

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ELE0325 – Instrumentação Eletrônica I

Apostila de Instrumentação Eletrônica I

Prof. Dr. Edvaldo Assunção
Prof. Dr. Nobuo Oki

Ilha Solteira – SP

ÍNDICE

1. Introdução	1
2. Técnicas Analógicas	1
3. Técnicas Digitais	9
- Voltímetro Eletrônico com Amplificador Operacional	
- Técnicas digitais	
- Conversor D/A	
- Conversor A/D	
- Voltímetro digital	
4. Instrumentos Digitais de Medidas de Frequência e Tempo	39
5. A disposição em Pontes	49
6. Analisadores de Sinal	57
- Analisador de Distorção	
- Analisador de Onda	
- Analisador de Espectro	
- Analisador de Fourier	
7. Fibra Ótica na Instrumentação	72
- Fibras Óticas	
- Sensores a Fibra Ótica	
8. Osciloscópios Especiais	80
- Osciloscópio de Armazenagem	
- Osciloscópio Amostrador	
- Osciloscópio de Armazenagem Digital	
9. Princípios de instrumentação inteligente	93
10. Termografia	103
11. Cristal Líquido em Instrumentação	113
12. O pulsador Lógico	128
A- Roteiros de Laboratório	130
B- Listas de Exercícios	143

1 - Introdução:

Devemos notar que a execução da medida analógica ou digital é a mesma: liga-se o instrumento na rede, o sinal a ser medido conecta-se na entrada do instrumento e faz-se a leitura no mostrador. Porém, os métodos e as técnicas são diferentes. A principal diferença entre as duas técnicas é a continuidade no caso analógico e a representação binária no caso digital.

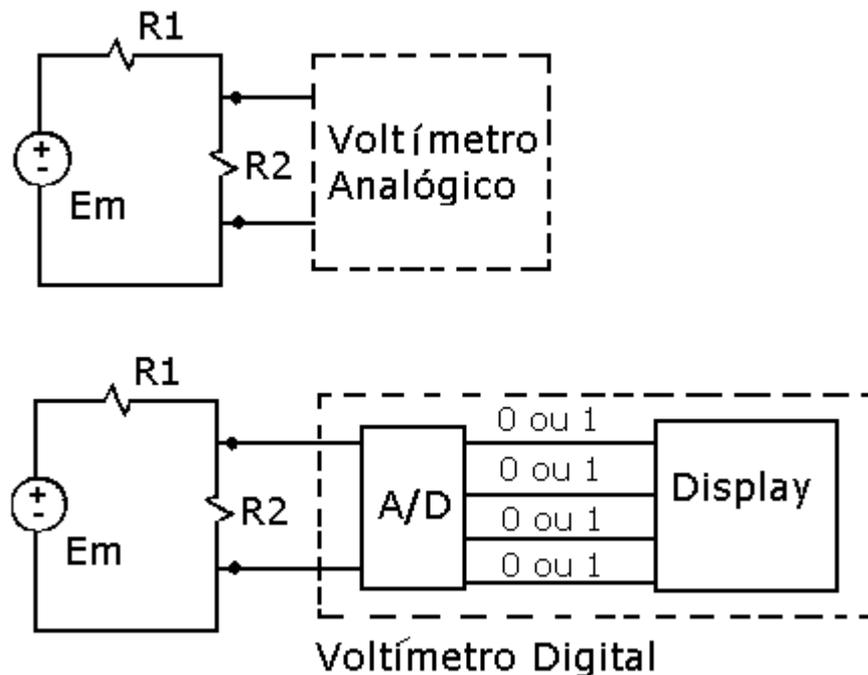


Figura 1.1 - Esquema de um voltímetro analógico e digital.

2 - Técnicas Analógicas:

Como sabemos, as resistências internas do voltímetro representam uma carga adicional que altera a grandeza a ser medida. Para que se obtenha uma medida mais exata, esta resistência tem que ser muito elevada, o que é possível com o uso de circuitos amplificadores nos estágios de entrada do medidor.

2.1 - Voltímetro Analógico com Amplificador Operacional:

2.1.1 - Amplificador Operacional:

O amplificador operacional é o mais utilizado dos circuitos integrados lineares, sendo inicialmente utilizado nos computadores analógicos, onde realiza operações tais como: soma, multiplicação, integração, derivação, etc.

Sua simbologia básica é:

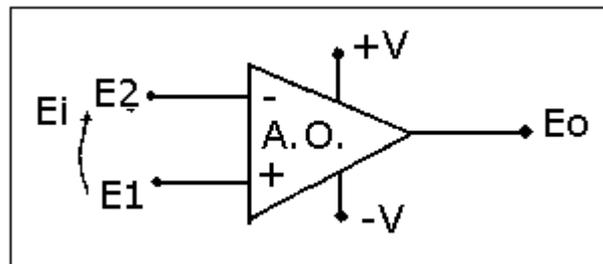


Figura 2.1 - Simbologia Básica de um Amplificador Operacional.

E_1 : Entrada não-inversora.

E_2 : Entrada inversora.

E_0 : Saída do sinal.

E_i : Tensão de entrada.

+V: fonte de alimentação positiva.

-V: fonte de alimentação negativa.

Um amplificador operacional ideal seria aquele no qual:

- Impedância de entrada infinita.
- Impedância de saída nula.
- Ganho de tensão infinito.
- Banda passante infinito.
- Tempo de resposta nulo.
- Não existe variação dos seus parâmetros com a variação da temperatura.

Entretanto, o amplificador operacional real, mesmo o mais sofisticado, não apresenta estas características, embora apresente-se muito próximo delas.

2.1.1.1 - Modelo simplificado do Amplificador Operacional:

A figura abaixo mostra o modelo de impedância de entrada e circuito de Thevenin na saída.

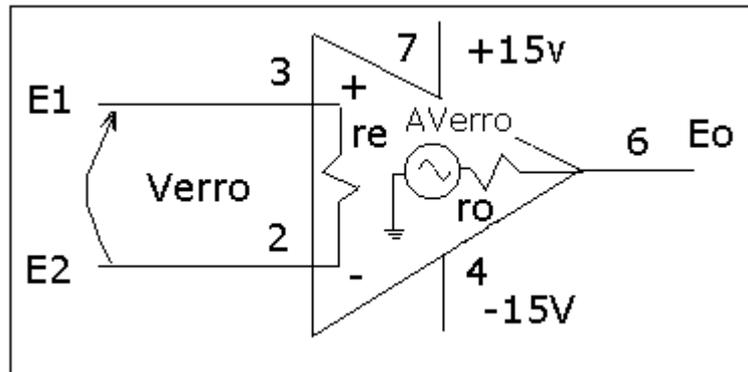


Figura 2.2 - Modelo Simplificado do Amplificador Operacional.

