0 0 1 1 0 1 1 0	88	90,0	1 3 4 0 0
	55	0 0 1 1 0 1 1 1	92	94,0	1 3 4 5 0
	56	0 0 1 1 1 0 0 0	96	98,0	1 2 0 0 0
	57	0 0 1 1 1 0 0 1	100	102,0	1 2 5 0 0
	58	0 0 1 1 1 0 1 0	104	106,0	1 2 4 0 0
	59	0 0 1 1 1 0 1 1	108	110,0	1 2 4 5 0
	60	0 0 1 1 1 1 0 0	112	114,0	1 2 3 0 0
	61	0 0 1 1 1 1 0 1	116	118,0	1 2 3 5 0
	62	0 0 1 1 1 1 1 0	120	122,0	1 2 3 4 0
	63	0 0 1 1 1 1 1 1	124	126,0	1 2 3 4 5

AM = 2048Δ

Δ = 1 nível de codif.

Fonte nº 1 = 1024 Δ

" " 2 = 512 Δ

" " 3 = 256 Δ

" " 4 = 128 Δ

" " 5 = 64 Δ

" " 6 = 32 Δ

" " 7 = 16 Δ

" " 8 = 8 Δ

" " 0 = 0 Δ

Para os níveis 0 a 63 os valores das fontes são divididos por 16.

Tabela IV.2 - Valores teóricos dos níveis do COD, DEC e Matriz de Fontes de Corrente usadas na geração de cada nível.

K	NÍVEL	NÍVEL BINÁRIO	C _K COD	D _K DEC	FONTES
	64	0 1 0 0 0 0 0 0	128	132.0	4 0 0 0 0
	65	0 1 0 0 0 0 0 1	136	140.0	4 8 0 0 0
	66	0 1 0 0 0 0 1 0	144	148.0	4 7 0 0 0
	67	0 1 0 0 0 0 1 1	152	156.0	4 7 8 0 0
	68	0 1 0 0 0 1 0 0	160	164.0	4 6 0 0 0
	69	0 1 0 0 0 1 0 1	168	172.0	4 6 8 0 0
	70	0 1 0 0 0 1 1 0	176	180.0	4 6 7 0 0
	71	0 1 0 0 0 1 1 1	184	188.0	4 6 7 8 0
	72	0 1 0 0 1 0 0 0	192	196.0	4 5 0 0 0
	73	0 1 0 0 1 0 0 1	200	204.0	4 5 8 0 0
	74	0 1 0 0 1 0 1 0	208	212.0	4 5 7 0 0
	75	0 1 0 0 1 0 1 1	216	220.0	4 5 7 8 0
	76	0 1 0 0 1 1 0 0	224	228.0	4 5 6 0 0
	77	0 1 0 0 1 1 0 1	232	236.0	4 5 6 8 0
	78	0 1 0 0 1 1 1 0	240	244.0	4 5 6 7 0
	79	0 1 0 0 1 1 1 1	248	252.0	4 5 6 7 8
	80	0 1 0 1 0 0 0 0	256	264.0	3 0 0 0 0
	81	0 1 0 1 0 0 0 1	272	280.0	3 7 0 0 0
	82	0 1 0 1 0 0 1 0	288	296.0	3 6 0 0 0
	83	0 1 0 1 0 0 1 1	304	312.0	3 6 7 0 0
	84	0 1 0 1 0 1 0 0	320	328.0	3 5 0 0 0
	85	0 1 0 1 0 1 0 1	336	344.0	3 5 7 0 0
	86	0 1 0 1 0 1 1 0	352	360.0	3 5 6 0 0
	87	0 1 0 1 0 1 1 1	368	376.0	3 5 6 7 0
	88	0 1 0 1 1 0 0 0	384	392.0	3 4 0 0 0
	89	0 1 0 1 1 0 0 1	400	408.0	3 4 7 0 0
	90	0 1 0 1 1 0 1 0	416	424.0	3 4 6 0 0
	91	0 1 0 1 1 0 1 1	432	440.0	3 4 6 7 0
	92	0 1 0 1 1 1 0 0	448	456.0	3 4 5 0 0
	93	0 1 0 1 1 1 0 1	464	472.0	3 4 5 7 0
	94	0 1 0 1 1 1 1 0	480	488.0	3 4 5 6 0
	95	0 1 0 1 1 1 1 1	496	504.0	3 4 5 6 7
	96	0 1 1 0 0 0 0 0	512	528.0	2 0 0 0 0
	97	0 1 1 0 0 0 0 1	544	560.0	2 6 0 0 0
	98	0 1 1 0 0 0 1 0	576	592.0	2 5 0 0 0
	99	0 1 1 0 0 0 1 1	608	624.0	2 5 6 0 0
	100	0 1 1 0 0 1 0 0	640	656.0	2 4 0 0 0
	101	0 1 1 0 0 1 0 1	672	688.0	2 4 6 0 0
	102	0 1 1 0 0 1 1 0	704	720.0	2 4 5 0 0
	103	0 1 1 0 0 1 1 1	736	752.0	2 4 5 6 0
	104	0 1 1 0 1 0 0 0	768	784.0	2 3 0 0 0
	105	0 1 1 0 1 0 0 1	800	816.0	2 3 6 0 0
	106	0 1 1 0 1 0 1 0	832	848.0	2 3 5 0 0
	107	0 1 1 0 1 0 1 1	864	880.0	2 3 5 6 0
	108	0 1 1 0 1 1 0 0	896	912.0	2 3 4 0 0
	109	0 1 1 0 1 1 0 1	928	944.0	2 3 4 6 0
	110	0 1 1 0 1 1 1 0	960	976.0	2 3 4 5 0
	111	0 1 1 0 1 1 1 1	992	1008.0	2 3 4 5 6
	112	0 1 1 1 0 0 0 0	1024	1056.0	1 0 0 0 0
	113	0 1 1 1 0 0 0 1	1088	1120.0	1 5 0 0 0
	114	0 1 1 1 0 0 1 0	1152	1184.0	1 4 0 0 0
	115	0 1 1 1 0 0 1 1	1216	1248.0	1 4 5 0 0
	116	0 1 1 1 0 1 0 0	1280	1312.0	1 3 0 0 0
	117	0 1 1 1 0 1 0 1	1344	1376.0	1 3 5 0 0
	118	0 1 1 1 0 1 1 0	1408	1440.0	1 3 4 0 0
	119	0 1 1 1 0 1 1 1	1472	1504.0	1 3 4 5 0
	120	0 1 1 1 1 0 0 0	1536	1568.0	1 2 0 0 0
	121	0 1 1 1 1 0 0 1	1600	1632.0	1 2 5 0 0
	122	0 1 1 1 1 0 1 0	1664	1696.0	1 2 4 0 0
	123	0 1 1 1 1 0 1 1	1728	1760.0	1 2 4 5 0
	124	0 1 1 1 1 1 0 0	1792	1824.0	1 2 3 0 0
	125	0 1 1 1 1 1 0 1	1856	1888.0	1 2 3 5 0
	126	0 1 1 1 1 1 1 0	1920	1952.0	1 2 3 4 0
	127	0 1 1 1 1 1 1 1	1984	2016.0	1 2 3 4 5
	128	-	2048	-	-

AM = 2048Δ

Δ = 1 nível de codif.

Fonte nº 1 = 1024 Δ

" " 2 = 512 Δ

" " 3 = 256 Δ

" " 4 = 128 Δ

" " 5 = 64 Δ

" " 6 = 32 Δ

" " 7 = 16 Δ

" " 8 = 8 Δ

" " 0 = 0 Δ

Tabela IV.2

(Cont.)

e na simulação:

$$y(t) = D_K \text{ se } C_K \leq x(t) < C_{K+1} \text{ para } 64 \leq K \leq 128 \quad \text{IV.41a}$$

e

$$y(t) = D_K \text{ se } C_{K+63}/16 \leq x(t) < C_{K+64}/16$$

para $0 < K < 64$ IV.41b

onde o ganho 16, para efeito de simulação, é definido como:

$$16 [1 + (DG \cdot \text{NOR})/100] \quad \text{IV.42}$$

e onde DG é o desvio em % do valor nominal dos resistores de ganho do amplificador com ganho 16.

Como o valor dos resistores varia aleatoriamente, dentro de uma certa tolerância, a degradação apresentada, devido às variações dos resistores, será diferente para cada codificador construído ou simulado.

Para sinais senoidais e potências de -15dBm0 e -36dBm0, foram simuladas degradações da relação sinal-ruído total e mensurável de 200 codificadores, usando resistores com precisão de 1% e 200 codificadores usando resistores com precisão de 0,5%.

Os resultados são apresentados em forma de histogramas nas Figs. IV.11, IV.12, IV.13 e IV.14.

$$\text{Degr.} = S/R_t - S/R \quad \text{IV.43}$$

Degr. = Degradação da relação sinal-ruído

S/R_t = Relação sinal-ruído teórico (codificador ideal).

Nota-se que, aumentando a precisão dos resistores de 2 vezes, a degradação média e o desvio padrão diminuem em dB de aproximadamente 4 vezes, o que sugere que a degradação média varia inversamente com o quadrado da variação da precisão dos resistores. Esta hipótese deverá ser confirmada pelos histogramas de degradação com sinais gaussianos.

A degradação média e o desvio padrão foram calculados segundo as equações IV.44 e IV.45 respectivamente, dadas a seguir {12,13}.

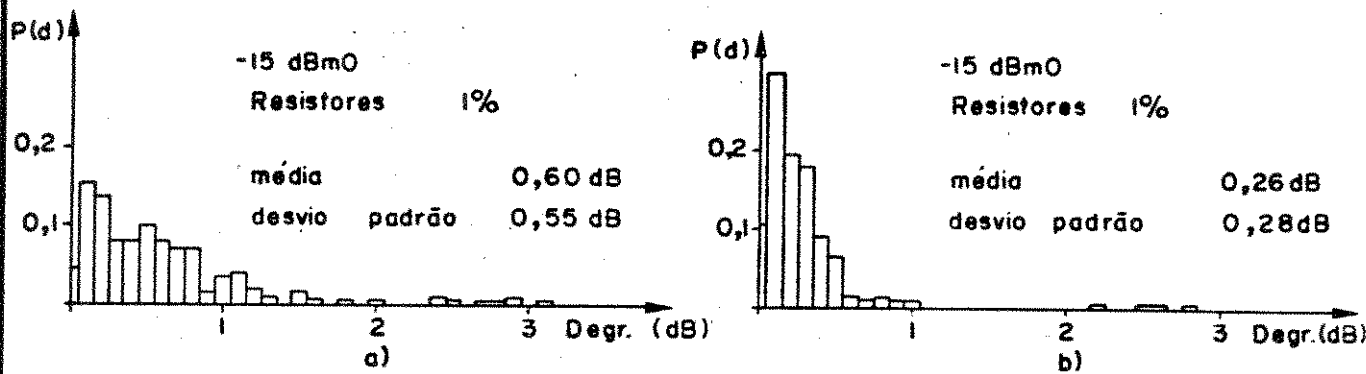


Fig. IV. 11 - Histograma da Degradação de 200 Codificadores com Resistores de 1% e Sinal Senoidal
 a) Degradação Total b) Degradação Mensurável

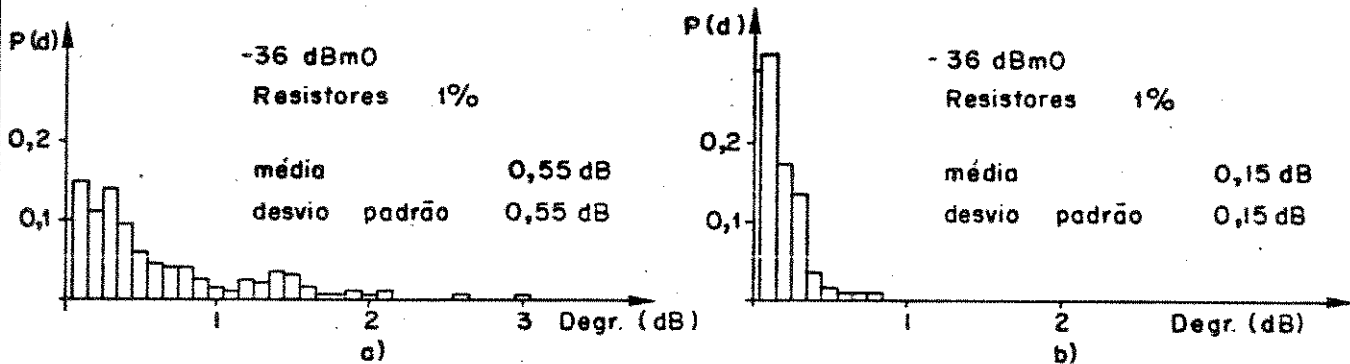


Fig. IV. 12 - Histograma da Degradação de 200 Codificadores com Resistores de 1% e Sinal Senoidal
 a) Degradação Total b) Degradação Mensurável

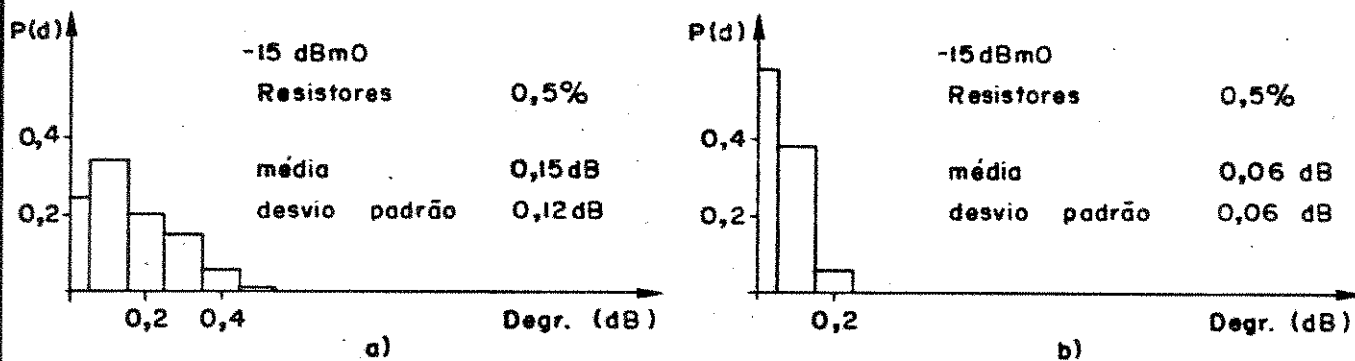


Fig. IV. 13 - Histograma da Degradação de 200 Codificadores com Resistores de 0,5% e Sinal Senoidal
 a) Degradação Total b) Degradação Mensurável

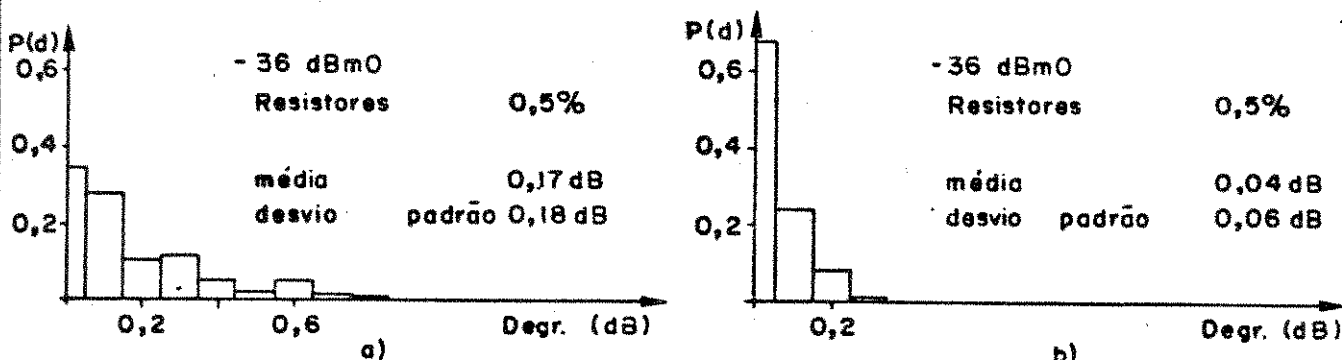


Fig. IV. 14 - Histograma da Degradação de 200 Codificadores com Resistores de 0,5% e Sinal Senoidal
 a) Degradação Total b) Degradação Mensurável

$$\text{Média} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{Degr}(i) \quad \text{IV.44}$$

(dB)

$$\text{Desvio Padrão} = S = \sqrt{\frac{\sum \text{Degr}^2(i) - [\sum \text{Degr}(i)]^2 / 2}{n - 1}} \quad \text{IV.45}$$

(dB)

A degradação mensurável é, geralmente, bem menor do que a degradação teórica total. Isto se deve ao fato de que o ruído de quantização gerado pela variação dos níveis de referência, e a variação do ganho 16, contém componentes com a mesma frequência do sinal, e portanto, não sendo considerados como ruído pelos aparelhos de medição.

A escolha das potências para a simulação obedeceram o seguinte critério: uma delas deveria ter um valor intermediário, para que todas as fontes de corrente e o ganho 16 fossem usados com aproximadamente a mesma probabilidade. A outra potência deveria estar na parte linear do codificador. Outra condição, era de que a potência escolhida deveria ter a relação sinal-ruído total, igual a relação sinal-ruído mensurável. Pela Tabela IV.1, estas condições são preenchidas pelas potências de -15dBm0 e -36dBm0.

Para sinais gaussianos, foram levantados histogramas de 200 codificadores, para as potências de -10dBm0, -20dBm0, -30dBm0 e -40dBm0, usando resistores de 2%, 1% e 0,5% de precisão nas fontes de corrente e ganho 16 (Figs. IV.15, IV.16, IV.17).

A degradação apresentada nos histogramas é a teórica total. Como foi visto, para sinais senoidais, a degradação mensurável é da ordem de 2 vezes menor do que a teórica total.

Para fins comparativos, são apresentados na Fig. IV.18 os histogramas da degradação da relação sinal-ruído, devido somente à imprecisão dos resistores das fontes de corrente. Considera-se neste caso, o ganho 16 como exato. Nota-se nestes histogramas que a degradação total é pouco modificada para as potências de -10 e -20dBm0, onde o ganho 16 não influe muito. Para as potências de -30 e -40dBm0 a degradação total da relação sinal-ruído devido ao ganho 16, é mais expressiva porque existe aí uma variação de ganho do sistema, mas como ruído ela não é detectada pelos aparelhos de medição.