Para o amplif. operacional padrão industrial, o CI 741, temos:

$$r_e \cong 2 \text{ M}\Omega$$

$$r_o \cong 75 \Omega$$

$$A \cong 100.000$$

A diferença de tensão $E_1 - E_2$ é denominada tensão de erro.

$$V_{\text{erro}} = E_1 - E_2$$

$$\text{Assim: } E_0 = A \cdot V_{\text{erro}}$$

Teoricamente, a tensão E_0 poderia atingir valores extremamente altos, tendendo a $\pm\infty$. Na realidade, estes valores de E_0 ficam limitados à fonte $\pm 15\text{V}$. Acima desse valor, o amplificador operacional satura, conforme mostra a próxima figura.

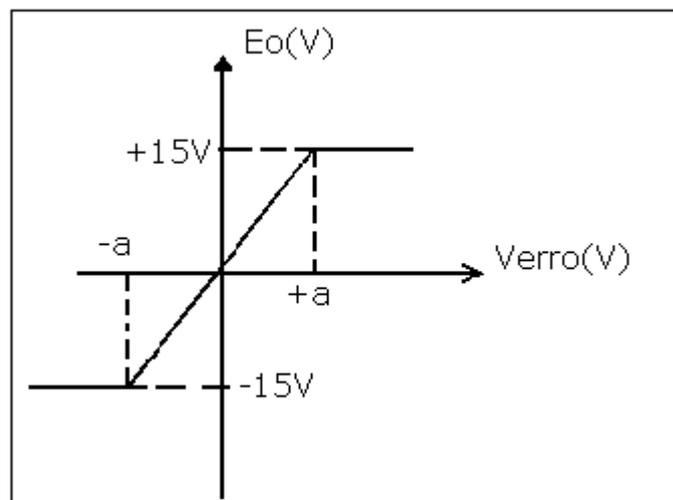


Figura 2.3 - Curva do Amplificador Operacional.

No início da saturação, a relação:

$$E_0 = A \cdot V_{\text{erro}}$$

Assumindo os seguintes valores, para o 741:

$$15 = 100000 \cdot a \rightarrow a = 0,15 \text{ mV}$$

Então a tensão de entrada pode ser no máximo igual a $V_{\text{erro}} = \pm 0,15 \text{ mV}$.

Esta utilização do amplificador operacional se restringe para sinais pequenos. A aplicação do amplificador operacional é viável com a utilização dos realimentadores de tensão.

2.1.1.2 - Realimentação:

Nesta ocasião, o sinal de saída é ligado a uma das entradas, produzindo vantagens consideráveis sobre o desempenho do amplificador operacional.

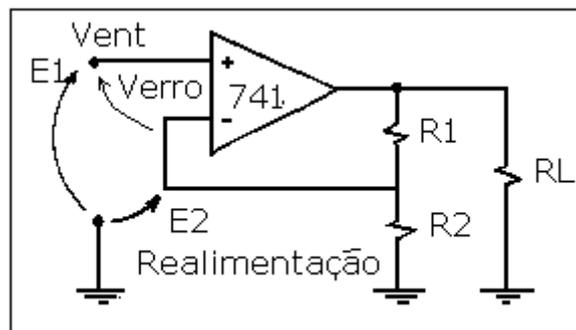


Figura 2.4 - Circuito com Amplificador Operacional Realimentado.

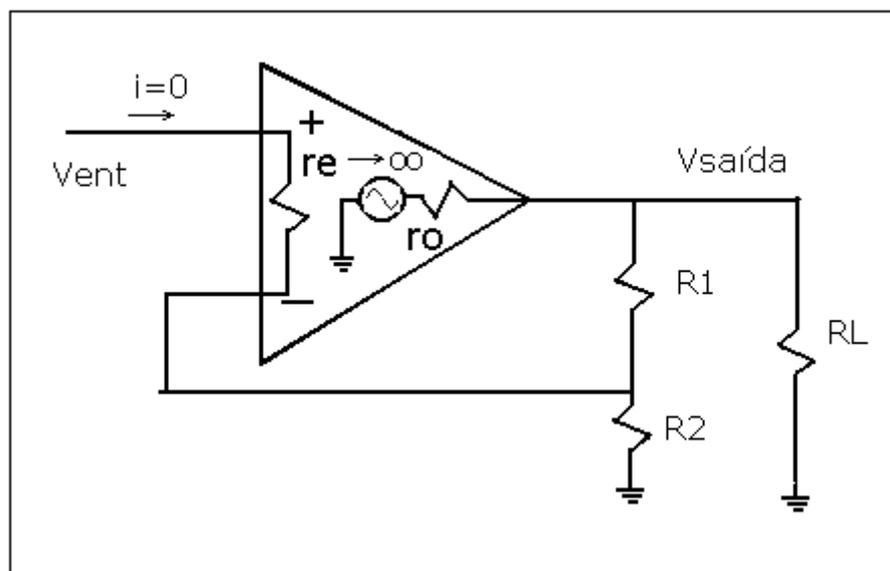
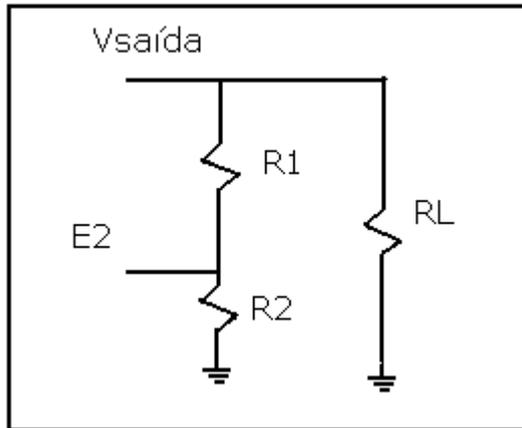


Figura 2.5 - Esquema de um Amplificador Operacional Realimentado.

Como $r_e \rightarrow \infty$, a corrente i de entrada é quase nula, temos:



$$E_2 = R_2 \left(\frac{V_{saída}}{R_1 + R_2} \right) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{saída} = B V_{saída}$$

Mas: $V_{erro} = E_1 - E_2 = V_{ent} - B V_{saída}$

Como $r_o \cong 75\Omega$ é muito pequena, sua queda de tensão é relativamente baixa, e escrevemos:

$$V_{saída} \cong A V_{erro} = A (V_{ent} - B V_{saída})$$

Daí: $V_{saída} + AB V_{saída} = A V_{ent}$

Portanto:

$$\frac{V_{saída}}{V_{ent}} = \frac{A}{1 + AB} \cong \frac{1}{B} \quad (\text{para } A \text{ muito grande})$$

Portanto, o ganho de tensão com realimentação é:

$$A_v = \frac{1}{B}$$

onde: $B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Exemplo:

1. Dado $R_1 = 100\text{k}\Omega$ e $R_2 = 2\text{k}\Omega$, qual o ganho de tensão com realimentação:

$$A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{100\text{k} + 2\text{k}}{2\text{k}} \rightarrow A_v = 51$$

2. Considerando a mesma montagem do exemplo anterior, qual a tensão de erro para $V_{\text{ent}} = 100\text{ mV}$?

$$V_{\text{saida}} = A_v \cdot V_{\text{ent}} = 51 \cdot 100\text{m} \rightarrow V_{\text{saida}} = 5,1\text{V}$$

$$V_{\text{erro}} = \frac{V_{\text{saida}}}{A} = \frac{5,1}{100000} \rightarrow V_{\text{erro}} = 51\mu\text{V}$$

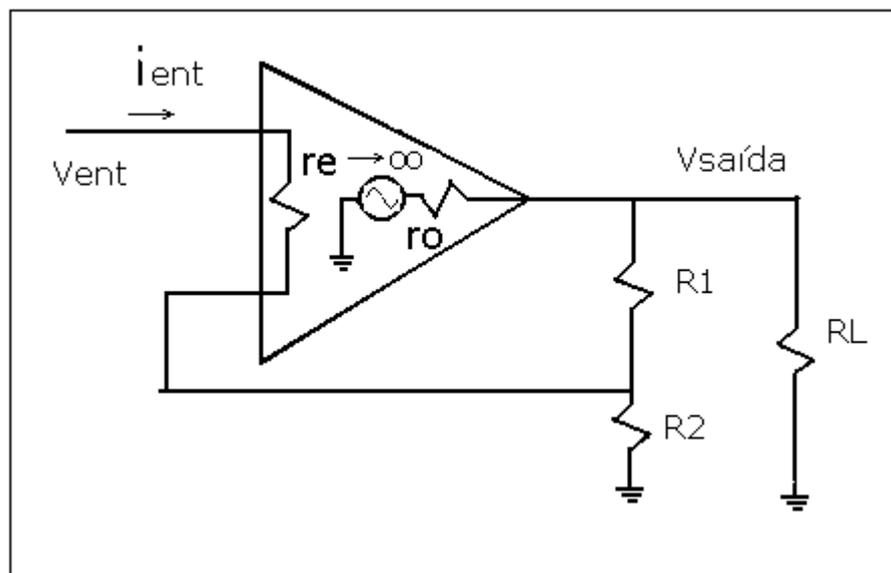
2.1.1.3 - Impedância de Entrada e Saída:

Figura 2.6 - Amplificador Operacional.

a) A impedância de entrada em malha fechada é dada por:

$$R_{E.M.F.} = \frac{V_{\text{ent}}}{i_{\text{ent}}}$$

No diagrama anterior:

$$V_{ent} = V_{erro} + B.V_{saida} = V_{erro} + B.(A.V_{erro}) = V_{erro}.(1 + A.B)$$

Como: $V_{erro} = i_{ent} \cdot r_e$
 $V_{ent} = (1 + A.B).i_{ent} \cdot r_e$

$$\therefore \frac{V_{ent}}{i_{ent}} = R_{E.M.F.} = (1 + A.B).r_e$$

Assim: $R_{E.M.F.} \cong A.B.r_e$

Portanto, a realimentação leva a altas resistências de entrada, da ordem de centenas de MΩ.

b) A impedância de saída em malha fechada é dada por:

$$R_{S.M.F.} = \frac{r_0}{1 + A.B} \rightarrow R_{S.M.F.} \cong \frac{r_0}{A.B} \ll r_0$$

Portanto, a resistência de saída passa a ser da ordem de décimos de Ω.

2.1.2 - Voltímetro D.C. com Amplificador Operacional:

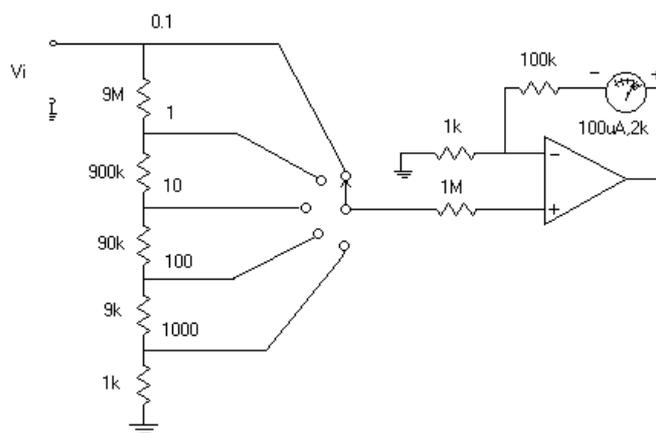


Figura 2.7 - Voltímetro D.C. com Amplificador operacional.

Utilizando o conversor tensão-corrente, uma malha atenuadora resistiva e um galvanômetro pode-se construir um voltímetro CC utilizando

o amplificador operacional (Fig. 2.7). Neste circuito os resistores de $1\text{M}\Omega$ e $100\text{k}\Omega$ atuam como proteção e o resistor de $1\text{k}\Omega$ determina a tensão de fundo de escala do galvanômetro.

A impedância de entrada deste voltímetro é determinada pela malha atenuadora resistiva. No circuito da Fig. 2.7 a impedância de entrada é de $10\text{M}\Omega$.

3 - Técnicas Digitais:

O progresso da tecnologia de instrumentação e a redução do custo em componentes tornou o instrumento digital indicado por excelência. Além de fornecerem uma indicação de fácil leitura, podem ser usados em telemedição, processamento em computadores, controles de sistemas dinâmicos por computador, etc. São de fácil manejo e, principalmente, de fácil construção, não exigindo partes móveis e consumindo o mínimo possível.