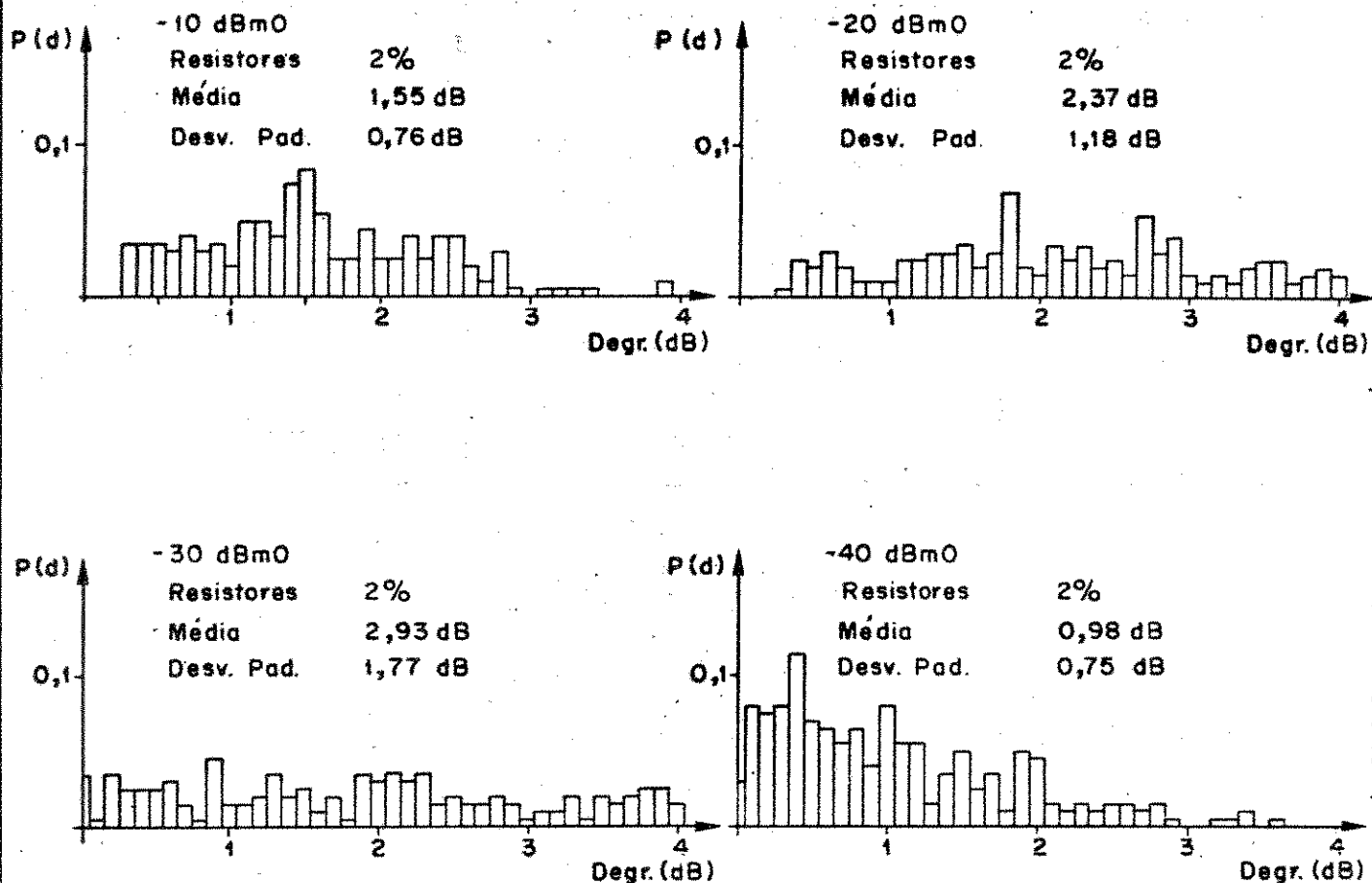


Fig. IV. 15 - Histogramas da Degradação da Relação Sinal-Ruído devido aos Resistores de 2% das Fontes de Corrente e Ganho 16 Sinal Gaussiano

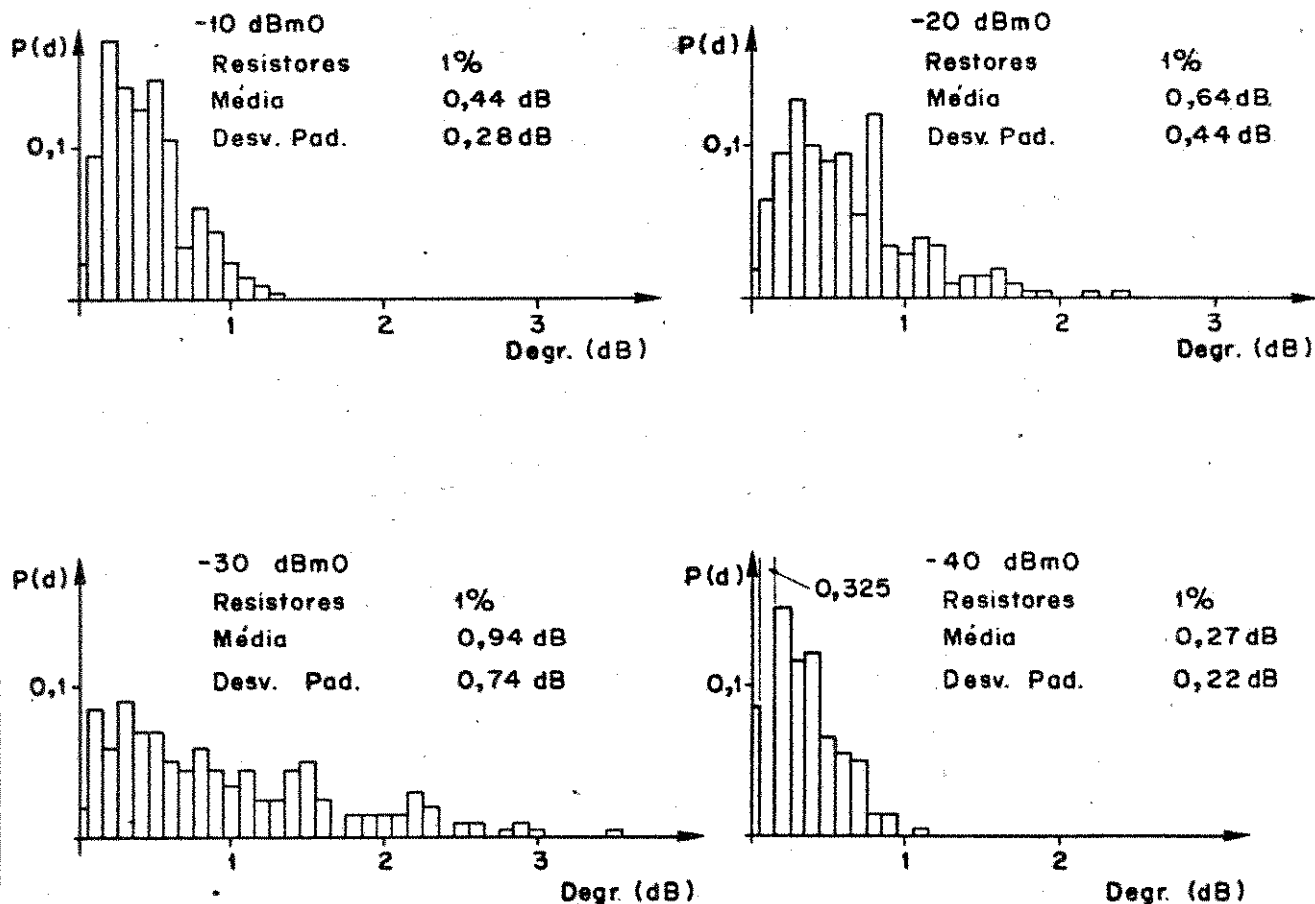


Fig. IV. 16 - Histogramas da Degradação da Relação Sinal-Ruído devido aos Resistores de 1% das Fontes de Corrente e Ganho 16 Sinal Gaussiano

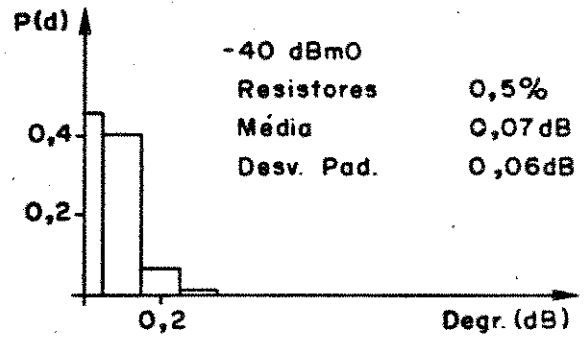
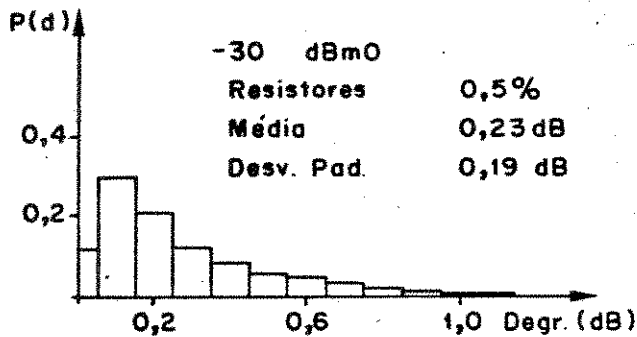
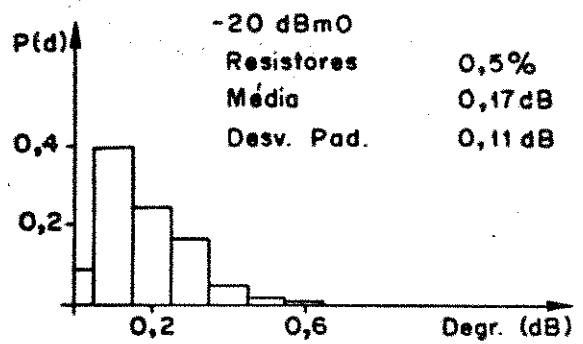
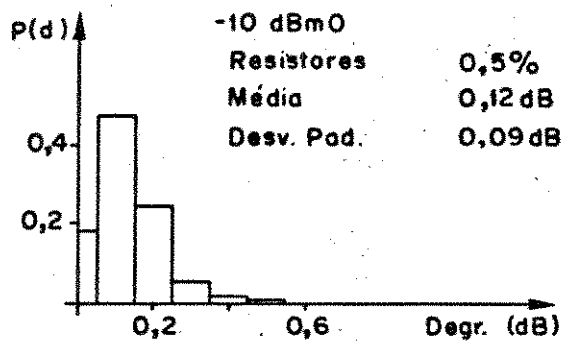
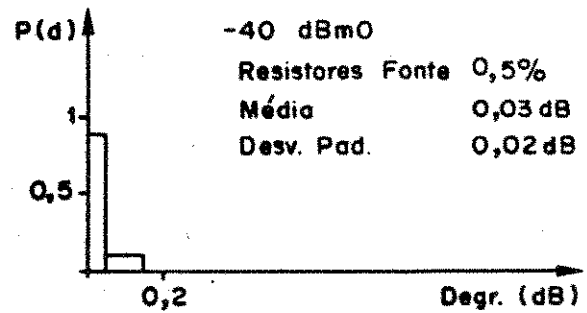
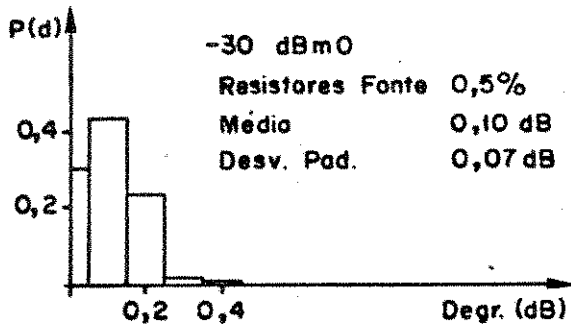
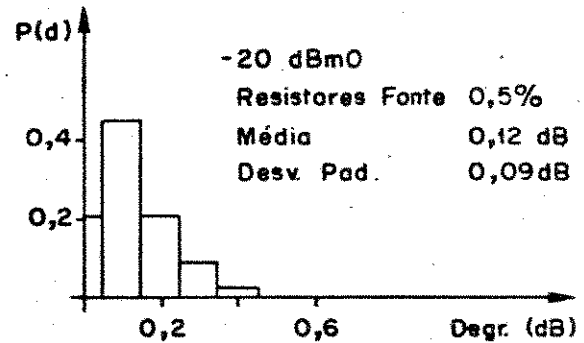
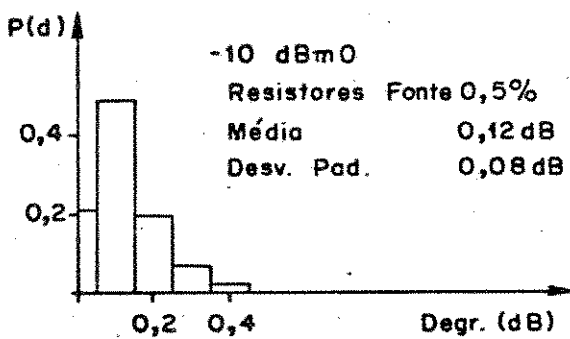


Fig. IV. 17 - Histogramas da Degradação da Relação Sinal-Ruído devido aos Resistores de 0,5% das Fontes de Corrente e Ganho 16 Sinal Gaussiano



-Fig. IV. 18 - Histograma da Degradação da Relação Sinal-Ruído devido aos Resistores de 0,5% das Fontes de Corrente. O Ganho 16 foi Considerado Exato. Sinal Gaussiano

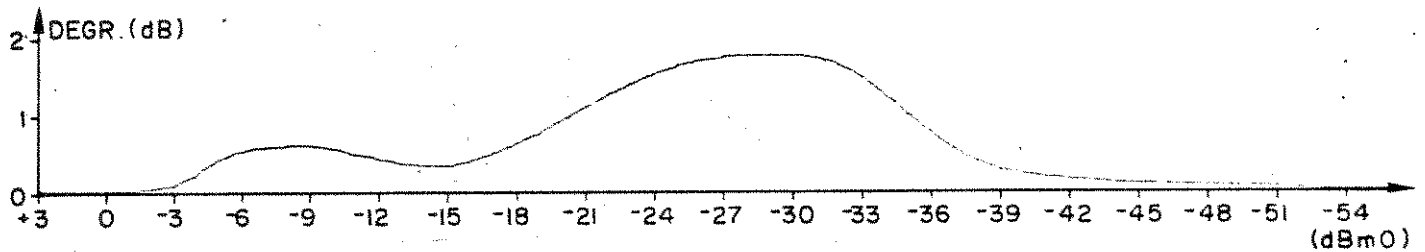
Os histogramas apresentados, dão uma boa idéia da distribuição da degradação, podendo-se até prever os desvios para as diferentes potências.

A conclusão mais importante é que o codificador em estudo poderia usar resistores com precisão de até 1%.

A Fig. IV.19 mostra a degradação total de dois codificadores escolhidos ao acaso, usando resistores de 1% e sinal gaussiano de +3dBm0 a -56dBm0.

Fonte nº	1	2	3	4	5	6	7	8
Desvio %	0,22	0,94	-0,19	0,55	0,96	0,52	-0,83	0,56

Desvio do Ganho 16 = -0,59%



Fonte nº	1	2	3	4	5	6	7	8
Desvio %	0,98	-0,40	-0,41	0,73	-0,57	-0,69	0,94	-0,76

Desvio do Ganho 16 = 0,57%

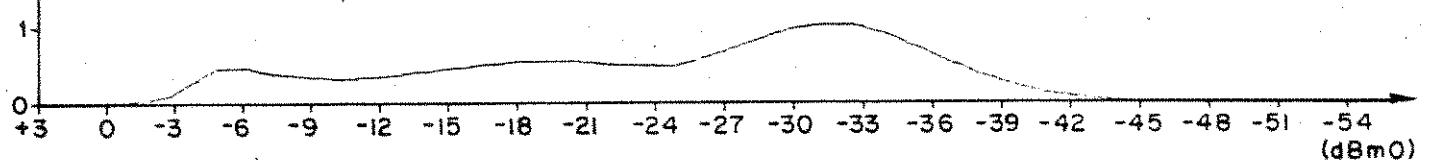


Fig. IV.19 - Degradação total da relação sinal-ruído devido à imprecisão dos resistores das fontes de corrente e ganho 16.

IV.5.4 - Erro devido ao off-set na saída do Sample-Hold (OSH)

O erro introduzido devido ao off-set na saída do Sample Hold é esquematizado para um sinal senoidal na Fig. IV.20.

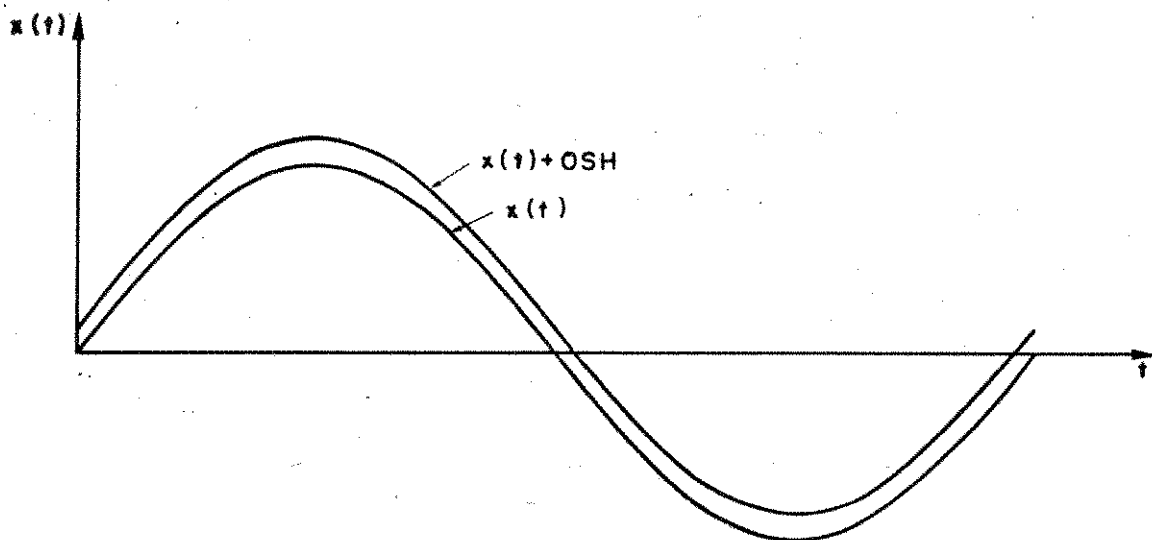


Fig. IV.20 - Off-set introduzido no Sample-Hold

Como nesta análise o número de amostras tomadas pelo Sample-Hold do sinal $x(t)$ não é levado em consideração, pode-se então, considerar o sinal de saída do Sample-Hold como um sinal contínuo conforme é mostrado na Fig. IV.20.

Para efeito de simulação, considere-se a Fig. IV.21.

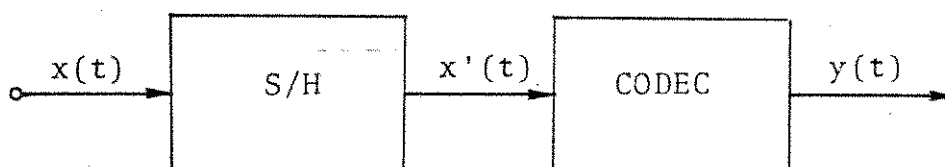


Fig. IV.21 - Diagrama de um sistema codificador-decodificador com off-set na saída do Sample-Hold

onde: $x'(t) = x(t) + \text{OSH}$ IV.46

e: $y(t) = D_K$ se $C_K \leq x'(t) \leq C_{K+1}$ IV.47a

ou: $y(t) = D_K$ se $C'_K \leq x(t) \leq C'_{K+1}$ IV.47b

onde: $C'_K = C_K - \text{OSH}$

IV.5.4.1 - Estudo da degradação para sinais senoidais

Para sinais senoidais tem-se:

$$x(t) = a \text{ sen } t$$

$$x'(t) = a \text{ sen } t + \text{OSH}$$

Da eq. IV.3 tem-se:

$$C_K = a \text{ sen } t'_K + \text{OSH}$$

$$e \quad t'_K = \arcsen \frac{C_K - \text{OSH}}{a} = \arcsen \frac{C'_K}{a} \quad \text{IV.48}$$

Como o codificador em estudo possui retificador, o off-set do Sample-Hold irá influir diferentemente nos dois semi-ciclos.

O erro quadrático médio deve portanto ser calculado em duas partes: uma para o semi-ciclo positivo, e outra para o semi-ciclo negativo do sinal.

Para simplificação do cálculo, e para não ser necessário trabalhar com níveis de codificação e decodificação negativos (vide Tabela IV.2), o cálculo do erro quadrático médio será a média de duas vezes a integral desde C_0 a $\pi/2$, só que na primeira vez (índice ') será subtraído o valor do off-set dos níveis de codificação; na segunda vez (índice '') será somado o valor do off-set aos níveis de codificação.