O processo de digitalização de um sinal analógico pode ser resumido na figura abaixo:

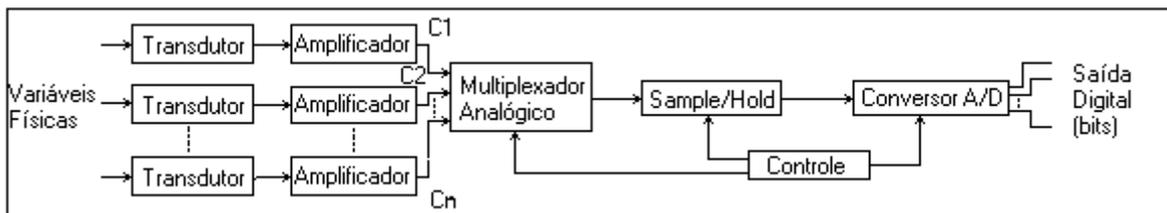


Figura 3.1 - Processo de digitalização.

Um conversor A/D fornece a um registrador de deslocamento um número binário proporcional a um nível de tensão analógico de entrada, segundo uma escala de conversão preestabelecida. Utiliza-se na entrada de alguns A/D um sample and hold (amostra e retém) que adquire o valor de tensão analógico (entrada) mantendo-as constantes no tempo até que a conversão termine.

Um dos métodos mais difundidos de conversão analógica para digital utiliza intermitentemente um conversor digital para analógico. Por este motivo, estudaremos inicialmente o conversor D/A.

3.1 - Conversor Digital para Analógico (D/A):

Este circuito é utilizado quando necessitamos converter uma variável digital em variável lógica. A informação digitalizada geralmente é codificada no código BCD8421, e é a partir deste código que faremos a conversão para uma saída analógica. Nesta saída analógica, teremos esta mesma informação em níveis de tensão correspondentes ao valor binário colocado na entrada.

Esquemáticamente, temos:

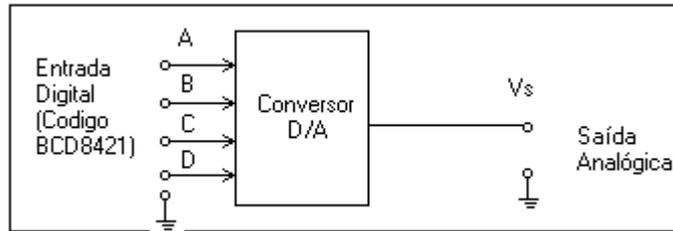


Figura 3.2 - Conversor D/A.

3.1.1 - Conversor D/A com Amplificador Operacional:

3.1.1.1 - Amplificador Operacional Inversor:

Inicialmente, estudaremos o amplificador operacional inversor. Considere a montagem inversora:

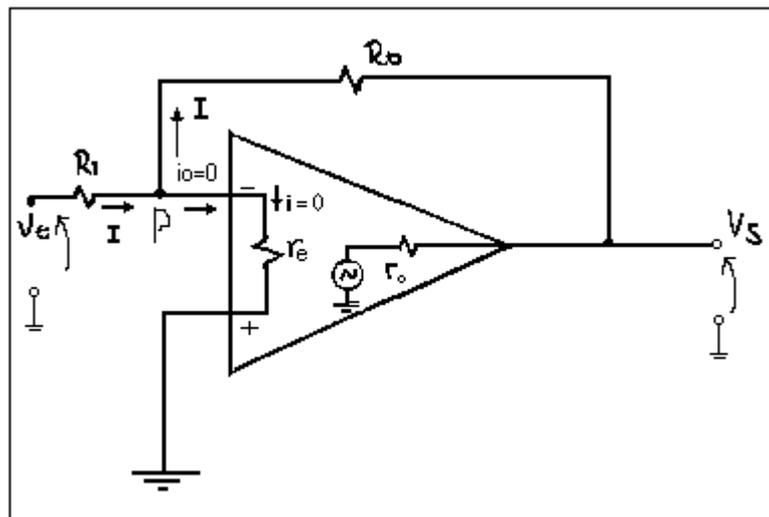
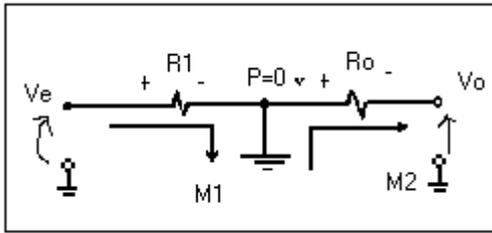


Figura 3.3 - Amplificador operacional inversor

O ponto P apresenta um baixo potencial, pois a corrente i_0 é praticamente nula, este ponto é conhecido como *terra virtual*. Assim, o esquema simplificado da configuração inversora é:



Malha 1: $-V_e + R_1 \cdot I = 0 \therefore I = \frac{V_e}{R_1}$

Malha 2: $R_0 \cdot I + V_s = 0 \therefore V_s = -I \cdot R_0$

Substituindo uma na outra, temos:

$$V_s = -R_0 \cdot \frac{V_e}{R_1} \therefore \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_0}{R_1}$$

O ganho do amplificador apresentado acima será:

$$A = -\frac{R_0}{R_1}$$

3.1.1.2 - Amplificador Operacional Somador:

Outra vantagem do amplificador operacional inversor é a sua capacidade de aceitar mais de uma entrada simultaneamente. Considere a montagem a seguir:

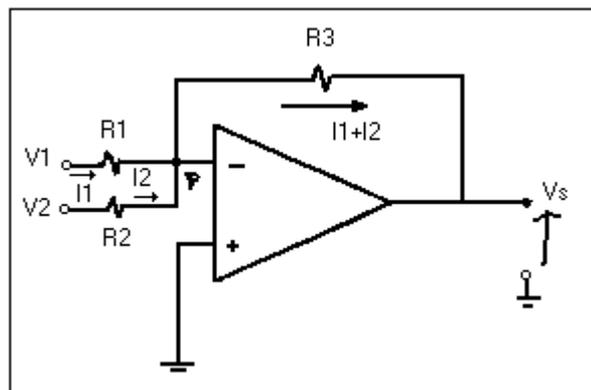
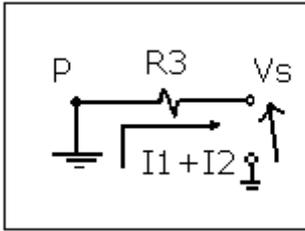


Figura 3.4 - Amplificador operacional somador.