Usando-se a eq. IV.8 tem-se:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} = 1/\pi \left\{ \left[\sum_{K=0}^{m-1} \int_{\arcsen(C'_K/a)}^{\arcsen(C'_{K+1}/a)} [x(t) - D_K]^2 dt \right] + \int_{\arcsen(C'_m/a)}^{\pi/2} [x(t) - D_m]^2 dt \right. \\ \left. + \left[\sum_{K=0}^{j-1} \int_{\arcsen(C''_K/a)}^{\arcsen(C''_{K+1}/a)} [x(t) - D_K]^2 dt \right] + \int_{\arcsen(C''_j/a)}^{\pi/2} [x(t) - D_m]^2 dt \right\} \end{aligned}$$

onde: $C'_K = C_K - \text{OSH}$

$$C'_m = C_m - \text{OSH}$$

$$C''_K = C_K + \text{OSH}$$

$$C''_j = C_j + \text{OSH}$$

para o ciclo positivo, m' é o maior inteiro tal que $C'_m \leq a$ e para o outro ciclo j é o maior inteiro tal que $C'_j \leq a$.

Como na eq. IV.49 sô foram mudados os limites de integração em relação a eq. IV.8, conclue-se que, o erro quadrático médio para um sistema CODEC com tensão de off-set na saída so Samplé-Hold é:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} = 1/\pi & \left\{ a^2/2 \left[-\arcsen(C'_0/a) + \pi/2 + (C'_0/a) \sqrt{1 - (C'_0/a)^2} \right. \right. \\ & \left. \left. - \arcsen(C''_0/a) + \pi/2 + (C''_0/a) \sqrt{1 - (C''_0/a)^2} \right] \right. \\ & + D_m^2 \left[\pi/2 - \arcsen(C'_m/a) - 2a D_m \sqrt{1 - (C'_m/a)^2} \right] \\ & + D_j^2 \left[\pi/2 - \arcsen(C''_j/a) - 2a D_j \sqrt{1 - (C''_j/a)^2} \right] \\ & + \sum_{K=0}^{m-1} \left[D_K^2 \left[\arcsen(C'_{K+1}/a) - \arcsen(C'_K/a) \right] \right. \\ & \left. + 2a D_K \left[\sqrt{1 - (C'_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C'_K/a)^2} \right] \right] \\ & + \sum_{K=0}^{j-1} \left[D_K^2 \left[\arcsen(C''_{K+1}/a) - \arcsen(C''_K/a) \right] \right. \end{aligned}$$

$$+ 2a D_K \left[\sqrt{1 - (C''_{K+1}/a)^2} - \sqrt{1 - (C''_K/a)^2} \right] \quad \left. \vphantom{+ 2a D_K} \right\} \quad \text{IV.50}$$

A Fig. IV.22 mostra a degradação total do codificador devido ao off-set de 2Δ na saída do "Sample-Hold" (Δ = um nível de quantização nos segmentos G).

Nota-se que com apenas 2Δ de off-set, a degradação da relação sinal-ruído chega a ser maior que 15dB. Se isto fosse real, o ajuste do "Sample-Hold" seria muito crítico.

Na verdade, o ruído calculado pela eq. IV.50 considera também como ruído o nível DC que estará presente na saída do conversor digital-analógico. O filtro existente na saída do decodificador, filtrará o nível DC, e este não deve ser computado como ruído.

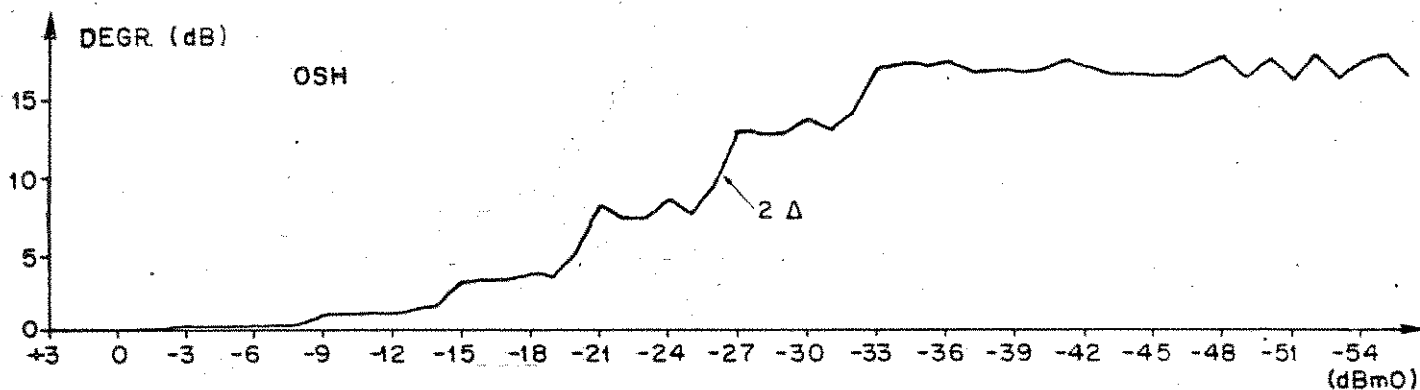


Fig. IV.21 - Degradação total de S/R devido a 2Δ de off-set no Sample-Hold (sinal senoidal) (eq. IV.50)

IV.5.4.1.1 - Cálculo do nível DC na saída do Conversor D/A para sinais senoidais

O nível DC introduzido na saída do Decodificador devido ao off-set na saída do Sample-Hold, não é necessariamente igual ao valor do off-set.

O nível DC é obtido calculando-se o erro de quantização médio, que pode ser obtido modificando-se ligeiramente a eq. IV.49:

$$\bar{\varepsilon} = 1/\pi \left\{ \left[\sum_{K=0}^{m-1} \int_{\arcsen(C'_K/a)}^{\arcsen(C'_{K+1}/a)} [x(t) - D_K] dt \right] + \int_{\arcsen(C'_m/a)}^{\pi/2} [x(t) - D_m] dt \right. \\ \left. - \left[\sum_{K=0}^{j-1} \int_{\arcsen(C''_K/a)}^{\arcsen(C''_{K+1}/a)} [x(t) - D_K] dt \right] - \int_{\arcsen(C''_j/a)}^{\pi/2} [x(t) - D_j] dt \right\} \quad \text{IV.51}$$

onde:

$$\int_{\arcsen(C_K/a)}^{\arcsen(C_{K+1}/a)} [x(t) - D_K] dt = -a \cos t - D_K t \left| \begin{array}{l} \arcsen(C_{K+1}/a) \\ \arcsen(C_K/a) \end{array} \right.$$

$$= a [-\sqrt{1 - (C_{K+1}/a)^2} + \sqrt{1 - (C_K/a)^2}]$$

$$+ D_K [-\arcsen(C_{K+1}/a) + \arcsen(C_K/a)] \quad \text{IV.52}$$

Substituindo-se a eq. IV.52 na eq. IV.51 e fazendo-se as simplificações necessárias tem-se:

$$\bar{\varepsilon} = 1/\pi \left\{ a [\sqrt{1 - (C'_0/a)^2} - \sqrt{1 - (C''_0/a)^2}] \right. \\ + \sum_{K=0}^{m-1} D_K [-\arcsen(C'_{K+1}/a) + \arcsen(C'_K/a)] \\ - \sum_{K=0}^{j-1} D_K [-\arcsen(C''_{K+1}/a) + \arcsen(C''_K/a)] \\ \left. + D_m [-\pi/2 + \arcsen(C'_m/a)] - D_j [-\pi/2 + \arcsen(C''_j/a)] \right\}$$

Retirando-se a potência DC da potência do ruído tem-se uma nova equação para a relação sinal-ruído:

$$S/R = 10 \log \frac{a^2}{2 (\bar{\epsilon}^2 - \bar{\epsilon}^2)} \quad \text{IV.54}$$

O valor de S/R acima encontrado é a relação sinal-ruído total.

O valor da relação sinal-ruído mensurável, é encontrado substituindo-se a eq. IV.23 na eq. IV.54:

$$S/R_{(M)} = 10 \log \left[K^2 \frac{a^2}{2} \frac{1}{\bar{\epsilon}^2 - \bar{\epsilon}^2 - \frac{[(1-K)a]^2}{2}} \right] \quad \text{IV.55}$$

A Fig. IV.22 mostra a degradação de um codificador devido a 2Δ e 8Δ de off-set na saída do Sample-Hold, segundo a eq. IV.54.

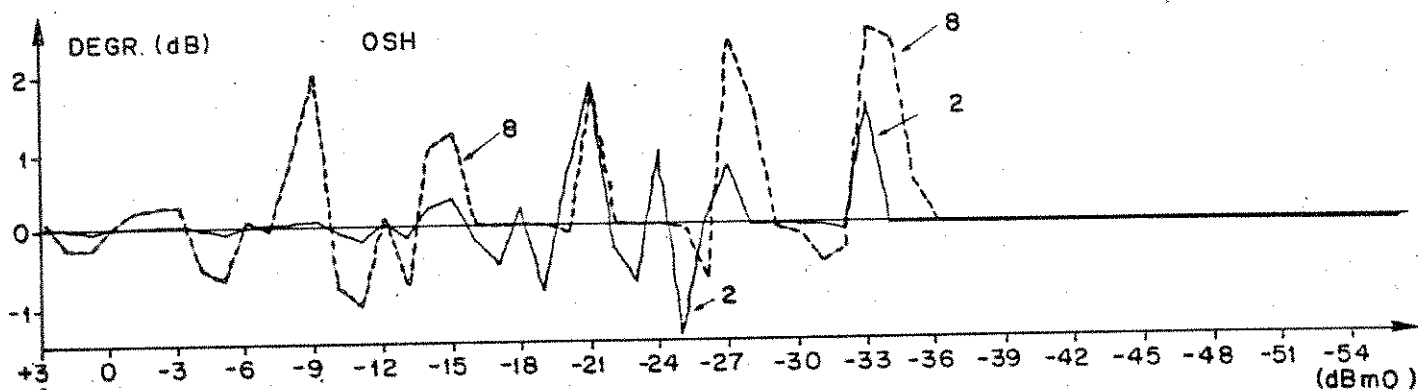


Fig. IV.22 - Degradação total de S/R devido ao off-set na saída do Sample-Hold. (sinal senoidal)

Nota-se que a degradação da relação sinal-ruído para sinais senoidais tem variações bruscas, sendo até negativa, pois como se pode ver na Fig. IV.23, pequenas variações de amplitude no sinal significam grandes variações na relação sinal-ruído. Como o off-set pode ser aproximado por um deslocamento da curva de S/R, a diferença entre a curva teórica e a curva deslocada irá variar entre valores positivos e negativos, sendo que em média a degradação será bem pequena. Pode-se destacar que a pior região está em torno de -35dBm_0 , pois nesta região existe a mudança da parte linear (primeiros dois segmentos) para a parte não-linear do sistema. Para potências abaixo de -36dBm_0 a degradação é nula, isto porque o valor do off-set em estudo, está sendo um múltiplo de um nível de codificação.

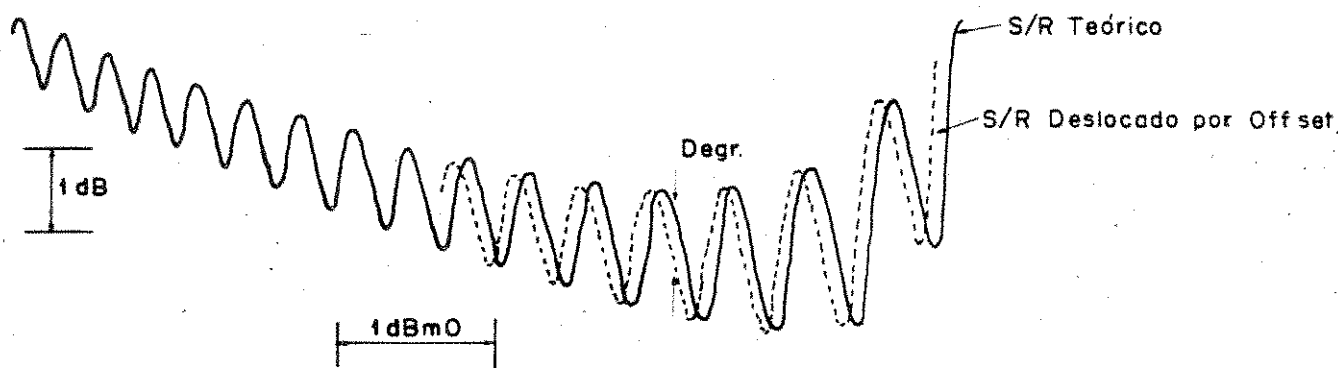


Fig. IV.23 - Degradação da relação sinal-ruído devido ao deslocamento da curva de S/R

Devido à dificuldade de interpretação da curva de degradação para sinais senoidais (Fig. IV.22 e IV.23), a influência do off-set na saída do "Sample-Hold" será caracterizada no próximo parágrafo, quando o sinal possui distribuição gaussiana.

IV.5.4.2 - Estudo da degradação para sinais gaussianos

Como visto no item IV.5.4.1, o off-set na saída do Sam

ple-Hold pode ser equacionado mudando-se somente os níveis de codificação, ou seja, no cálculo do erro quadrático médio (eq. IV.34) muda-se somente os limites das integrais. Como o off-set do Sample-Hold provoca uma assimetria no sistema, é necessário calcular-se o erro quadrático médio, para os sinais positivos e para os negativos separadamente.

Usando-se a eq. IV.34 obtêm-se então:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} = & \sum_{K=0}^{n-2} \left\{ D_K^2 \left[Q(C'_{K+1}/\sigma) - Q(C'_K/\sigma) + Q(C''_{K+1}/\sigma) - Q(C''_K/\sigma) \right] \right. \\ & \left. - \frac{2\sigma}{\sqrt{2\pi}} D_K \left[e^{-C'_{K+1}/2\sigma^2} + e^{-C'_K/2\sigma^2} - e^{-C''_{K+1}/2\sigma^2} - e^{-C''_K/2\sigma^2} \right] \right\} \\ & + D_{n-1}^2 \left[2 - Q(C'_{n-1}/\sigma) - Q(C''_{n-1}/\sigma) \right] \\ & - \frac{2\sigma D_{n-1}}{\sqrt{2\pi}} \left[e^{-C'_{n-1}/2\sigma^2} + e^{-C''_{n-1}/2\sigma^2} \right] + \sigma^2 \quad \text{IV.56} \end{aligned}$$

onde: $C'_K = C_K - \text{OSH}$ para $x > 0$

$C''_K = C_K + \text{OSH}$ para $x \leq 0$

A Fig. IV.24 mostra a degradação total da relação sinal-ruído devido ao off-set de 1Δ na saída do Sample-Hold.

Com uma verificação mais detalhada, observa-se que a grande degradação da relação sinal-ruído é devida ao nível DC que está sendo considerado como ruído.

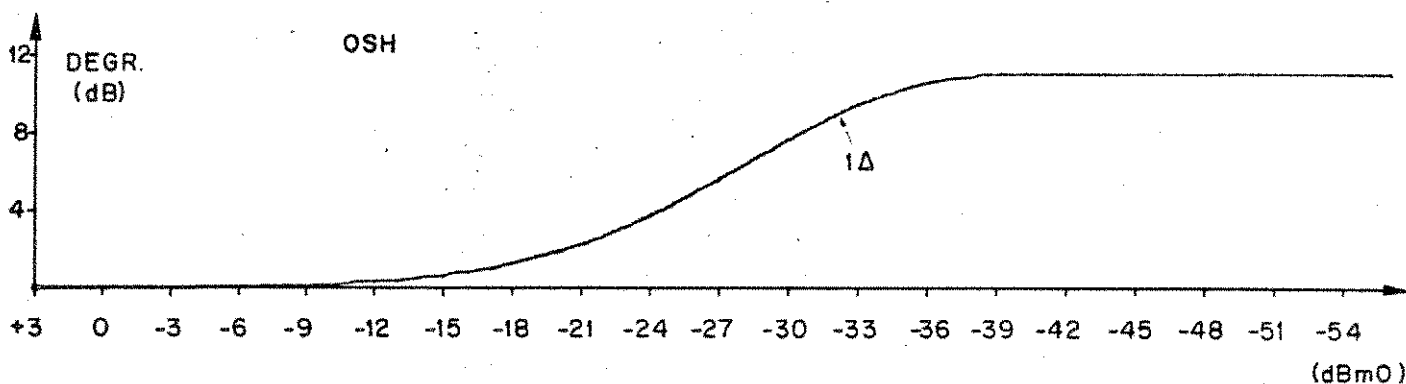


Fig. IV.24 - Degradação da relação sinal-ruído devido a 1Δ de off-set na saída do Sample-Hold. (sinal gaussiano considerando o nível DC como ruído)

O nível DC é filtrado na saída do decodificador e portanto não é mensurável, o que será considerado no cálculo a seguir.

IV.5.4.2.1 - Cálculo do nível DC na saída do Conversor D/A para sinais com distribuição gaussiana

O nível DC na saída do decodificador é o valor médio do erro de quantização. Este não é geralmente igual ao valor do off-set de entrada do codificador.

De forma análoga ao erro quadrático, o cálculo do erro médio no intervalo C_K, C_{K+1} para sinais positivos é:

$$\overline{\varepsilon^I}_{K,K+1} = \int_{C'_K}^{C'_{K+1}} (D_K - x) p(x) dx \quad \text{IV.57a}$$

e para sinais negativos

$$\overline{\varepsilon^{II}}_{K,K+1} = \int_{C''_K}^{C''_{K+1}} (D_K - x) p(x) dx \quad \text{IV.57b}$$

O erro médio, considerando-se todos os níveis, é:

$$\bar{\epsilon} = \bar{\epsilon}' - \bar{\epsilon}''$$

ou seja:
$$\left\{ \begin{aligned} & \sum_{K=0}^{n-2} \left[\int_{C'_K}^{C'_{K+1}} (D_K - x) p(x) dx \right] + \int_{C'_{n-1}}^{\infty} (D_{n-1} - x) p(x) dx \\ & - \sum_{K=0}^{n-2} \left[\int_{C''_K}^{C''_{K+1}} (D_K - x) p(x) dx \right] - \int_{C''_{n-1}}^{\infty} (D_{n-1} - x) p(x) dx \end{aligned} \right\}$$

IV.58

A integral

$$I_1 = \int_{C_K}^{C_{K+1}} D_K p(x) dx = D_K [Q(C_{K+1}/\sigma) - Q(C_K/\sigma)] \quad \text{IV.59a}$$

e a integral

$$\begin{aligned} \int_{C_{n-1}}^{\infty} D_{n-1} p(x) dx &= D_{n-1} [Q(\infty) - Q(C_{n-1}/\sigma)] = \\ &= D_{n-1} [1 - Q(C_{n-1}/\sigma)] \end{aligned} \quad \text{IV.59b}$$

A integral

$$I_2 = \int_{C_K}^{C_{K+1}} x p(x) dx = \sigma/\sqrt{2\pi} \left(e^{-C_{K+1}^2/2\sigma^2} - e^{-C_K^2/2\sigma^2} \right)$$

Quando os limites da integral I_2 vão de $-\infty$ a $+\infty$, a integral é nula pois a função $x p(x)$ é uma função ímpar (Fig. IV.25).

A integral I_2 de C'_0 a ∞ e de C'_0 a $-\infty$ é nula, pois $A_1 = A_2$ e $A_3 = A_4$. Obtém-se o mesmo resultado subtraindo-se o valor da integral I_2 desde C''_0 a ∞ do valor desde C'_0 a ∞ . Este método é o usado na simulação pelo computador.

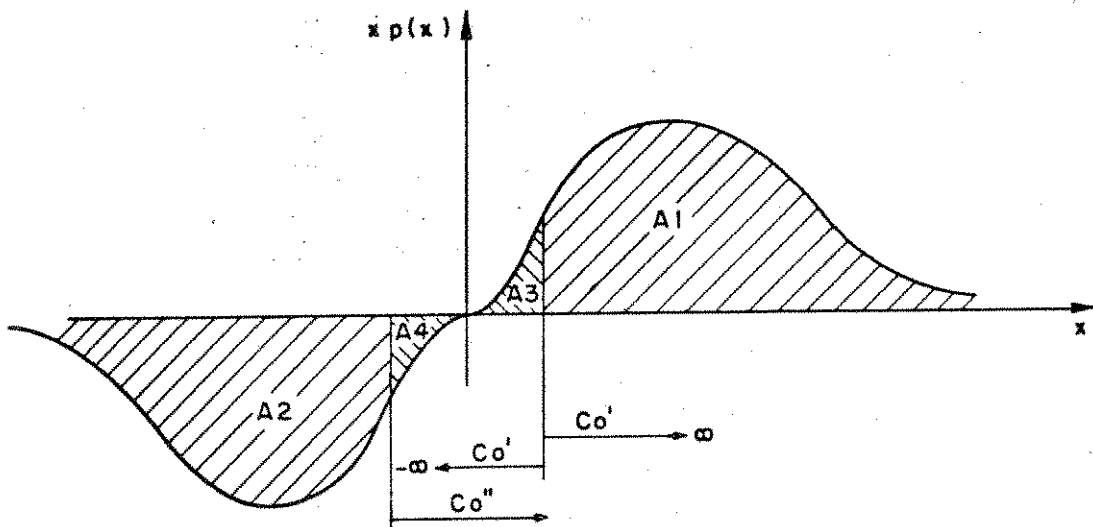


Fig. IV.25 - Função $x p(x)$

Aplicando-se os resultados acima encontrados, tem-se:

$$\bar{\epsilon} = \sum_{K=0}^{n-2} \left\{ D_K [Q(C'_{K+1}/\sigma) - Q(C'_K/\sigma) - Q(C''_{K+1}/\sigma) + Q(C''_K/\sigma)] \right. \\ \left. + D_{n-1} [-Q(C'_{n-1}/\sigma) + Q(C''_{n-1}/\sigma)] \right\} \quad \text{IV.60}$$

onde: $C'_K = C_K - \text{OSH}$ para $x \geq 0$

e $C''_K = C_K + \text{OSH}$ para $x < 0$

Retirando-se o nível DC do ruído calculado na eq. IV.56, a relação sinal-ruído para codificadores com off-set na saída do Sample-Hold fica sendo:

$$S/R = 10 \log \frac{\sigma^2}{\epsilon^2 - \bar{\epsilon}^2} + 1,1 \text{dB} \quad \text{IV.61}$$

A Fig. IV.26 mostra a degradação da relação sinal-ruído quando o Sample-Hold possui, 4Δ , 8Δ e 16Δ de off-set ($1\Delta = 1/2048$ da amplitude máxima definida para o codificador, que é igual a um nível de codificação nos segmentos 000 e 001).

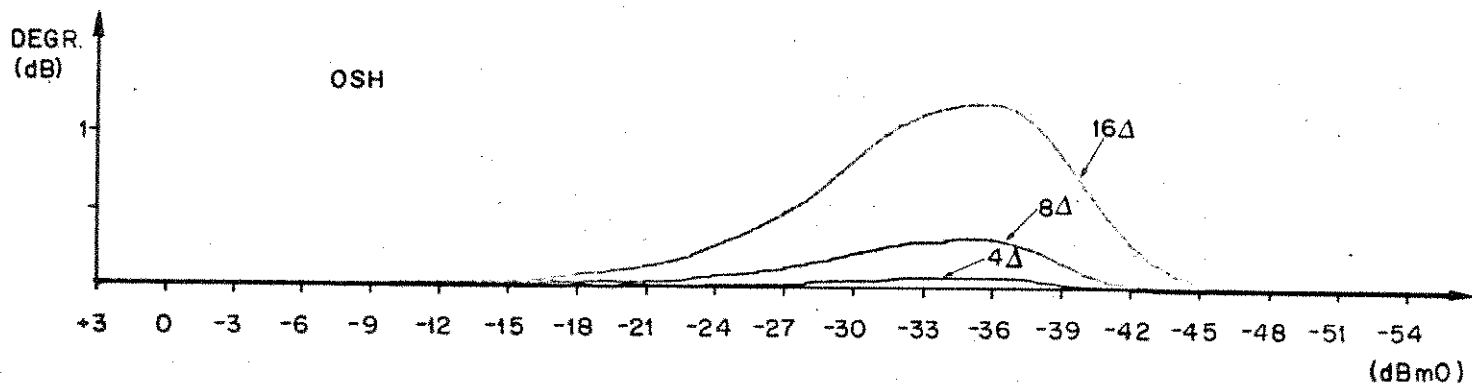


Fig. IV.26 - Degradação da relação sinal-ruído devido ao off-set do Sample-Hold (sinal gaussiano).

A degradação apresentada na Fig. IV.24 é a degradação teórica. A degradação mensurável é um pouco menor, pois uma parte do ruído tem frequências na faixa do sinal.

Nota-se que a degradação é máxima na região onde o sinal passa dos primeiros segmentos lineares para os não lineares. Nota-se também que o valor de off-set igual a 4Δ é bem maior que o valor típico dos off-sets dos amplificadores operacionais, e mesmo para este valor, a degradação é desprezível. Observa-se que a degradação cresce em dB aproximadamente com o quadrado do valor do off-set.

IV.5.5 - Erro devido ao off-set na saída do amplificador com ganho 16 (OG16)

O ruído introduzido devido ao off-set na saída do amplificador com ganho 16 é semelhante ao ruído introduzido devido ao off-set na saída do Sample-Hold, com a diferença de que o ganho 16 só é usado para as partes do sinal que possuem amplitudes inferiores a $1/16$ da amplitude máxima definida.

O erro devido ao off-set na saída do amplificador com ganho 16 é esquematizado na Fig. IV.27.

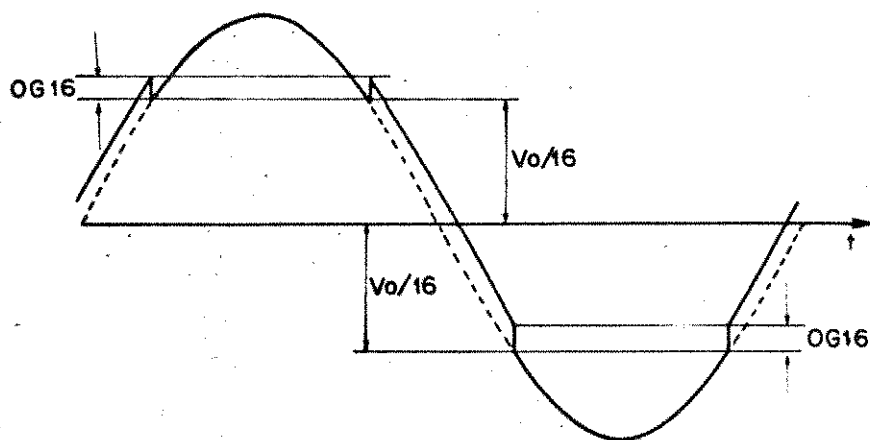


Fig. IV.27 - Off-set positivo introduzido na saída do amplificador com ganho 16

A análise do off-set do Sample-Hold mostrou que o mesmo era mais crítico na região de transição dos dois primeiros segmentos lineares para os demais segmentos. Para o off-set do amplificador com ganho 16 isto também ocorre, mas na região de transição de ganho ($\sim -21\text{dBm0}$) haverá uma deformação no sinal, conforme a Fig. IV.27, aumentando muito a degradação.

Definindo-se os novos parâmetros para o amplificador com ganho 16, tem-se para os níveis de decisão positivos:

$$C'_K = C_K - \frac{OG16}{16} \quad \text{para} \quad 0 \leq K < 64$$

$$C'_K = C_K \quad \text{para} \quad 64 \leq K \leq 128$$

Para os níveis de decisão negativos tem-se:

$$C''_K = C_K + \frac{OG16}{16} \quad \text{para} \quad 0 \leq K < 64$$

$$C''_K = C_K \quad \text{para} \quad 64 \leq K \leq 128$$

No caso de sinal senoidal com amplitude a , são tomados todos os níveis C'_K e C''_K até os níveis C'_m e C''_j tais que

$$C'_m \ll a$$

e $C''_j \ll a$

No caso de sinais com distribuição gaussiana são utilizados todos os níveis C'_K e C''_K .

Como o off-set em estudo é o da saída do amplificador, que é normalmente o que se mede na prática, seu valor deve ser dividido pelo ganho que neste caso é 16.

Como o off-set do amplificador com ganho 16 é semelhante ao off-set do Sample-Hold, as equações IV.50 e IV.56 podem ser usadas com os parâmetros correspondentes, para o cálculo do erro quadrático médio em sinais senoidais e gaussianos, respectivamente.

O valor DC na saída do Decodificador pode ser calculado usando as equações IV.53 e IV.60, respectivamente.

No cálculo da relação sinal-ruído também podem ser usadas as equações IV.54 e IV.61, respectivamente.

A degradação da relação sinal-ruído para sinais gaussianos, quando o ganho 16 possui 16Δ e 32Δ de off-set, é mostrada na Fig. IV.28. A degradação de S/R para sinais senoidais não será apresentada neste caso, devido a dificuldade de interpretação da curva.

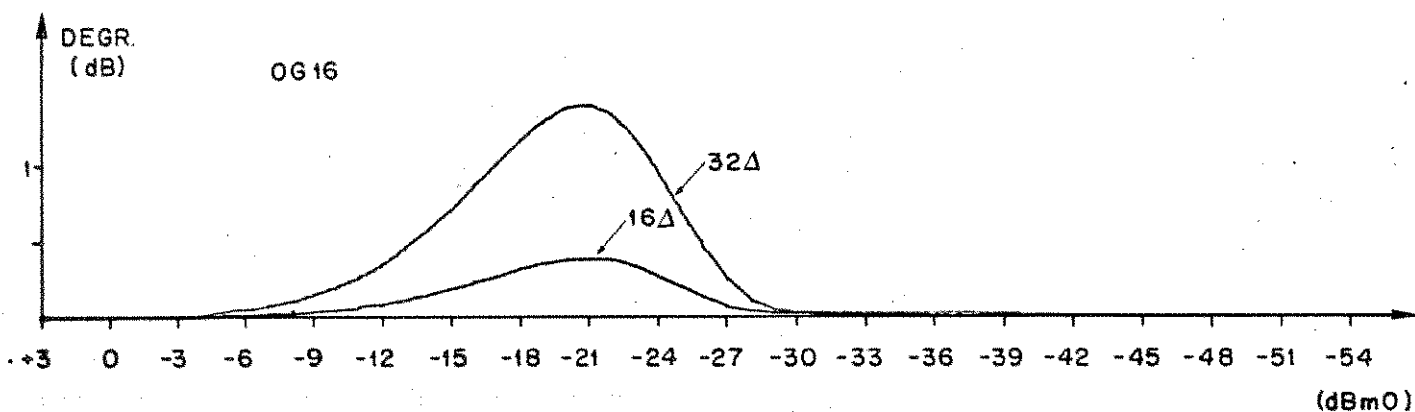


Fig. IV.28 - Degradação da relação sinal-ruído devido ao off-set na saída do amplificador com ganho 16.

Nota-se que o off-set de 16Δ é o valor de saída do amplificador. O off-set correspondente de entrada é Δ , que é igual a um nível de codificação nos dois primeiros segmentos. O valor de 2Δ corresponde ao valor típico de off-set de um amplificador operacional.

Como era de se esperar, a degradação é maior na região de -21dBm_0 , que é a região onde existe a comutação do ganho 1:16.

Observa-se que a degradação em dB é aproximadamente proporcional ao quadrado da variação do valor do off-set, e não depende da sua polaridade, como pode ser visto pelos parâmetros das equações IV.50, IV.53, IV.56 e IV.60.

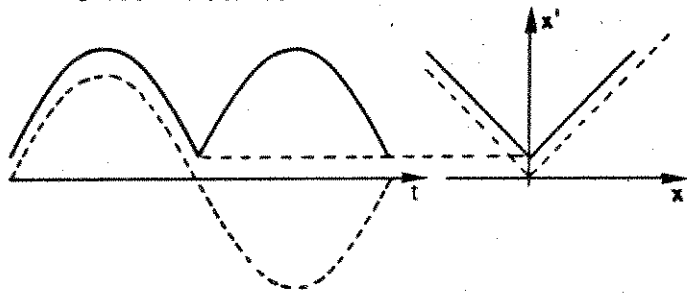
IV.5.6 - Erro devido ao off-set na saída dos retificadores 1 e 16 (OR1, OR16)

O modelo a ser estudado para os retificadores é igual para os dois retificadores, sendo que um só irá atuar em sinais com amplitudes superiores a $1/16$ de amplitude máxima, e outro em sinais com amplitudes inferiores a $1/16$ da amplitude máxima.

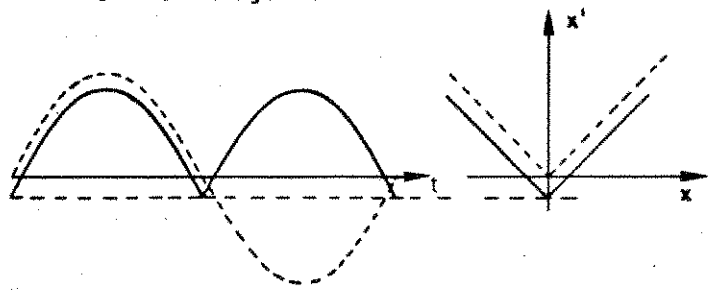
Na Fig. IV.29 estão as funções de transferência e as deformações típicas em sinais senoidais causadas pelos off-sets dos retificadores. O sinal na saída do retificador 16 está normalizado para facilitar a compreensão das figuras.

Nessa mesma figura, o off-set positivo indica que o valor do off-set tem a mesma polaridade da saída do retificador. Para o cálculo da degradação devido ao off-set dos retificadores será considerada retificação positiva por facilidade de notação.

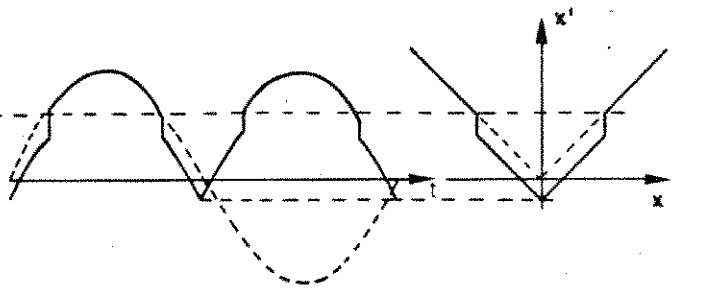
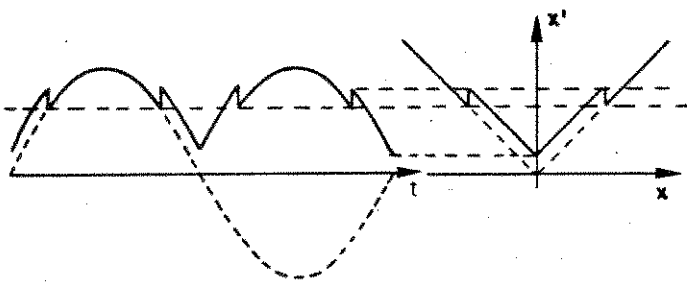
Offset Positivo



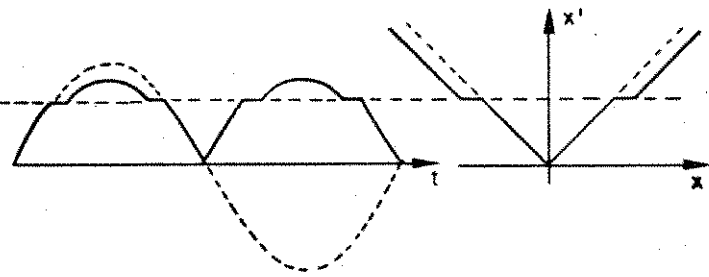
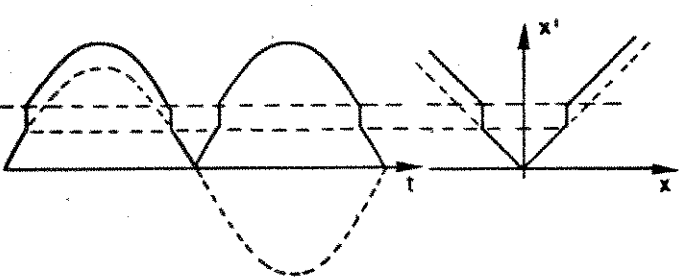
Offset Negativo



a) Sinais com Amplitude a $V_o/16$ Offset no Retificador 16



b) Sinais com Amplitude Superior a $V_o/16$ Offset no Retificador 16



c) Sinais com Amplitude Superior a $V_o/16$ Offset no Retificador 1

Fig. IV.29 - Função de transferência e deformações típicas ocasionadas por off-sets na saída dos retificadores

Supondo-se um sistema Codificador/Decodificador como o da Fig. IV.30 define-se:

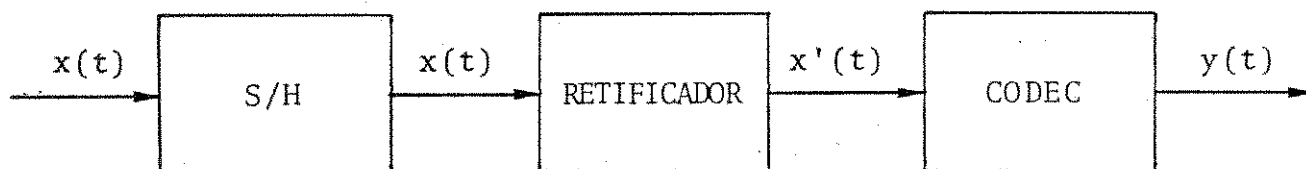


Fig. IV.30 - Diagrama de um sistema Codificador/Decodificador com off-set na saída do retificador

$$x'(t) = |x(t)| + OR \quad \text{IV.62}$$

e
$$y(t) = D_K \quad \text{se} \quad C_K \leq |x(t)| + OR \leq C_{K+1} \quad \text{IV.63}$$

ou
$$y(t) = D_K \quad \text{se} \quad C'_K \leq |x(t)| \leq C'_{K+1} \quad \text{IV.64}$$

onde
$$C'_K = C_K - OR$$

Como o codificador em estudo não possui níveis de com paração negativos tem-se:

$$C'_K \geq 0$$

e como no codificador em estudo o nível C_0 é sempre 0 tem-se:

$$C'_0 = 0.$$

O off-set na saída do retificador não influe na polari dade do sinal, portanto a degradação introduzida é igual tanto para o sem̄-ciclo positivo como negativo.

Como o sinal na saída é simétrico em relação ao zero, este não possui nível DC.

Pela simetria, pode-se calcular o erro quadrático mē dio somente entre 0 e $\pi/2$ para sinais senoidais e entre 0 e $+\infty$ para sinais gaussianos.

Para tal pode-se usar as equações IV.10 e IV.34, respectivamente, onde:

$$C'_K = C_K - \frac{OR16}{16} \quad \text{para} \quad 1 \leq K < 64$$

$$C'_K = C_K - OR1 \quad \text{para} \quad 64 \leq K \leq 128$$

Para sinais senoidais, tem-se ainda:

$$C'_m = C_m - \frac{OR16}{16} \quad \text{para} \quad 0 \leq m < 64 \quad \text{e}$$

$$a \leq C_{64} + OR1$$

ou
$$C'_m = C_m - OR1 \quad \text{para} \quad 64 \leq m \leq 128$$

onde: m é o maior inteiro tal que $C'_m \leq a$.

Nas Figs. IV.31 e IV.32 estão plotadas as degradações devido ao off-set do retificador 1 e 16 para sinais senoidais, segundo a eq. IV.10 e IV.24.

O valor de $3,5\Delta$ foi escolhido por ser o pior caso da saída de um amplificador operacional, sem os devidos ajustes.

Nota-se que na Fig. IV.31, o pior caso ocorre para $-21dBm_0$ que é justamente onde ocorre a comutação de ganho (vide Fig. IV.29c). Nota-se também que a degradação mensurável (com o índice K) é bem menor que a degradação total.