Da figura, vemos que: $I_1 = V_1/R_1$ e $I_2 = V_2/R_2$



$$R_3 \cdot (I_1 + I_2) + V_s = 0 \therefore V_s = -R_3 \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

$$\therefore V_s = - \left(\frac{R_3}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_3}{R_2} \cdot V_2 \right)$$

Assim:

$$A_1 = -\frac{R_3}{R_1} \quad \text{e} \quad A_2 = -\frac{R_3}{R_2}$$

A mesma idéia se aplica a qualquer número de entradas:

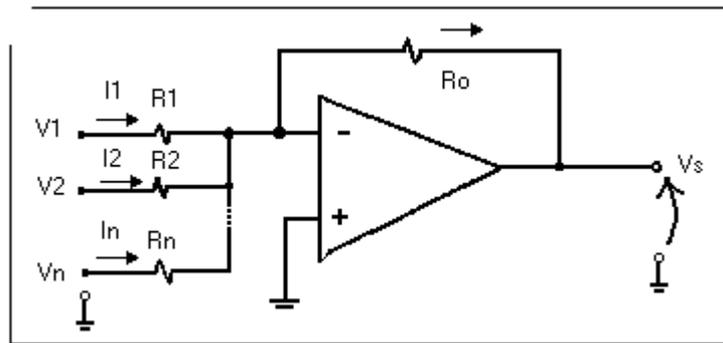


Figura 3.5 - Amplificador operacional somador de múltiplas entradas.

Neste circuito temos :

$$V_s = - \left[\frac{R_o}{R_1} V_1 + \frac{R_o}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_o}{R_n} V_n \right]$$

3.1.1.3 - Conversor D/A:

O circuito do conversor D/A com amplificador operacional é:

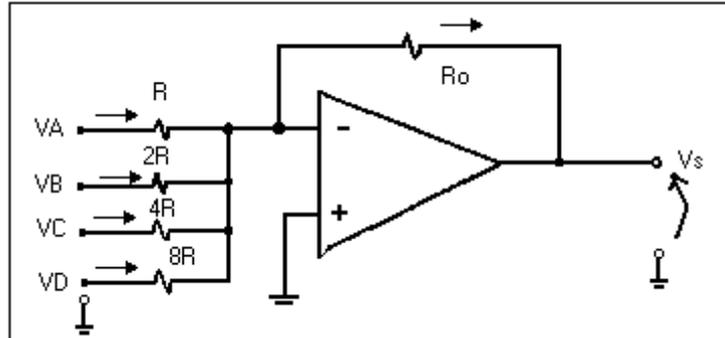


Figura 3.6 - Circuito do conversor D/A.

A tensão V_S é dada por:

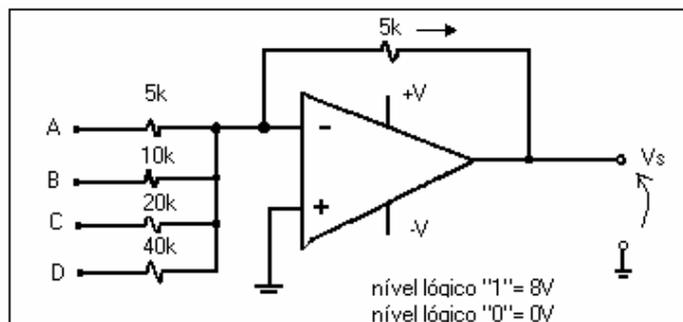
$$V_S = -\frac{R_0}{R} \cdot \left(V_A + \frac{V_B}{2} + \frac{V_C}{4} + \frac{V_D}{8} \right)$$

As tensões V_A , V_B , V_C e V_D poderão assumir apenas dois valores: nível 1 (V_{cc}) de tensão ou nível 0 (zero volts), logo poderemos escrever:

$$V_S = -\frac{R_0}{R} \cdot V_{cc} \cdot \left(A + \frac{B}{2} + \frac{C}{4} + \frac{D}{8} \right)$$

Onde V_{cc} é a tensão de nível 1 e A, B, C e D são os bits do código BCD8421.

Exemplo: Considere o seguinte conversor com $V_{cc} = -8V$ e $R = 5k\Omega$.



Entrada: $A = 0; B = 0; C = 1; D = 1 \Rightarrow 3_{10}$

Tensão de saída:

$$V_s = -\frac{5k}{5k} \cdot (-8) \cdot \left(0 + \frac{0}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) = 8 \cdot \left(\frac{2}{8} + \frac{1}{8}\right) \rightarrow V_s = 3 \text{ V}$$

Entrada: A = 1; B = 1; C = 1; D = 1 \Rightarrow 15₁₀

Tensão de saída:

$$V_s = -\frac{5k}{5k} \cdot (-8) \cdot \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) = 8 \cdot \left(\frac{8}{8} + \frac{4}{8} + \frac{2}{8} + \frac{1}{8}\right) \rightarrow V_s = 15 \text{ V}$$

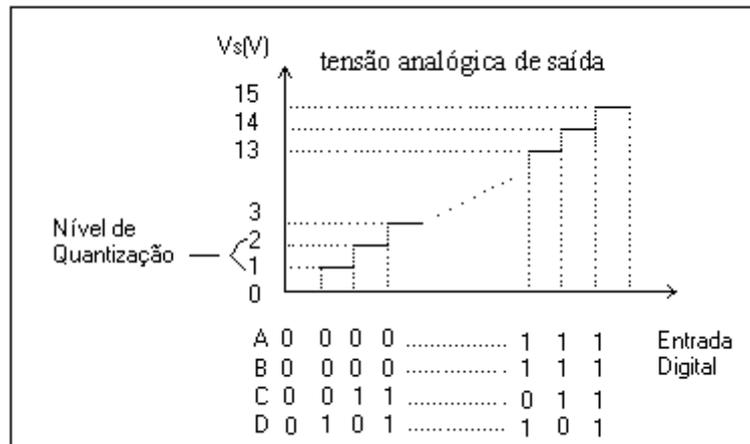


Fig. 2.6a. Diagrama de entrada-saída do conversor D/A.

3.1.2 - Conversão de um Número com mais de um Algarismo:

Podemos ter um número decimal com mais de um algarismo representado no código BCD8421.