Para o off-set do retificador 16 (Fig. IV.32) a máxima degradação ocorre em $-33dBm_0$ que corresponde a mudança dos dois primeiros segmentos lineares para os demais segmentos.

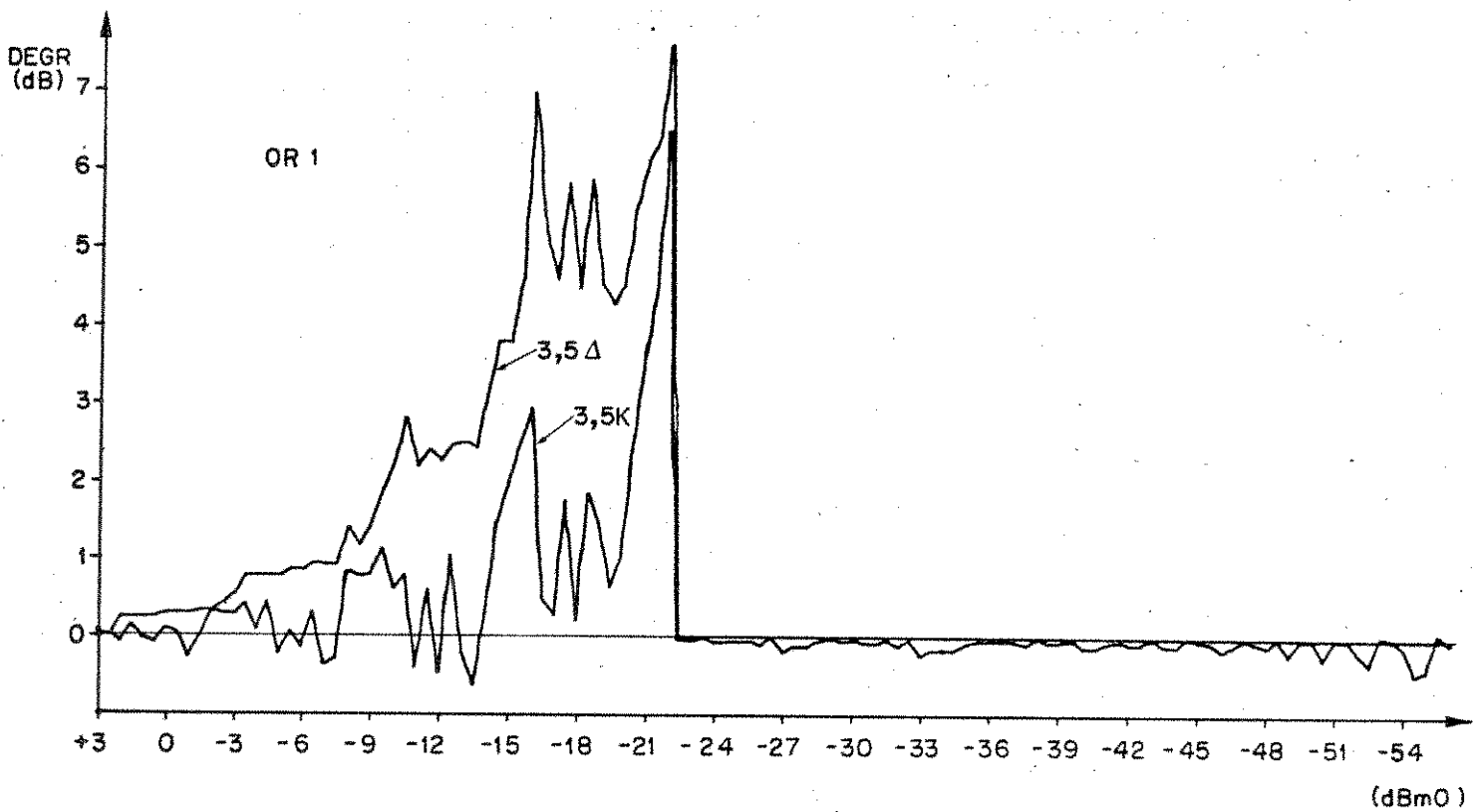


Fig. IV.31 - Degradação da relação sinal-ruído para sinais senoidais devido ao off-set positivo na saída do retificador R1.0 índice "K" indica degradação mensurável.

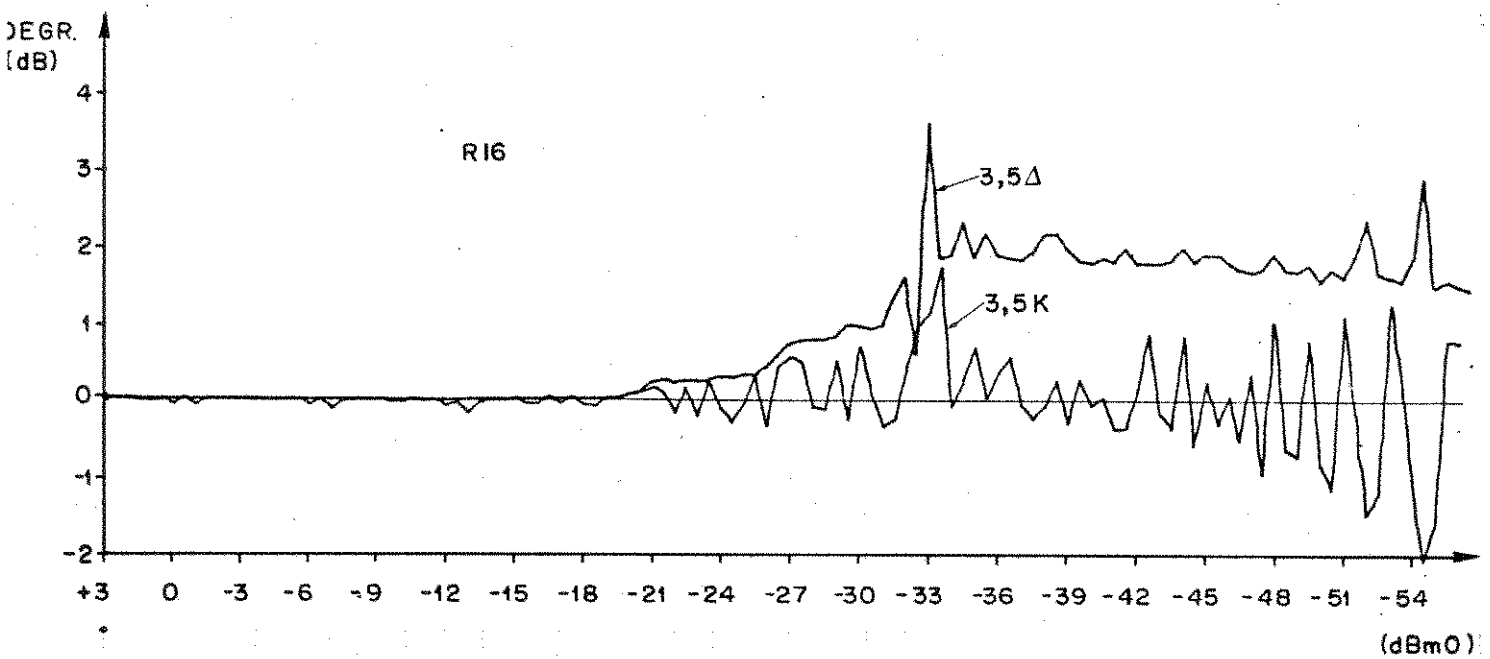


Fig. IV.32 - Degradação da relação sinal-ruído para sinais senoidais devido ao off-set de +3,5Δ na saída do retificador R16.0 índice "K" indica degradação mensurável.

A degradação mensurável para pequenas potências do sinal, é bem menor do que a degradação total, pois como pode ser observado na Fig. IV.33, o ruído adicional está correlacionado com o sinal.

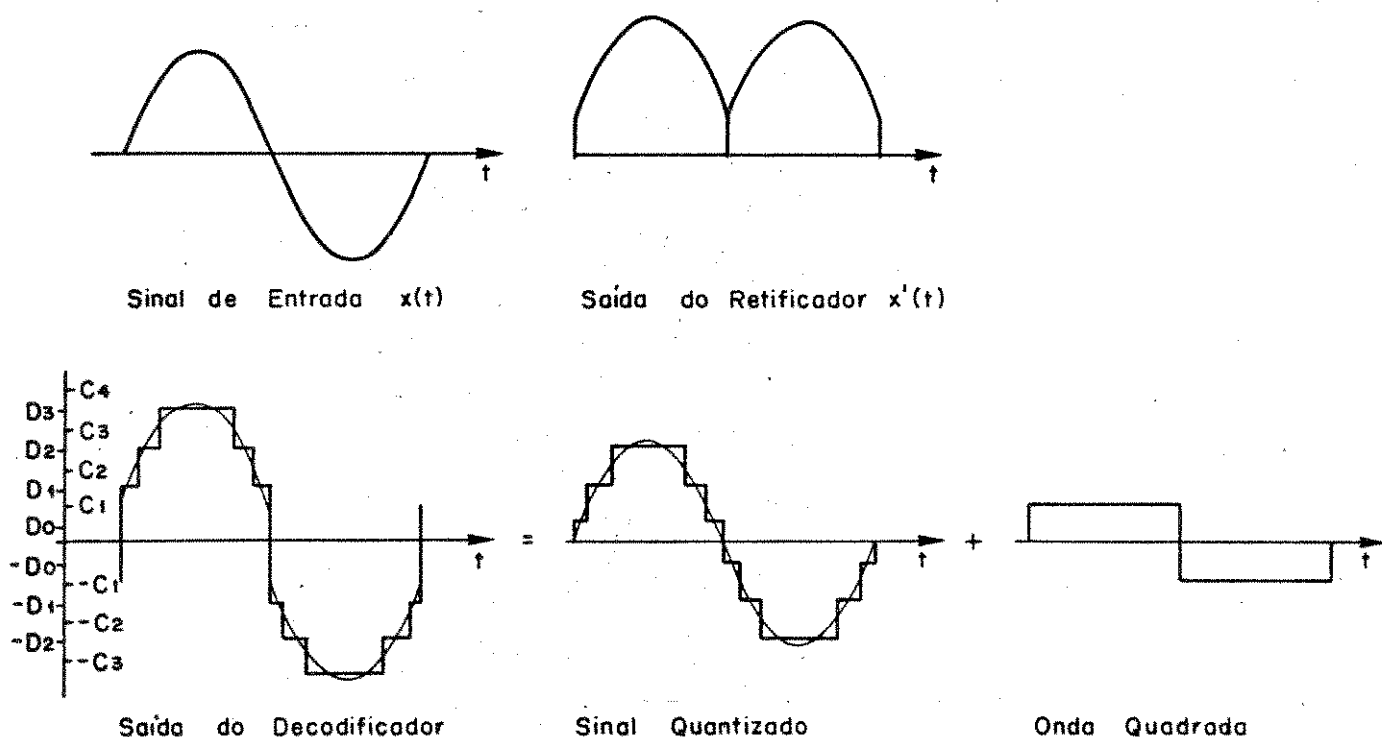


Fig. IV.33 - Processo de codificação e decodificação em um sistema com off-set na saída do retificador.

Nota-se na Fig. IV.33, que o ruído adicional é uma onda quadrada com a mesma frequência que $x(t)$. Pode-se mostrar que este ruído adicional possui cerca de 81% de sua potência não considerada como ruído pelos aparelhos de medição. A componente do ruído adicional com a mesma frequência que o sinal $x(t)$ ocasiona rã um desvio de ganho do sistema.

As Figs. IV.34 e IV.35 mostram a degradação da relação sinal-ruído para sinais gaussianos devido ao off-set de saída dos retificadores R1 e R16 respectivamente. As degradações foram calculadas a partir da eq. IV.34 usando os parâmetros C'_K correspondentes.

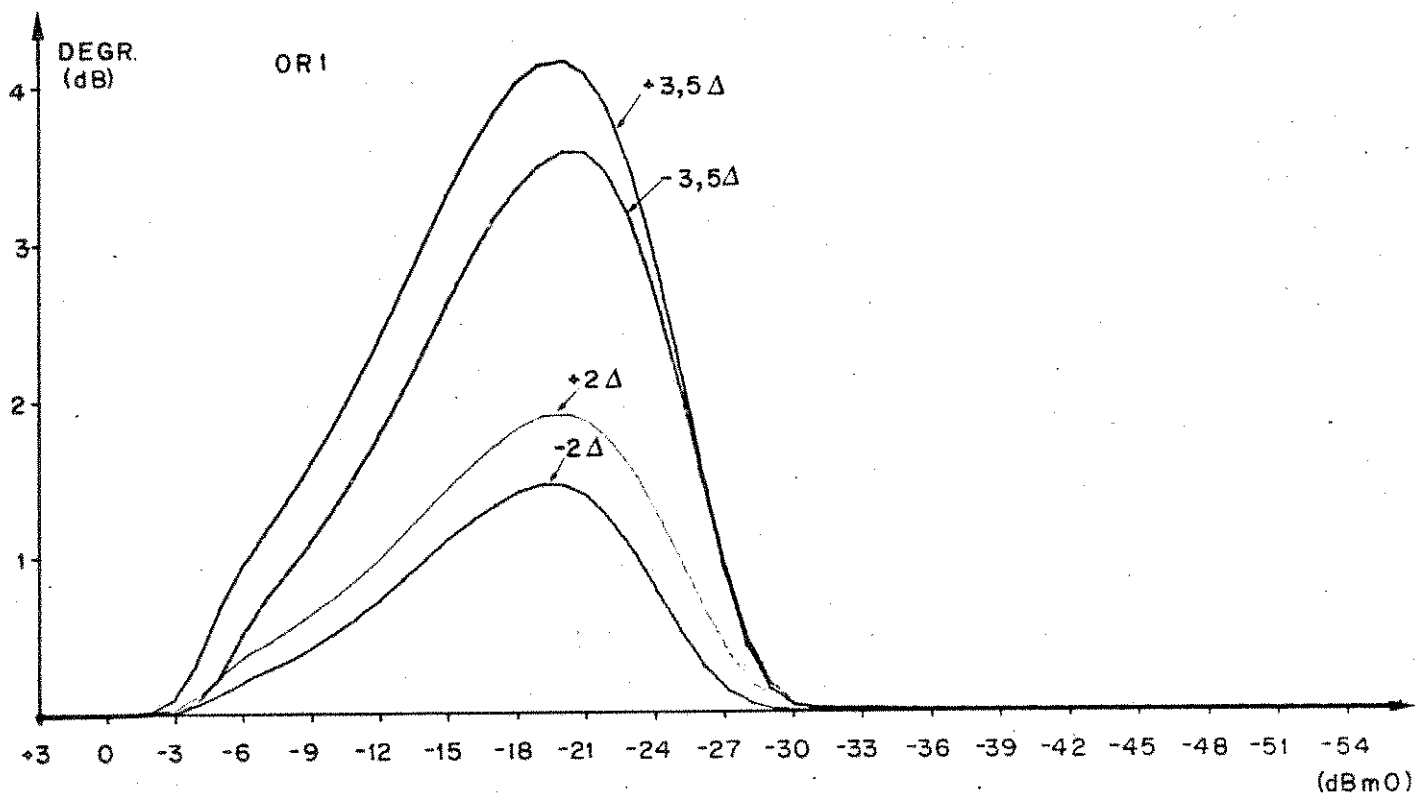


Fig. IV.34 - Degradação da relação sinal-ruído para sinais gaussianos devido ao off-set na saída do retificador R1.

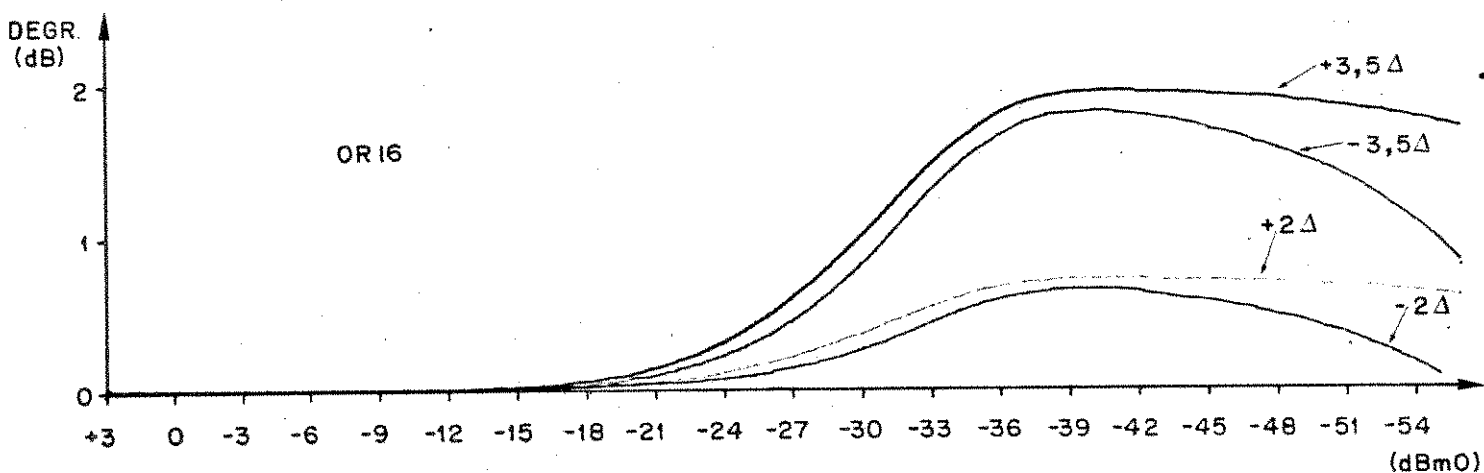


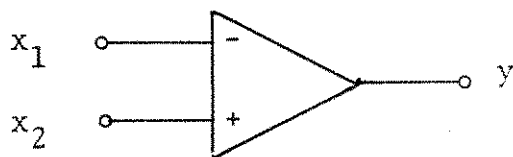
Fig. IV.35 - Degradação da relação sinal-ruído para sinais gaussianos devido ao off-set na saída do retificador R16.

Nota-se que os off-sets, com a mesma polaridade da reificação, são mais críticos, pois o ruído adicional continua sendo uma onda quadrada com frequência variável. Devido a não existência de níveis negativos, o ruído adicional não mais será uma onda quadrada e sua potência será menor.

A degradação plotada nas Figs. IV.34 e IV.35 é a de gradação teórica total; a degradação mensurável será bem menor, mas deverá haver uma grande variação no ganho do sistema.

IV.5.7 - Erro devido ao off-set nas entradas do Comparador (OC)

O off-set nas entradas do comparador de níveis, atua nas duas entradas simultaneamente mas pode-se supor uma das entradas como referência e considerá-la sem off-set (Fig. IV.36).



$y = 1$	se	$x_2 > x_1$	comparador ideal
$y = 0$	se	$x_2 < x_1$	
$y = 1$	se	$x_2 + OC > x_1$	comparador com off-set
$y = 0$	se	$x_2 + OC < x_1$	

Fig. IV.36 - Diagrama e funções lógicas de um comparador

Para o cálculo da degradação da relação sinal - ruído devido ao off-set do comparador, supõe-se que o off-set atua somente nos níveis de referência.

Portanto:

$$y(t) = D_K \text{ se } C_K + OC/16 \leq x(t) \leq C_{K+1} + OC/16 \text{ para } 0 \leq K < 64$$

e $y(t) = D_K$ se $C_K + OC \leq x(t) \leq C_{K+1} + OC$ para $64 \leq K \leq 128$

Como o sinal $x(t)$ permanece inalterado, conclue-se que o processo é análogo ao off-set na saída dos retificadores. Portanto, as eq. IV.10 e IV.34 podem ser usadas para o cálculo do erro quadrático médio para sinais senoidais e gaussianos respectivamente.

As Figs. IV.37 e IV.38 mostram a degradação da relação sinal-ruído para sinais senoidais e gaussianos devido ao off-set do comparador.

Nota-se que a degradação é máxima entre as potências -15dBm_0 e -21dBm_0 que correspondem ao segmento "D". O codificador em estudo possui para este segmento o menor nível de comparação que é equivalente a 8.

Note-se que o off-set na saída dos retificadores e na entrada do comparador não geram níveis DC. O ruído adicional possui componentes com a mesma frequência que o sinal, portanto a degradação mensurável é bem menor do que a total. Na Fig. IV.37, a degradação mensurável para sinais senoidais possui também valores negativos devido aos deslocamentos da curva de S/R (vide Fig. IV.23). Apesar dos valores mensuráveis de degradação serem de difícil interpretação, estes servem para justificar o fato de que se espera uma degradação mensurável bem abaixo daquela mostrada na Fig. IV.38 para sinais gaussianos.

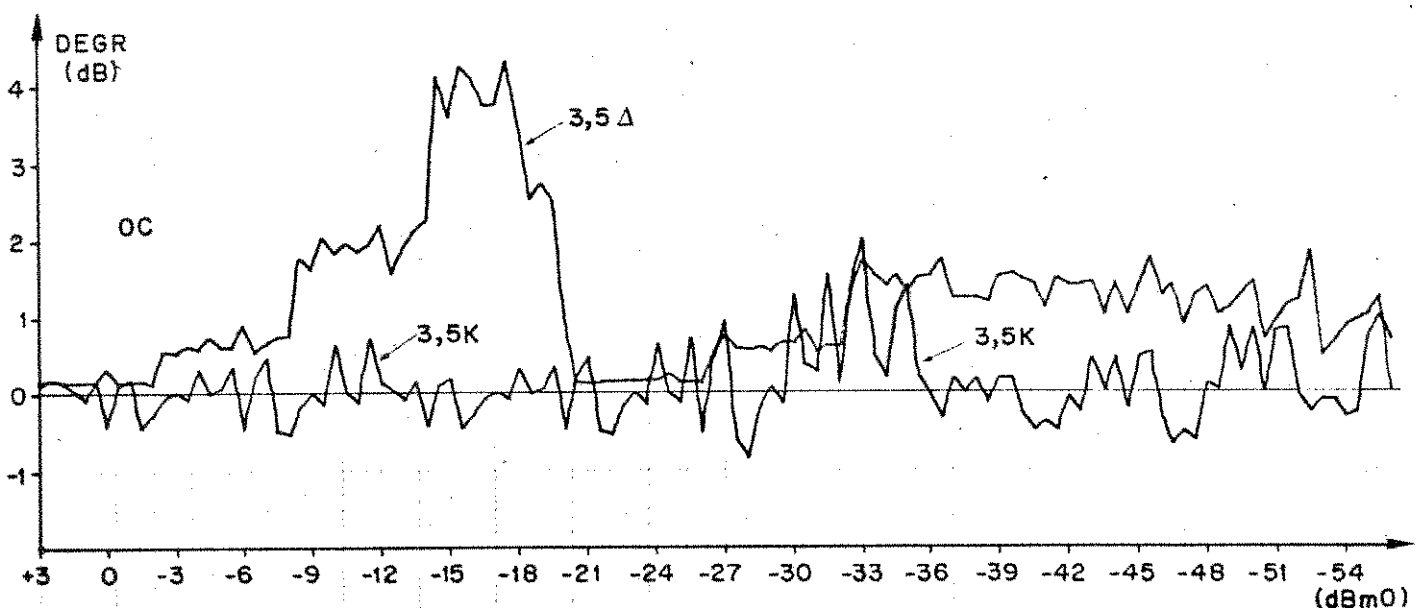


Fig. IV.37 - Degradação da relação sinal-ruído para sinais senoidais devido ao off-set na entrada do comparador de níveis. O índice "K" indica degradação mensurável.

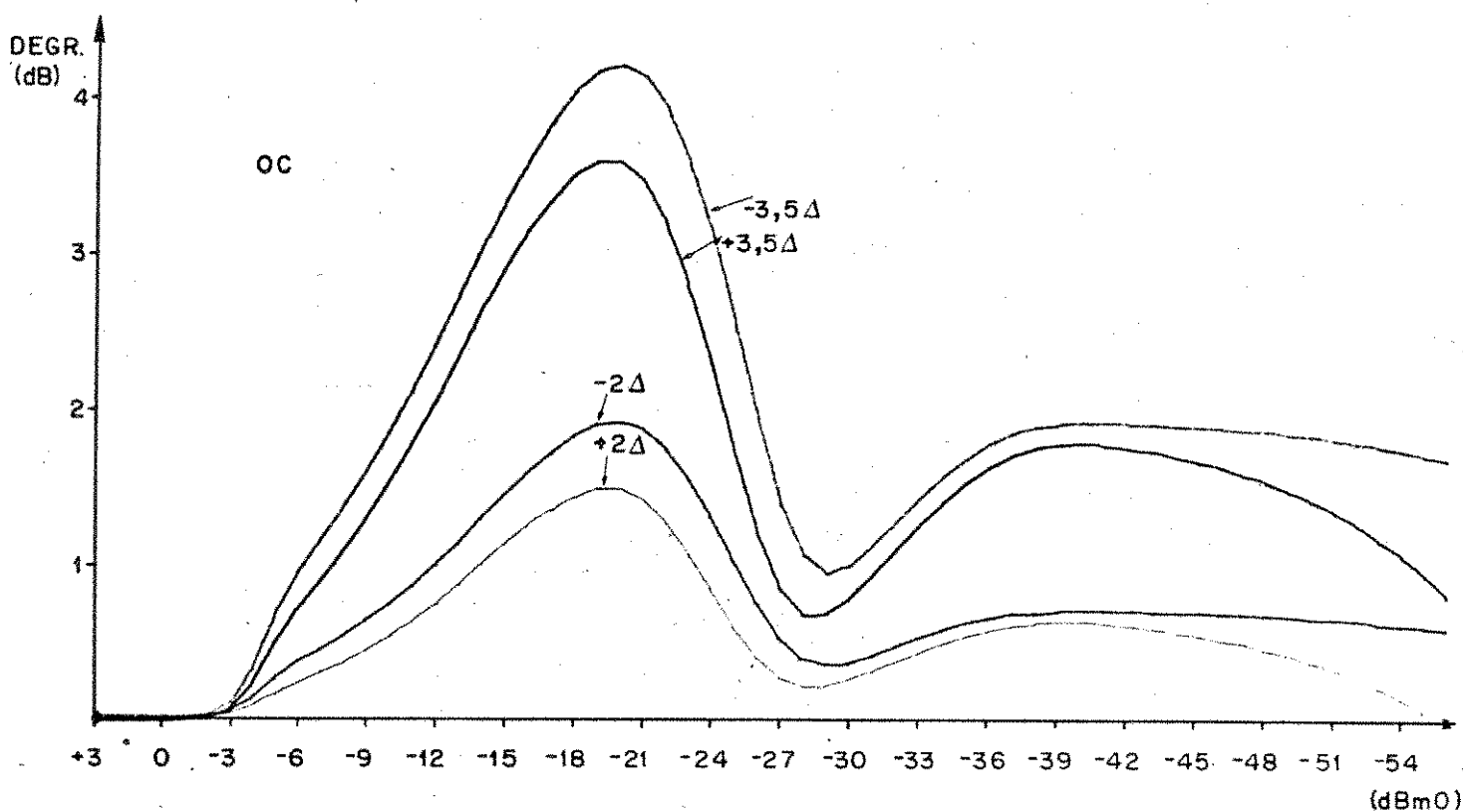


Fig. IV.38 - Degradação da relação sinal-ruído para sinais com distribuição gaussiana, devido ao off-set na entrada do comparador de níveis. Os off-sets indicados são referentes à entrada dos níveis de comparação.

IV.6 - CONCLUSÃO

As equações IV.10 e IV.24 desenvolvidas para o cálculo do ruído de quantização (erro quadrático médio) teórico total e mensurável para sinais senoidais em sistemas CODEC e a equação IV.34 desenvolvida para sinais com distribuição gaussiana, foram usadas para o cálculo da relação sinal-ruído teórico. Estas mesmas equações foram usadas com ligeiras modificações em seus parâmetros (no caso, níveis de codificação), para o cálculo da relação sinal-ruído e degradação de S/R em sistemas com codificador não ideal.

As equações IV.10, IV.24 e IV.34 podem também ser usadas para o cálculo da degradação em sistemas com decodificador não ideal, bastando para tal mudar convenientemente os parâmetros

relativos aos níveis do decodificador. Estas mesmas equações podem também ser usadas no estudo da influência de cada bit na relação sinal-ruído, bastando para tal, associar convenientemente os níveis de decodificação ao bit correspondente.

Os estudos feitos neste capítulo mostraram que é perfeitamente possível simular desvios de resistores e off-sets de amplificadores operacionais, mudando-se convenientemente os níveis de codificação, tomando-se cuidado no entanto com certas limitações impostas pelo sistema em estudo, como por exemplo nível DC presente na saída do sistema.

Dos dados obtidos no estudo e simulação do codificador conclue-se que:

- 1º) Os resistores das fontes de corrente e amplificador com ganho 16 podem ser de até 1%, mas obtém-se uma melhoria considerável no desempenho com resistores de 0,5%. Estes também são encontrados comercialmente (vide histogramas de degradação - Figs. IV.11 a IV.18).
- 2º) Não é necessário o ajuste do off-set na saída do "Sample-Hold", pois mesmo somando-se os off-sets dos amplificadores operacionais do "Sample-Hold" com o off-set da unidade de canal, a degradação estaria ainda dentro de valores aceitáveis (vide Fig. IV.26).
- 3º) O ajuste de off-set do amplificador com ganho 16 não é crítico, mas o mesmo deve ser mantido dentro de $\pm\Delta/2$ na entrada ou $\pm 8\Delta$ na saída (vide Fig. IV.28).
- 4º) O off-set na saída dos retificadores não só provoca degradação da relação sinal-ruído (vide Fig. IV.31, IV.32, IV.34 e IV.35), mas também uma grande variação de ganho do sistema. Observa-se nas Figs. IV.31 e IV.32 que a degradação mensurável é muito menor que a degradação total. Os off-sets na saída dos retificadores devem ser ajustados dentro dos

limites de $\pm\Delta$, para que as degradações não sejam demasiadamente grandes.

- 5º) O off-set na entrada do comparador também provoca variação de ganho, e também uma apreciável degradação da relação sinal-ruído (vide Fig. IV.37 e IV.38). Como os comparadores não possuem ajustes de off-set, estes devem ser bem pequenos para não comprometer o desempenho do codificador.

Observando-se os itens anteriores, conclue-se finalmente que o codificador implementado deve ter um bom desempenho, pois o ajuste e precisão de seus componentes não é muito crítico. Analisando-se todas as curvas de degradação, conclue-se ainda, que a região em torno de -21dBm_0 é a mais crítica, o que foi comprovado nos testes do sistema PDI-B.

APÊNDICE A

ESTUDO ESPECTRAL DO RUÍDO

PARA SINAIS SENOIDAIS

Este estudo do espectro do ruído de quantização para sinais senoidais tem por finalidade mostrar a validade da afirmação de que o espectro do ruído para sinais senoidais é aproximadamente plano dentro da faixa de áudio.

Fazendo-se a análise de Fourier do sinal quantizado, tem-se:

$$b_n = 2/T \int_0^T y(t) \text{ sen } nt \, dt \quad \text{A.1}$$

onde $y(t) = D_K$ para $C_K \leq x(t) \leq C_{K+1}$.

Como o sinal quantizado é função ímpar e $f(x + T/2) = -f(x)$, não haverá coeficientes de ordem par e a integração pode ser feita de 0 a $T/4$, ou seja, de 0 a $\pi/2$.

$$b_n = 4/\pi \left\{ \sum_{K=0}^m \int_{\arcsen C_K/a}^{\arcsen C_{K+1}/a} D_K \text{ sen } nt \, dt + \int_{\arcsen C_m/a}^{\pi/2} D_m \text{ sen } nt \, dt \right\} \quad \text{A.2}$$

onde $C_m \leq a$.

$$b_n = 4/\pi \left\{ \sum_{K=0}^m D_K/n \left[-\cos [n \arcsen (C_{K+1}/a)] + \cos [n \arcsen (C_K/a)] \right] + D_m/n \left[+ \cos [n \arcsen (C_m/a)] \right] \right\} \quad \text{A.3}$$

O espectro do ruído de quantização gerado por uma onda senoidal de -30dBm0 está mostrado na Fig. A.1. A Fig. A.2 mostra o espectro de ruído de quantização que cai dentro da faixa de 0-4KHz, depois de amostrado.

Nota-se na Fig. A.1 que o espectro do ruído tem faixa bem larga e quando este é amostrado, todas suas componentes caem na faixa de áudio ("folding"). Usando-se frequência do sinal

igual a 420Hz (frequência usada pelos aparelhos de teste) e amostragem de 8KHz, o espectro da Fig. A.1 é transformado no espectro da Fig. A.2.

O cálculo da relação entre a potência das raias que estão na faixa entre 300 a 3400Hz e a potência total do ruído, calculada através de computador, mostrou que esta relação está sempre em torno de 1.1dB, desviando-se desta somente para sinais com potência inferiores a -50dBm0 (vide Tabela A.1).

As Figs. A.3 e A.4 mostram o espectro do ruído de quantização não-amostrado e amostrado para sinais senoidais com potência de -56dBm0.

Nota-se na Fig. A.3 que a amplitude das raias decaem rapidamente com a frequência. Devido a este fato, quando o ruído é amostrado, não se pode mais afirmar que em média o espectro é uniforme.

Na medição da Relação Sinal/Ruído, os aparelhos geram um sinal $x(t)$ de 420Hz e medem a potência do sinal na recepção em uma faixa de 350 a 550Hz. Era de se esperar que todas as raias que, pelo "folding", viessem a cair dentro desta faixa, contribuíssem para a potência do sinal. Mas estas raias, exceto as que venham a ter a mesma frequência que $x(t)$, modulam o sinal $x(t)$ em amplitude com uma envoltória de valor médio igual ao pico de $x(t)$. Como o detetor na recepção não é sensível a modulações em amplitude, a única raia a ser considerada é aquela com a mesma frequência que $x(t)$ (vide Cap. IV.3).

POTÊNCIA DO SINAL	GANHO DE FAIXA
0 dBm0	1,2 dB
-10 dBm0	1,0 dB
-20 dBm0	1,1 dB
-30 dBm0	1,2 dB
-40 dBm0	1,2 dB
-50 dBm0	1,0 dB
-51 dBm0	1,3 dB
-52 dBm0	1,5 dB
-56 dBm0	1,8 dB

Tabela A.1 - Ganho de Faixa devido ao filtro

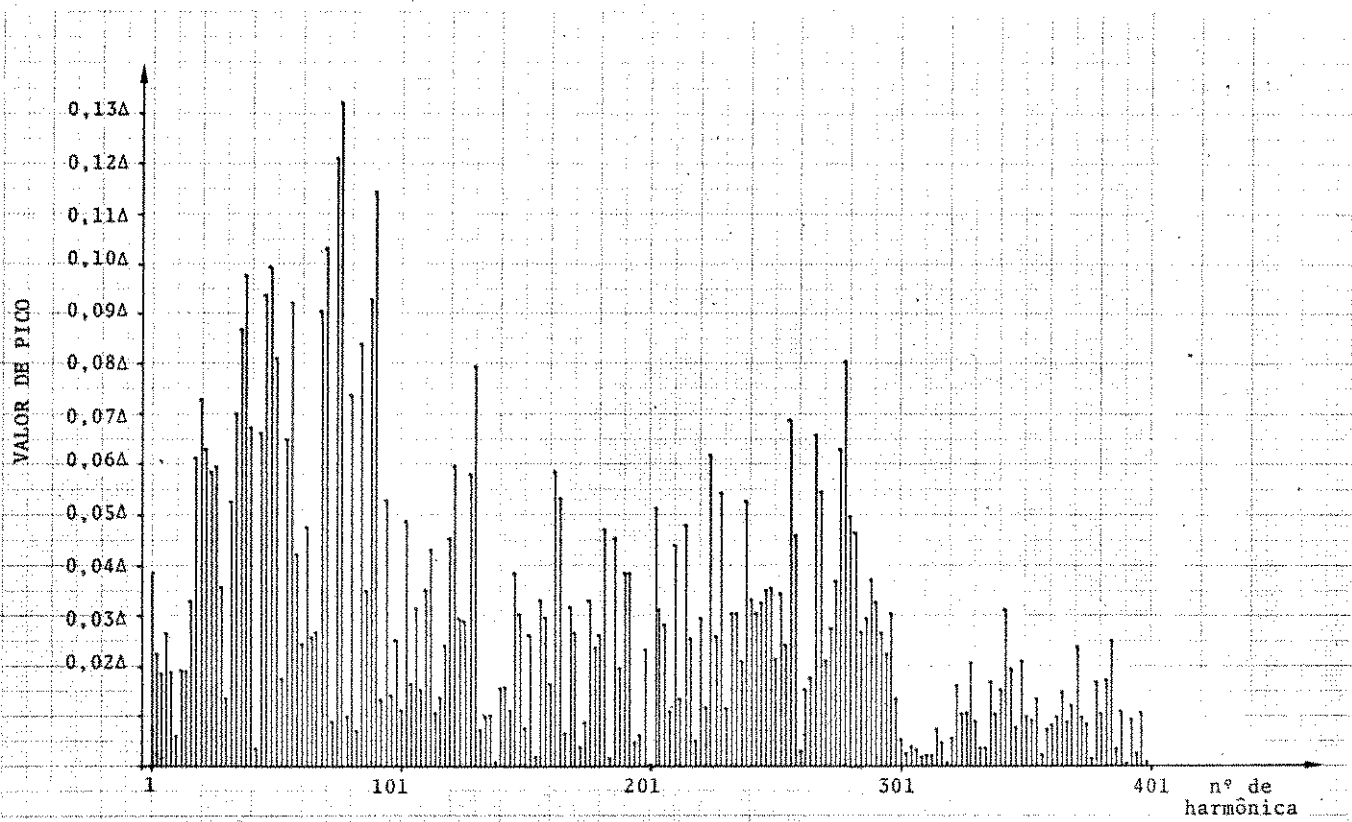


Fig.A.1 - Espectro do ruído de quantização sem amostragem
 Potência do sinal = -30dBm0
 Amplitude do sinal = 45,116Δ