Exemplo:

1. O número (384)_D pode ser representado assim:

3				8				4			
A	B	C	D	A'	B'	C'	D'	A''	B''	C''	D''
0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0

Para convertermos um número decimal de mais de um algarismo, utilizamos uma expressão dos circuitos básicos:

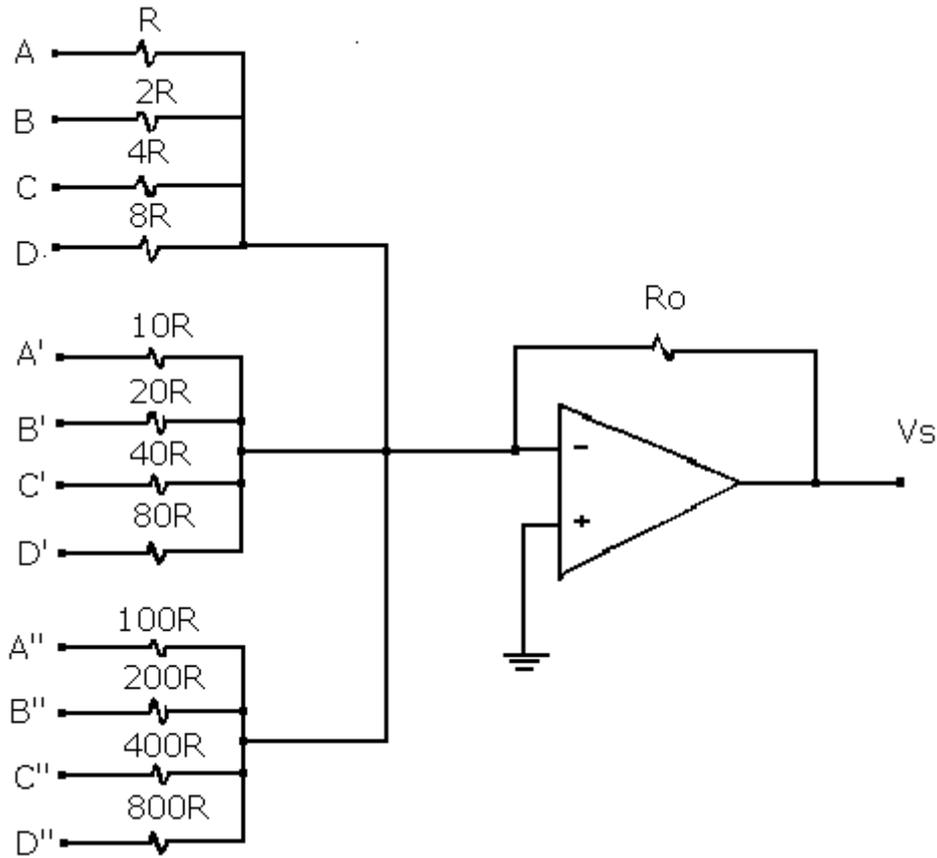


Figura 3.7 - Conversor D/A de mais de um algarismo.

A tensão analógica de saída, tensão V_s , terá a seguinte expressão:

$$V_s = -\frac{R_0}{R} V_{cc} \left[\left(A + \frac{B}{2} + \frac{C}{4} + \frac{D}{8} \right) + \frac{1}{10} \left(A' + \frac{B'}{2} + \frac{C'}{4} + \frac{D'}{8} \right) + \frac{1}{100} \left(A'' + \frac{B''}{2} + \frac{C''}{4} + \frac{D''}{8} \right) \right]$$

Exemplo: $(495)_{10}$ $V_{cc} = -5V$ $R_0 = 160 \Omega$ $R = 100 \Omega$

$$V_s = -\frac{160}{100} (-5) \left[\left(0 + \frac{1}{2} + \frac{0}{4} + \frac{0}{8} \right) + \frac{1}{10} \left(1 + \frac{0}{2} + \frac{0}{4} + \frac{1}{8} \right) + \frac{1}{100} \left(0 + \frac{1}{2} + \frac{0}{4} + \frac{1}{8} \right) \right]$$

$$V_s = 8 \left(\frac{1}{2} + \frac{9}{80} + \frac{5}{800} \right) = 8 \left(\frac{400}{800} + \frac{90}{800} + \frac{5}{800} \right) = \frac{495}{100} \therefore V_s = 4,95V$$

3.1.3 - O Conversor D/A utilizando Rede R-2R:

Essa configuração tem a vantagem de utilizar somente resistências idênticas a R ou 2.R. A sua configuração é a seguinte:

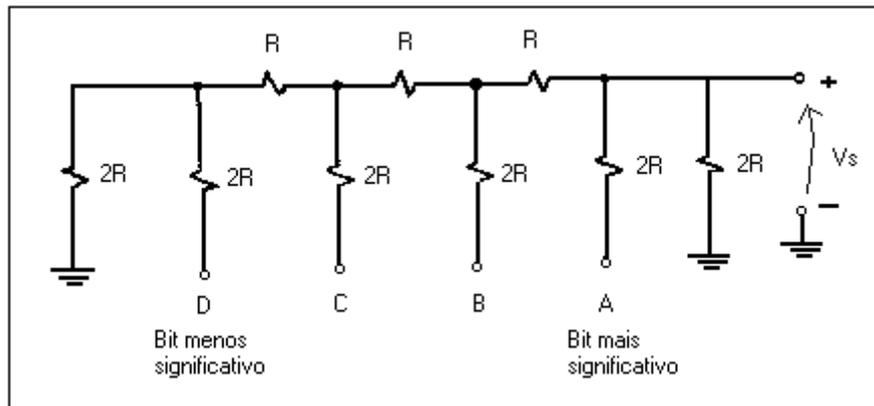


Figura 3. 8 - Rede R-2R.

. Suponha a entrada: $A=1; B=C=D=0$ ($V_A=V_{CC}, V_B=V_C=V_D=0$):

$$i = V_A/3.R$$

$$V_s = \frac{i}{2} 2R = \frac{V_A}{6R} 2R \therefore V_s = \frac{V_A}{3}$$

. Para: $A = C = D = 0; B = 1: V_s = \frac{V_B}{6}$

. Para $A = B = D = 0; C = 1: V_s = \frac{V_C}{12}$

. Para $A = B = C = 0; D = 1: V_s = \frac{V_D}{24}$

Como este é um circuito linear, devido ao Teorema da Superposição, temos:

$$V_s = \frac{V_A}{3} + \frac{V_B}{6} + \frac{V_C}{12} + \frac{V_D}{24}$$

Assim, podemos escrever:

$$V_s = \frac{V_{CC}}{3} \left(A + \frac{B}{2} + \frac{C}{4} + \frac{D}{8} \right)$$

3.1.4 - O conversor D/A utilizando A.O com Rede R-2R:

A amplificador operacional é utilizado neste circuito com duas finalidades. A primeira é a de oferecer uma tensão de saída com ganho qualquer e a outra é isolar a rede da carga colocada em V_s .

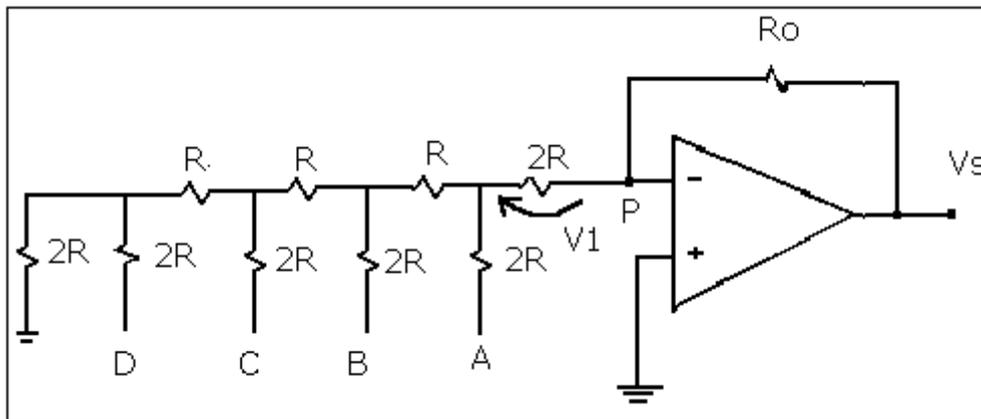


Figura 3.9 - Conversor D/A com rede R-2R.

Como o ponto P é o terra virtual, V_s terá:

$$V_s = -\frac{R_0}{2 \cdot R} \cdot V_1$$

O ganho do amplificador operacional pode ser ajustado ao valor especificado pelo projeto. Finalmente:

$$V_s = -\frac{R_0}{6R} V_{cc} \left(A + \frac{B}{2} + \frac{C}{4} + \frac{D}{8} \right)$$

3.1.4.1 - Conversão de mais de um Algarismo:

Analogamente ao item 3.1.2, a conversão de mais de um algarismo utilizando a rede R-2R pode ser feita da seguinte forma:

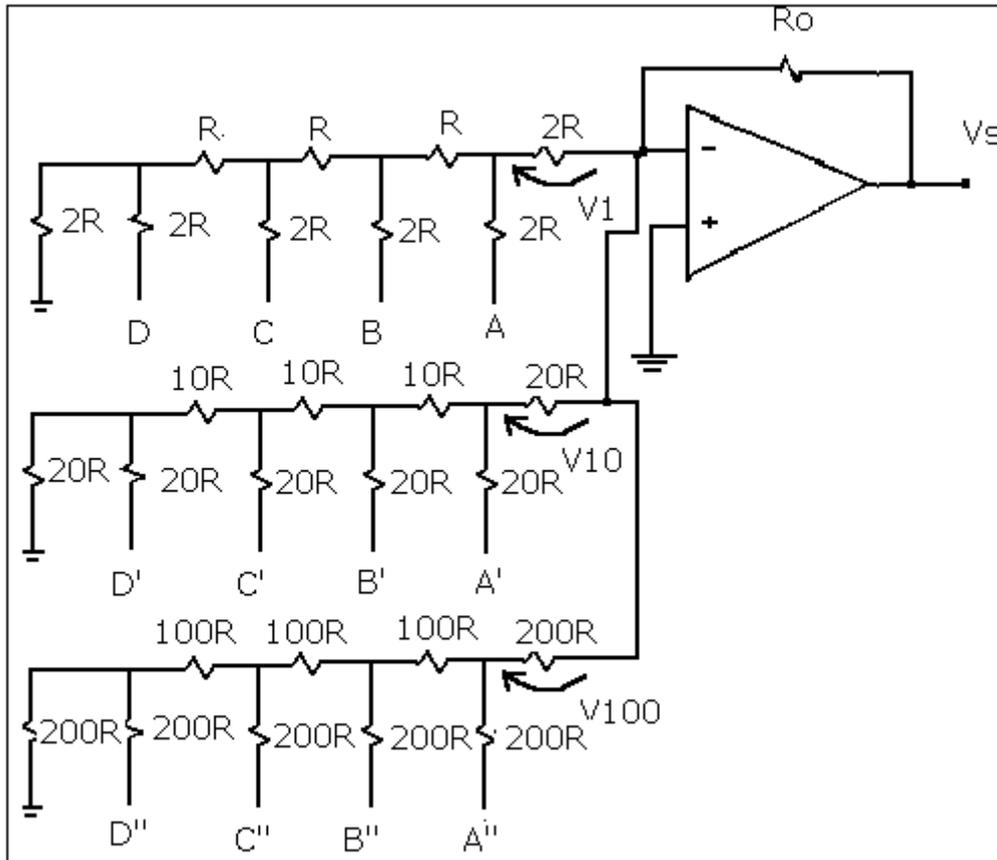


Figura 3.10 - Conversão de mais de um algarismo.

A tensão de saída será:

$$V_s = -\frac{R_0}{2R} \left(V_1 + \frac{V_{10}}{10} + \frac{V_{100}}{100} \right)$$

E.P.C. 1: Determinar V_1 em função de V_A, V_B, V_C e V_D , V_{10} em função de $V_{A'}, V_{B'}, V_{C'}$ e $V_{D'}$ e V_{100} em função de $V_{A''}, V_{B''}, V_{C''}$ e $V_{D''}$ e reescreva a equação acima em função de $V_A, V_B, \dots, V_{C''}$ e $V_{D''}$.

3.2 - Conversor Analógico para Digital (A/D):

O processo de conversão analógico-digital (A/D) consiste basicamente em entrarmos com a informação de forma analógica e recolhermos na saída esta mesma informação na forma digital, como esquematizado abaixo:

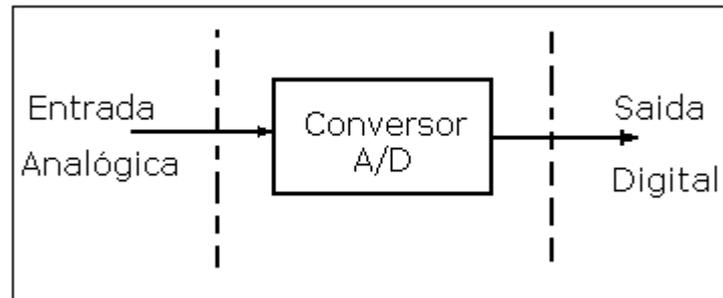


Figura 3.11 - Diagrama de um conversor A/D.

O circuito que efetua esta conversão é mais sofisticado que os conversores D/A, pois necessita-se de um contador e um conversor D/A para efetuar a conversão.