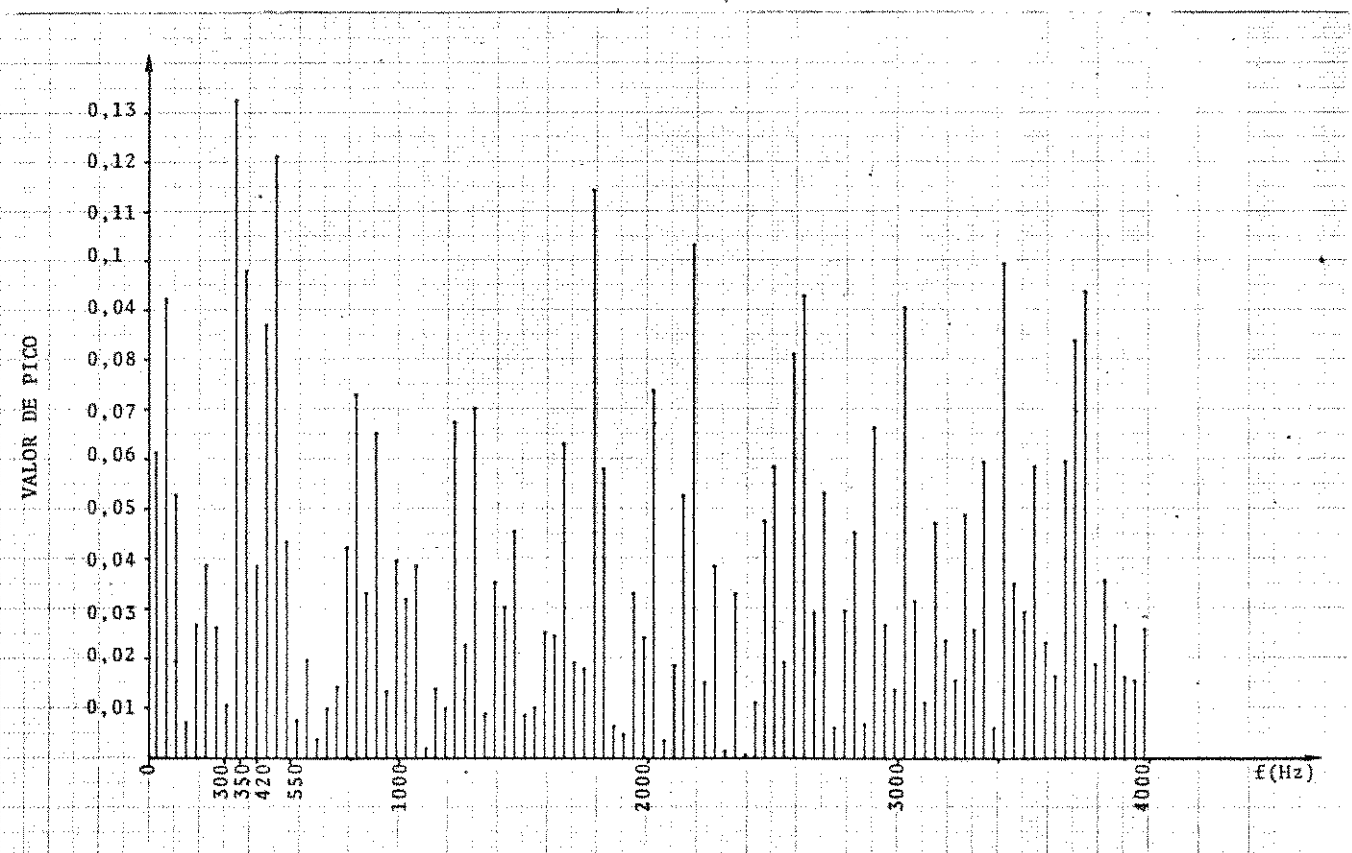


Fig.A.2 - Espectro do ruído de quantização amostrado
 Potência do sinal = -30dBm0
 Frequência do sinal = 420Hz

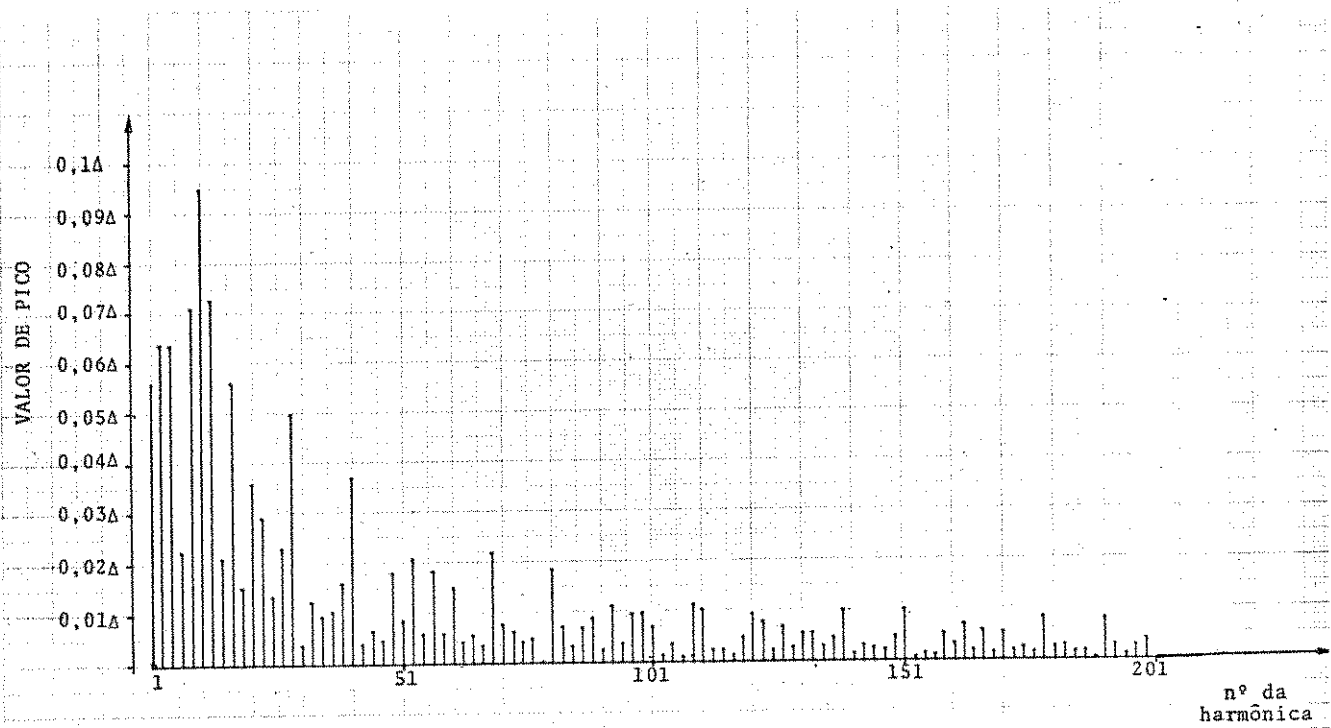


Fig.A.3 - Espectro do ruído de quantização sem amostragem
 Potência do sinal = -56dBm0
 Amplitude do sinal = 2,261Δ

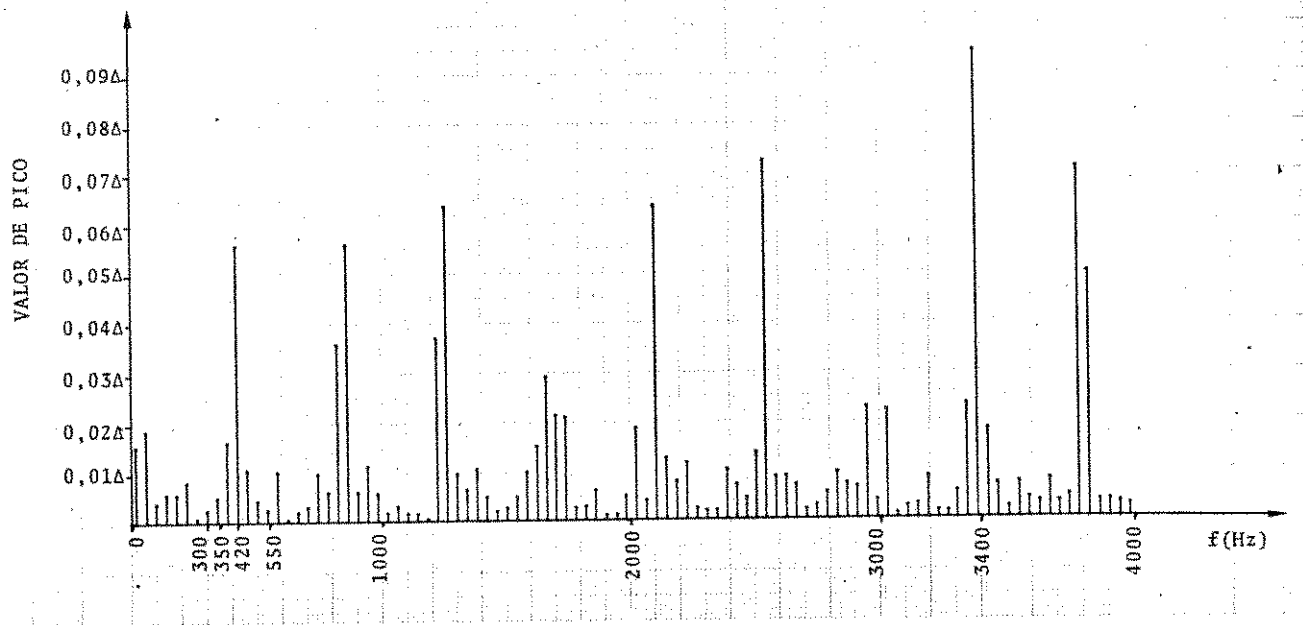


Fig.A.4 - Espectro do ruído de quantização amostrado
 Potência do sinal = -56dBm0
 Freqüência do sinal = 420Hz

APÊNDICE B

EXPLICAÇÃO E LISTAGEM DOS PROGRAMAS

USADOS NOS CÁLCULOS DO CAPÍTULO IV

No Capítulo IV foram usados basicamente dois programas principais: um para o cálculo da Relação Sinal/Ruído para sinais senoidais (SRS.F4) e outro para o cálculo da Relação Sinal/Ruído para sinais gaussianos (SRG.F4).

A seguir será dada uma breve explicação do modo de operação do programa para sinais senoidais. O programa para sinais gaussianos segue o mesmo modo de operação.

Os programas foram construídos de tal forma que é possível a simulação e cálculo de diversas fontes de erro, mudando para tal, os parâmetros referentes às de_generações.

A saída de dados pode ser pelo próprio teletipo TTY ou pelo disco, permitindo desta forma usar os dados para fins estatísticos (Programa ESTAT.F4).

A Fig. B.1 mostra o fluxograma simplificado do programa SRS.F4. Segue-se então os programas SRS.F4, SRG.F4, ESTAT.F4 e o programa CODEC.F4, que é usado para gerar os níveis do decodificador, podendo também gerar os níveis do codificador e o correspondente código binário (vide Tabela IV.1). Os níveis C_K usados nos programas SRS.F4 e SRG.F4 não foram gerados pelo programa CODEC.F4, mas sim pela matriz gravada no disco 21.

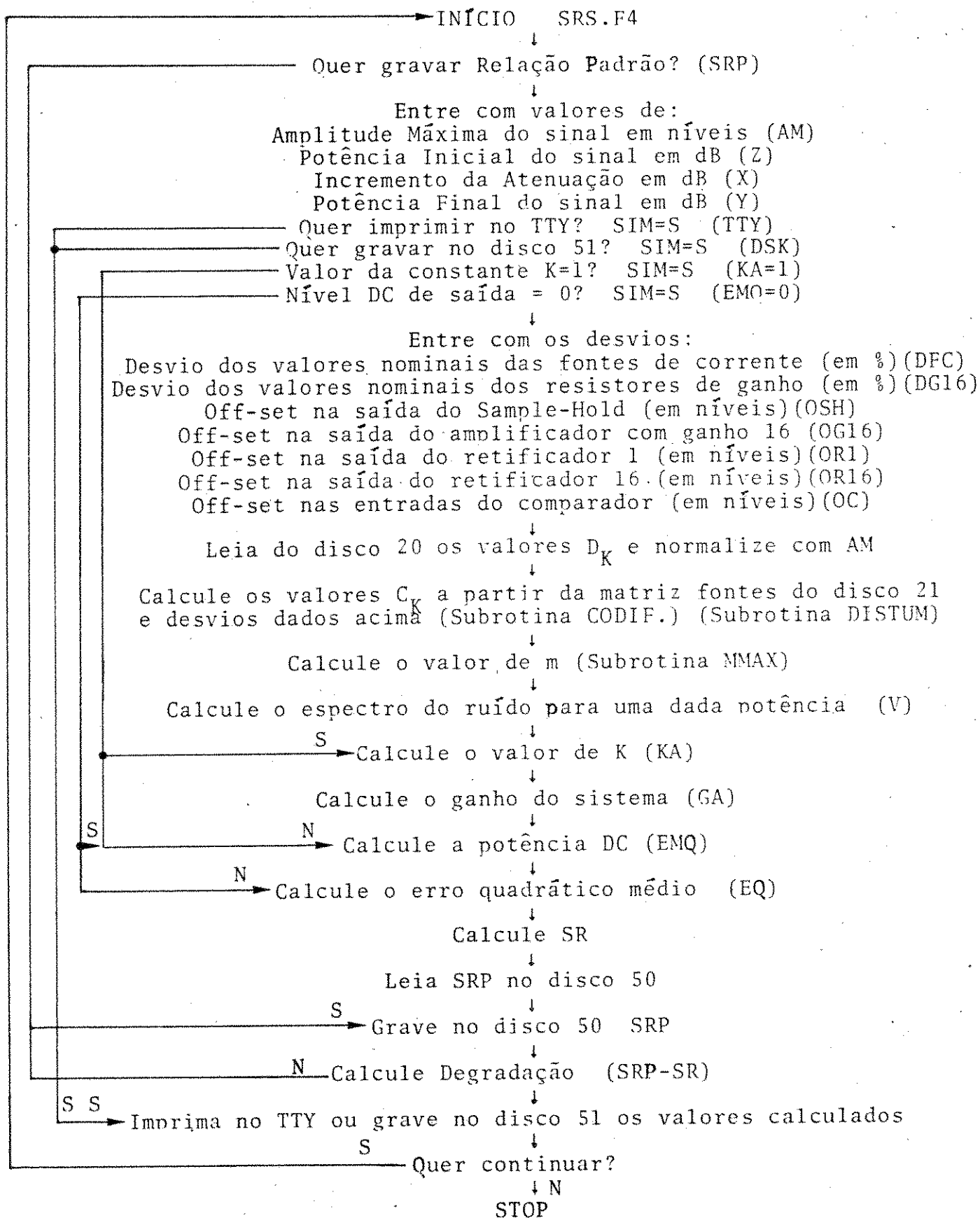


Fig. B.1 - Modo de operação do programa para cálculo da Relação Sinal/Ruído para sinais senoidais

LISTAGENS DOS PROGRAMAS

USADOS NAS SIMULAÇÕES

CÁLCULO DA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO PARA SINAIS SENOIDAIS

```

COMMON DEC(0/15), OSH, OGI6, ORI, OR16, OC
DIMENSION S,P(159), CND(0/150), AAA(32), TCH(0/126,5), DEC(0/150)
REAL KA, KAA, PDEF(0/1), EMOFF(0/1), EVOFF(0/1)
DATA KAA/328,'* * * * *'/
222 READ(21,222)((TCH(I,J),J=1,5),I=1,120)
    FORMAT(5I1)
    READ(20,1) (D,C(I),I=0,126)
1    FORMAT(1G)
9    TYPE 7
7    FORMAT(1X,'QUEM GRAVAR? SIM= < S >')
    ACCEPT 91,NG
    IF(NG.EQ.'S') GO TO 10
    IF(NG.EQ.'N') GO TO 8
    NREAD=2
    I=1
16   READ(50,1,END=8) SSp(I)
    I=I+1
    GO TO 16
8    BASE=2048
    PI=3.141592653
    CALL TIME(T1,T2)
    TE=T1-T2
    K=SETRA*(TE)
C-----K=AMPLITUDE MÁXIMA DO SINAL SENOIDAL
C-----T=VALOR INICIAL DA ATENUAÇÃO EM DB
C-----L=INCLINAÇÃO DA ATENUAÇÃO EM DB
C-----Y=VALOR FINAL DA ATENUAÇÃO EM DB
6    TYPE 4
2    FORMAT(/,1X,'QUEM GRAVAR? S,Z,X,Y,(T,OSK, KA=1?, K=0?)')
    ACCEPT 3,A,Z,Y,T,10,OSK,VERO
3    FORMAT (4G,A1,1X,A1,1X,A1,1X,A1)
    TYPE 41
41   FORMAT(' ENTRE COM DEC, OGI6, OSH, OGI6, OR1, OR16, OC')
    ACCEPT 42,DEC,OGI6,OSH,OGI6,OR1,OR16,OC
42   FORMAT (7G)
    IF(Z.GT.3.14.OR.Y.GT.3.14) GO TO 6
C    IF(T.EQ.'S') TYPE 111,(AAA(I),I=1,32)
    IF(T.EQ.'S') WRITE(51,111)(AAA(I),I=1,32)
111  FORMAT(/,1X,15A5,A3,/,1X,'* AMPLITUDE ATENUAÇÃO DB,POISSON
*, ' S/R DEGRADAÇÃO K POT. CC *,/,1X,
*15A5,A3)
    DO 21 I=0,128
21   DEC(I)=DEC(I)*AN/BASE
    BASE=AN
    IC=0
22   A=AN*(10.**((Z-.14)/20.))
    IC=IC+1
    DO 46 IOFF=0,1
    CALL CUIF(CD,AN,ICH,FE)
    CALL NMAX(CD,A,IO)
    SOMAN=0
    SOMAG=0
    SUMAT=0
    DO 33 L=1,199,2
    IF (M.EQ.0) GOTU35
    SOMAV=0
    DO 34 N=0,4-1
34   SOMAV=SOMAV+(DEC(N)/L*(COS(L*ARCSIN((CND(N)/A)))-COS(

```

SRS.F4 (Cont.1)

```

35 *L*ARCSIN((COD(N+1)/A)))
V=4/(PI)*SOMAV+(DEC(N)/L*(COS(L*ARCSIN((COD(N)/A))))))
IF (L.EQ.1) V=A-V
PV=V**2/2
FX=L*420
FR=FX
110 IF(FR.LE.8000)GOTO 112
FR=FR-8000
GOTO 110
112 IF(FR.LE.4000)GOTO 39
FR=8000-FR
39 IF(FR.LE.300.(OR.FR.GT.3400))GOTO 289
SOMAG=SOMAG+PV
289 SOMAT=SOMAT+PV
IF(FR.LT.800.(OR.FR.GE.3350))GOTO 390
SOMAM=SOMAM+PV
390 CONTINUE
C TYPE 333,L,V,PV,FX,FR
333 FORMAT (I,F14.5,F10.5,2F10.0)
33 CONTINUE
RESULT=10*ALOG(A**2/(2*SOMAG))/ALOG(10.)+.9
GA=10*ALOG(SOMAT/SOMAG)/ALOG(10.)
TYPE 444,GA,RESULT,SOMAT,SOMAG
444 FORMAT (2F8.2,2F13.5)
SOMAK=0
KA=1
IF (N.EQ.0) GO TO 5
IF (N.EQ.1) GO TO 55
DO 10 N=0,N-1
10 SOMAK=SOMAK+(DEC(N))*(SQRT(1-((COD(N)/A)**2))-S*PT(
11-((COD(N+1)/A)**2)))
5 KA=1/(PI*A)*(SOMAK+DEC(N))*(SQRT(1-((COD(N)/A)**2)))
KOFF(10FF)=KA
USN=-1*USN
UG10=-1*UG10
46 CONTINUE
KA=(KOFF(0)+KOFF(1))/2
55 KAA=KA*A
DO 47 10FF=0,1
SOMAE=0
SOMA=0
CALL CUDIP(COD,AM,ICH,TE)
CALL MAX(COD,A,N)
IF(N.EQ.7)N=0
IF(N.EQ.0)GOTO 13
DO 11 N=0,N-1
IF(COD(N).LT.-1*A)COD(N)=-1*A
IF(COD(N+1).LT.-1*A)COD(N+1)=-1*A
SOMAE=SOMAE+DEC(N)*(ARCSIN(COD(N)/A)-ARCSIN(COD(N+1)/A))
11 SOMA=SOMA+(DEC(N)**2*(ARCSIN(COD(N+1)
*/A)-ARCSIN(COD(N)/A)))+(2*KAA*DEC(N)*(SQRT(1-(COD(N+1)
*/A)**2)-SQRT(1-(COD(N)/A)**2)))
13 IF(COD(N).LT.-1*A)COD(N)=-1*A
IF(COD(0).LT.-1*A)COD(0)=-1*A
IF(COD(0).GT.A)COD(0)=A
EPSI=((KAA**2)/2)*(-1*ARCSIN(COD(0)/A)+PT/2+(
*COD(0)/A*(SQRT(1-((COD(0)/A)**2))))
EPS=(DEC(N)**2*(PI/2-ARCSIN(COD(N)/A))-
*2*KAA*DEC(N)*SQRT(1-(COD(N)/A)**2)
EQ=(2/PI)*(SOMA+EPSI +EPS)

```


SRS.F4 (Cont.2)

```

E=OFF(1OFF)=C0
EMV=KAA*(SUPT(1-(COD(0)/A)**2))
EM=(1/PI)*(SINAE+2*Q+DEC(N)*(ARCSIN(COD(M)/A)-PI/2))
E=OFF(1OFF)=EM
OSH=-1*OSH
OG16=-1*OG16
47 CONTINUE
EO=(E+OFF(0)+UOFF(1))/2
EM=SNOFF(0)-E=OFF(1)
EMO=EM**2
IF(NGEQ.FO.'S')EMO=0
SN=(10*ALOG(KAA**2/(2*(EO-EMO)))/ALOG(10.))+1.1
EMO=20*(ALOG(KA)/ALOG(10.))
DEGRAD=SN*(IC)-SN
IF(NG.EI.'S')WRITE(50,1)SN
IF(IG.EI.'S')WRITE(51,1)A,Z,EQ,SN,DEGRAD,KA,EMO
IF(IT.EI.'S')TYPE 4,Z,Z,EO,EM,DEGRAD,KA,PMO
4  FORMAT('(',F9.3,')(',F6.1,')(',F10.4,')(',F8.4,')(',
*F9.2,')(',F7.3,')(',F5.2,')')
1> Z=Z-1
IF(Z.GE.Y) GO TO 22
IF(IG.EI.'S')END FILE 55
TYPE 90
90  FORMAT(/,' MPM CONTINUA ?  SIM= <S>')
ACCEPT 91,PMO
91  FORMAT(A1)
IF(KA.EI.'S') GO TO 3
STOP
END

```

```

SUBROUTINE DISPRN(TE, NOR)
COMMON DEC, DG16, OSH, OG16, OR1, OR16, OC
REAL NOR
NOR=(RA(TE)-.5)**2
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE NORMAL(TE, NOR)
REAL COD
REAL NOR
NOR=0.
DO 10 K=1,12
R=KAN(TE)
NOR=NOR+R
10 CONTINUE
NOR=(NOR-6)/2.55
RETURN
END

```

C-----A SUBROTINA CODIF GERA OS NIVEIS DO CODIFICADOR SEGUNDO A LEI A=87,6
C-----USANDO 8 FONTES DE CORRENTE E UM AMPLIFICADOR COM GANHO 16
C-----A SEQUENCIA DE FONTES USADAS PARA GERAR UM NIVEL DE CODIFICACAO
C-----ESTA ARMAZENADA NO DISCO (FOR21.DAT)
SUBROUTINE CODIF(COD, AN, ICH, TE)
COMMON DEC, DG16, OSH, OG16, OR1, OR16, OC
REAL NOR
DIMENSION ICH(6/128,5),S(0/8),COD(0/150),G(8)

SRS.F4 (Cont.3)

C-----DFC=DESVIO DO VALOR NOMINAL DAS FONTES DE CORRENTE EM PORCENTO
 C-----DG16=DESVIO DO GANHO 16 EM PORCENTO
 C-----DSH=OFFSET NA SAIDA DO SAMPLE HOLD EM NIVEIS DE CODIFICACAO
 C-----DG16=OFFSET NA SAIDA DO GANHO 16 EM NIVEIS DE CODIFICACAO
 C-----OP1=OFFSET DO RETIFICADOR COM GANHO 1 EM NIVEIS DE CODIFICACAO
 C-----OP16=OFFSET DO RETIFICADOR COM GANHO 16 EM NIVEIS DE CODIFICACAO
 C-----OC=OFFSET DO COMPARADOR EM NIVEIS DE CODIFICACAO
 C-----UN NIVEL DE CODIFICACAO=512/2048

```

DO 10 I=1,8
  CALL DISTUB(TB,NDR)
  S(I)=(AM/4**I)*(1+((DFC*NDR)/100))
10  CONTINUE
  CALL DISTUB(TB,NDR)
  DO 20 I=0,128
    CDD(I)=0.
  DO 30 K=1,5
30  CDD(I)=CDD(I)+S(ICD(I+1,K))
    IF(1.LT.E1)CDD(I)=(CDD(I)-DG16-DSH+OC)/(16*(1+(DG16*NDR/100)))
    *-DSH
    IF(1.GT.63) CDD(I)=CDD(I)-DSH-OP1+OC
  C    IF((-1*DSH).GT.1)CDD(I)=0
  C    IF((-1*DG16).GT.1)CDD(I)=0
  C    IF((-1*OP16).GT.1)CDD(I)=0
  C    IF(OC.GT.1)CDD(I)=0
  C    IF(CDD(I).LT.0) CDD(I)=0.
20  CONTINUE
  RETURN
  END
  
```

```

SUBROUTINE MAXCTAB(A,NSAIDA)
  DIMENSION TAB(0/159)
  NMIN=-1
  NMAX=128
  4  NMEU=(NMIN+NMAX+1)/2
  IF(A-TAB(NMEU))1,2,3
  1  NMAX=NMEU
  IF(NMAX-NMIN.EQ.1)GOTO5
  GOTO4
  3  NMIN=NMEU
  GOTO4
  2  NSAIDA=NMEU-1
  RETURN
  5  NSAIDA=NMIN
  RETURN
  END
  
```

```

FUNCTION ARCSIN(X)
  IF(X.EQ.-1.)GO TO 1
  ARCSIN=ATAN(X/SQRT(1-X**2))
  RETURN
  1  ARCSIN=-3.141592654/2
  RETURN
  END
  
```

CÁLCULO DA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO PARA SINAL

COM DISTRIBUIÇÃO GAUSSIANA

```

COMMON DFC,DG16,OSH,OG16,OR1,OR16,OC
DIMENSION COD(0/150),ICH(0/128,5),DEC(0/150),SNP(150),
*AAA(30),EMOFF(0/1),EQOFF(0/1)
DATA AAA/30* '*****' /
222 READ(21,222)((ICH(I,J),J=1,5),I=1,129)
FORMAT(5I1)
READ(20,1) (DEC(I),I=0,128)
1 FORMAT(1G)
9 TYPE 88
88 FORMAT(1X,'QUER GRAVAR? SIM=<S>')
ACCEPT 91,NG
IF(NG.EQ.'S')NREAD=1
IF(NG.EQ.'S')GOTO 8
NREAD=2
I=1
16 READ(30,1,END=8)SNP(I)
I=I+1
GOTO 16
8 BASE=2048.
CALL TIME(T1,T2)
TE=(T1-T2)
R=SETRAN(TE)
C-----AM=AMPLITUDE MÁXIMA DO SINAL SENOIDAL
C-----Z=VALOR INICIAL DA ATENUAÇÃO EM DB
C-----X=INCREMENTO DA ATENUAÇÃO EM DB
C-----Y=VALOR FINAL DA ATENUAÇÃO EM DB
C-----A2=POTENCIA DO SINAL
C-----SR=RELAÇÃO SINAL, RUÍDO
C-----SRP=RELAÇÃO SINAL RUÍDO PADRÃO (COMPONENTES IDEAIS)
C-----DEGRAD=DEGRADAÇÃO DA RELAÇÃO SINAL RUÍDO
6 TYPE 2
2 FORMAT(/,1X,'ENTRE COM AM,Z,X,Y,TTY,OSK, (14)=0 ?')
ACCEPT 3,AM,Z,X,Y,IT,IO,DEM0
3 FORMAT(4G,A1,1X,A1,1X,A1)
IF(Z.GT.3.14.OR.Y.GT.3.14)GOTO 6
TYPE 41
41 FORMAT(' ENTRE COM DFC,DG16,OSH,OG16,OR1,OR16,OC')
ACCEPT 42,DFC,DG16,OSH,OG16,OR1,OR16,OC
42 FORMAT(7G)
CALL CODIF(COD,AM,ICH,TE,IO,'S')
IF(IO.EQ.'S') WRITE(31,7)(AAA(I),I=1,30)
7 FORMAT(/,1X,15A5,/,1X,'* POTENCIA ATENUAÇÃO
* POT.RUIDO',8X,'S/R',5X,'DEGRADAÇÃO POT.CC *',/
*1X,15A5)
DO 21 I=0,128
21 DEC(I)=DEC(I)*AM/BASE
PM=(AM**2)/2
IC=0
22 A2=PM*(10.**((Z-3.14)/10.))
IC=IC+1
PI=3.141592654
A=SQRT(A2)
BASE=AM
DO 47 IOFF=0,1
CALL CODIF(COD,AM,ICH,TE)
SOMA1=0.

```

SRG.F4 (Cont.1)

```

SOMAE=0
SOMA2=0.
DO 10 N=0,126
SOMAE=SOMAE+(DEC(N)*(Q(COD(N+1)/A)-Q(COD(N)/A))+(A/
?(SQRT(2*PI))*(EXP(-COD(N+1)**2/(2*A2))-EXP(-COD(N)**2/
?(2*A2))))))
SOMA1=SOMA1+(DEC(N)**2*(Q(COD(N+1)/A)-Q(COD(N)/A)))
SOMA2=SOMA2+A/(SQRT(2*3.141592654))*DEC(N)*(EXP(-COD(N)
**2/(2*A2))-EXP(-COD(N+1)**2/(2*A2)))
10 CONTINUE
EM=SOMAE+DEC(127)*(1-Q(COD(127)/A))-(A/SQRT(2*PI)*
?EXP(-COD(127)**2/(2*A2)))
EPS1=2*DEC(127)**2*(1-Q(COD(127)/A))
EPS2=-4*A/(SQRT(2*3.141592654))*DEC(127)*(EXP(-COD(127)
**2/(2*A2)))
EQ=(2*SOMA1)-(4*SOMA2)+EPS1+EPS2+A2
EMOFF(IJFF)=EM
EQOFF(IJFF)=EQ
USH=-1*USH
UG16=-1*UG16
47 CONTINUE
EM=EMOFF(0)-EMOFF(1)
EMQ=EM**2

EQ=(EQOFF(0)+EQOFF(1))/2
IF(HEM.EQ.'S') EMQ=0
SN=10*ALOG(A2/(EQ-EMQ))/ALOG(10.)+1.107
C NN=IFIX(Z)
DEGRAD=SNP(IC)-SN
IF (IT.EQ.'S')TYPE 4, A2,Z,EQ,SN,DEGRAD,EMQ
IF (ID.EQ.'S')WRITE (31,4)A2,Z,E,SN,DEGRAD,EMQ
4 FORMAT(1X,'((',F10.2,', ')(',F6.2,', ')(',F10.3,
* ')(',F7.2,', ')(',F7.2,', ')(',F6.2,', '))')
IF (NG.EQ.'S')WRITE(30,1)SN
Z=Z-X
IF(Z.GE.Y) GO TO 22
END FILE 30
TYPE 90
90 FORMAT(/,' QUER CONTINUAR ? S14= <S>')
ACCEPT 91,KKK
91 FORMAT(A1)
IF(KKK.EQ.'S') GO TO 9
STOP
END

FUNCTION Q(X)
Q0=SQRT(1/(2*3.141592654))
P=0.2316419
B1=0.3193815
B2=-0.356563787
B3=1.781477937
B4=-1.821255978
B5=1.330274429
T=1/(1+P*X)
IF(X.LT.0)GO TO 1
Q=1-(Q0*EXP(-X**2/2)*(B1*T+B2*(T**2)+B3*(T**3)
**B4*(T**4)+B5*(T**5)))
RETURN
1 X=-1*X
T=1/(1+P*X)

```

SRG.F4 (Cont.2)

```
Q=(Q0*EXP(-X**2/2))*(B1*T+B2*(1**2)+B3*(T**3)
**B4*(T**4)+B5*(T**5))
RETURN
END
```

```
1 SUBROUTINE DISTUN(TE,NOR,TYPE)
REAL NOR
NOR=(RAN(TE)-.5)*2
IF(TYPE.EQ.'S')TYPE=1,NOR
1 FORMAT(1X,G)
RETURN
END
```

```
1 SUBROUTINE NORMAL(TE,NOR)
REAL NOR
NOR=0.
DO 10 K=1,12
R=RAN(TE)
NOR=NOR+R
10 CONTINUE
NOR=(NOR-6)/2.58
RETURN
END
```

```
1 SUBROUTINE CODIF(COD,AM,ICH,TE,LD,TYPE)
COMMON DFC,DG16,OSH,DG16,OR1,OR16,OC
REAL NOR
DIMENSION ICH(0/128,5),S(0/3),COD(0/150),G(8)
C-----DFC=DESVIO DO VALOR NOMINAL DAS FOLHAS DE CORRENTE EM PORCENTO
C-----DG16=DESVIO DO GANHO 16 EM PORCENTO
C-----OSH=OFFSET NA SAIDA DO SAMPLE HOLD EM NIVEIS DE CODIFICACAO
C-----OR1=OFFSET DO RETIFICADOR COM GANHO 1 EM NIVEIS DE CODIFICACAO
C-----OR16=OFFSET DO RETIFICADOR COM GANHO 16 EM NIVEIS DE CODIFICACAO
C-----OC=OFFSET DO COMPARADOR EM NIVEIS DE CODIFICACAO
C-----UM NIVEL DE CODIFICACAO=AM/20*8
DO 10 I=1,8
CALL DISTUN(TE,NOR,TYPE)
IF(ID.EQ.'S')WRITE(31,7)NOR
7 FORMAT(1X,G)
S(I)=(AM/2**I)*(1+((DFC*NOR)/100))
10 CONTINUE
CALL DISTUN(TE,NOR,TYPE)
IF(ID.EQ.'S')WRITE(31,8)NOR
8 FORMAT(1X,G)
DO 20 I=0,128
COD(I)=0.
DO 30 K=1,5
30 COD(I)=COD(I)+S(ICH(I+1,K))
IF(1.LT.64)COD(I)=(COD(I)-DG16-OR16+OC)/(16*(1+(DG16*NOR/100)
*)) - OSH
IF(1.GT.63) COD(I)=COD(I)-OSH-OR1+OC
C IF(COD(I).LT.0)COD(I)=0
C COD(0)=0
20 CONTINUE
RETURN
END
```

ESTAT.F4

CÁLCULO ESTATÍSTICO DAS DEGRADAÇÕES

```
DIMENSION DEGRAD(200,10),SOMA(10),SOMAQ(10),DEVPAO(10)
READ MEDIA(10),MEDIQA(10)
INTEGER CONT(0/40,4)
DO 2 I=1,200
2 READ(52,1)(DEGRAD(I,J),J=1,4)
1 FORMAT(4G)
C TYPE 1,((DEGRAD(II,JJ),JJ=1,4),II=1,200)
DO 3 J=1,4
MEDIA(J)=0.
DEVPAO(J)=0.
SOMA(J)=0
SOMAQ(J)=0.
DO 4 I=1,200
INT=IFIX(10*DEGRAD(I,J)+0.5)
CONT(INT,J)=CONT(INT,J)+1
SOMA(J)=SOMA(J)+DEGRAD(I,J)
4 SOMAQ(J)=SOMAQ(J)+DEGRAD(I,J)**2
MEDIA(J)=SOMA(J)/200
3 DEVPAO(J)=SQRT((SOMAQ(J)-(SOMA(J)**2)/200)/199)
5 TYPE 5,((MEDIA(J),DEVPAO(J)),J=1,4)
FORMAT(/10X,'MEDIA',10X,'DESVIO PADRAO',/,8X,F7.2,
*12X,F7.2/)
DO 55 I=0,40
DEG=I/10.
55 TYPE 7,DEG,(CONT(I,J),J=1,4)
7 FORMAT(5X,F3.1,3X,I3,3X,I3,3X,I3,3X,I3)
STOP
END
```

CODEC.F4

GERAÇÃO DOS NÍVEIS DO CODIFICADOR E DECODIFICADOR PARA A

LEI A=87,6 APROXIMADA POR 13 SEGMENTOS DE RETA

```
SUBROUTINE BIN(M,MB)
DIMENSION MB(20),MBI(20)
DO 50 J=1,20
  MBI(I)=0
50 CONTINUE
  I=1
  M1=M
  M2=M1/2
  1 MB(I)=M1-M2*2
  I=I+1
  M1=M2
  IF(M1.GE.2) GO TO 1
  MB(I)=M1
  DO 2 J=1,I
  2 MBI(J)=MB(8-J)
  IF(I.GT.8)TYPE 3
  3 FORMAT(' NUMERO BINARIO PODE ESTAR ERRADO')
  RETURN
  END
  IMPLICIT INTEGER (A-Z)
  DIMENSION GG(20),FONTE(130,5)

  CONT=0
  I=1
  REAL D
  READ(21,7)((FONTE(I,J),J=1,5),I=1,129)
  7 FORMAT(5I1)
  E=0
  K=0
  DO 20 J=1,8
  P=2**(J-2)
  IF (J-2.LT.0)P=1
  DO 10 M=K,16
  CONT=CONT+1
  C=P*M+E
  IF(N.EQ.16)P=2**(J-1)
  D=C+(P/2.)
  G=(J-1)*16+M
  CALL BIN(G,GG)
  WRITE(44,1)G,(GG(9-KK),KK=1,8),C,D,((FONTE(CONT,JJ),JJ=1,5))
  10 FORMAT(1X,I9,8X,8(I1,1X),I9,F11.1,8X,5(11,1X))
  CONTINUE
  E = C
  20 K = 1
  STOP
  END
```

BIBLIOGRAFIA

- {1} SCARABUCCI, REGE R. - "Ruído de Quantização em Sistemas de Modulação por Codificação de Pulsos" - Pub. FEC 02/74 - FEC - UNICAMP - Março/74.
- {2} YIN, K.K. e SCARABUCCI, R.R. - "Projeto de um CODEC Não-Linear para Sistema Multiplex MCP de 30 Canais Telefônicos" - Pub. FEC 03/74 - FEC - UNICAMP - Março/74.
- {3} YANO, Y. e SCARABUCCI, R.R. - "Codificador Não-Linear Sequencial para Sistema Multiplex MCP de 30 Canais Telefônicos" - Pub. FEC 23/74 - FEC - UNICAMP - Dezembro/74.
- {4} VIVALDI, A.R. e SOUSA, D.A. - "Codificadores A/D para MCP-30 com compressão digital, segundo a Lei A = 87,6-CCITT" - Pub. FEC 14/76 - FEC - UNICAMP - Setembro/76.
- {5} BONATTI, I.S. e SCARABUCCI, R.R. - "Projeto de um Conversor D/A Não-Linear de 8 dígitos para Sistemas MCP de 30 Canais Telefônicos" - Pub. FEC 19/75 - FEC - UNICAMP - Novembro/75.
- {6} TOLOSA, H.J.G., YANO, Y. e SCARABUCCI, R.R. - "Projeto e Implementação Física de um Codificador Não-Linear Paralelo-Série-Paralelo para Sistema MCP de 30 Canais" - Pub. FEC 29/77 - FEC - UNICAMP - Dezembro/77.
- {7} VIOLARO, F. e SCARABUCCI, R.R. - "Multiplexagem de Sinais para Sistemas MCP de 30 Canais Telefônicos" - Pub. FEC 16/75 - FEC - UNICAMP - Outubro/75.
- {8} CATTERMOLE, K.W. - "Principles of Pulse Code Modulation" - I. Liffe Books - 1969.
- {9} SCHWARTZ, BENNET, STEIN - "Communication Systems and Techniques" - Inter-University Electronics Series, vol. 4 - Mac Graw-Hill - 1966.

- {10} ROWE, H.E. - "Signals and Noise in Communication System" - Mac Graw-Hill.
- {11} Manual da Waldel und Goltermann - PCM Test Set - PCMI.
- {12} Manual de Instruções da Calculadora HP-25.
- {13} PAUL L. MEYER - "Probabilidade e Aplicações a Estatística"- Ao Livro Técnico S/A.
- {14} TAMIO SHIMIZU - "Simulação em Computador Digital" - Editora da Universidade de São Paulo.
- {15} TERCIO PACITTI - "FORTRAN Monitor - Princípios" - Ao Livro Técnico S.A. - 1968.
- 16 JERALD G. GRAEME - "Application of Operational Amplifiers" Burr-Brown - International Student Edition- McGraw-Hill 1973.