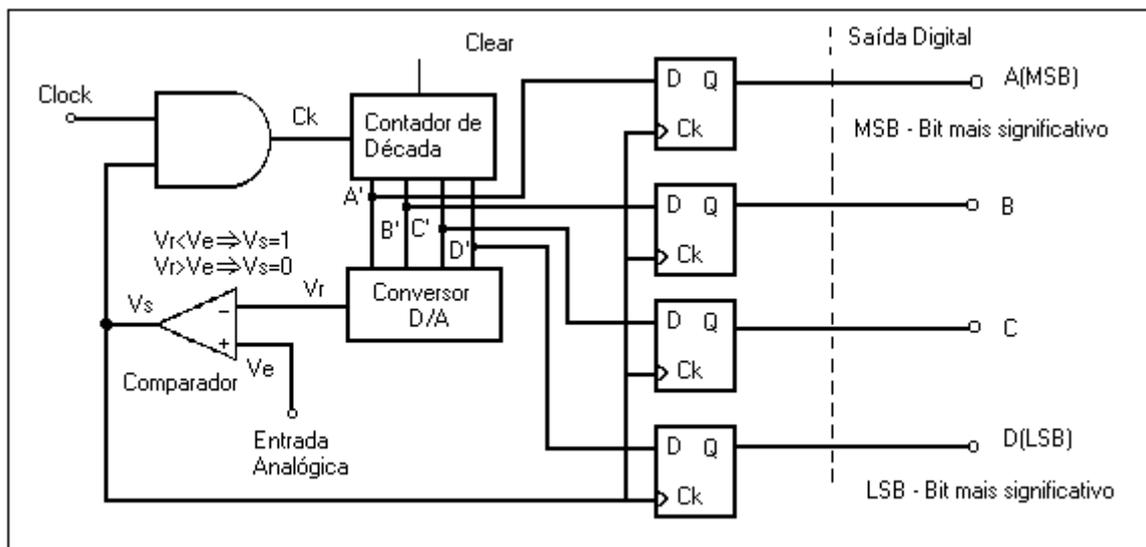


Figura 3.12 - Conversor A/D usando um conversor D/A.. O flip-flop é acionado na descida do clock.

O circuito é basicamente constituído por um contador de década que gera o código BCD8421 nas saídas A', B', C' e D'. Essas saídas são colocadas num conversor D/A, fazendo com que este apresente na saída uma tensão de referência (V_r). Esta, por sua vez é colocada em uma das

entradas de um circuito que compara esta tensão com a tensão de entrada analógica (V_e).

A saída deste comparador gerará o clock dos flip-flops do circuito de saída e também acionará uma chave digital (porta and) que bloqueará ou não a entrada do clock do contador de década.

O conjunto de saída do conversor, que servirá de referência para a comparação, é mostrado no gráfico abaixo.

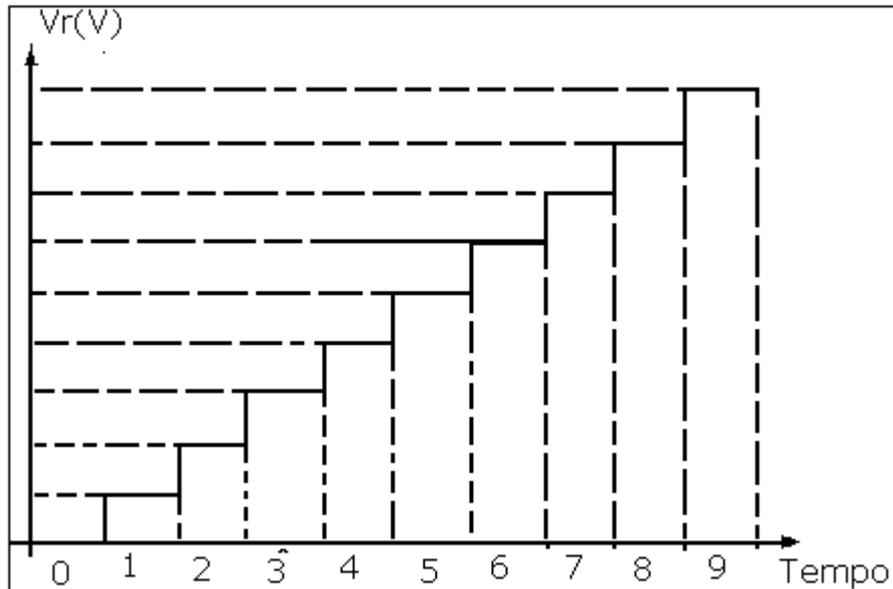


Figura 3.13 - Saída de um conversor D/A.

Exemplo:

1. Considere no A/D anterior: $V_e = 3,8$ volts

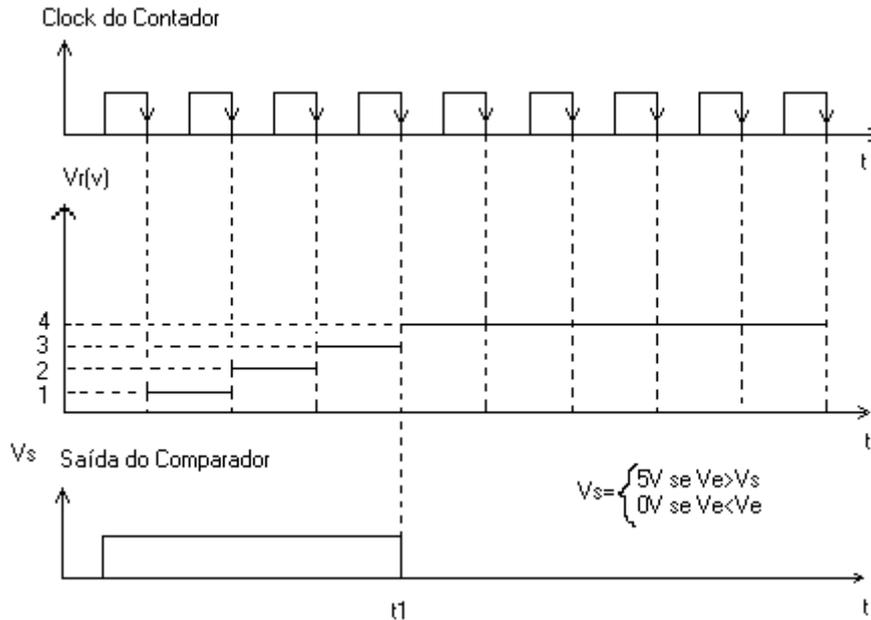
A rede utilizada no D/A é do tipo R-2R com $V_{cc} = -15$ V, $R = 1\text{k}\Omega$ e $R_0 = 48/15 \text{ k}\Omega$. Levante o diagrama temporal do A/D.

$$V_r = -\frac{R_0}{6R} V_{cc} \left(A' + \frac{B'}{2} + \frac{C'}{4} + \frac{D'}{8} \right)$$

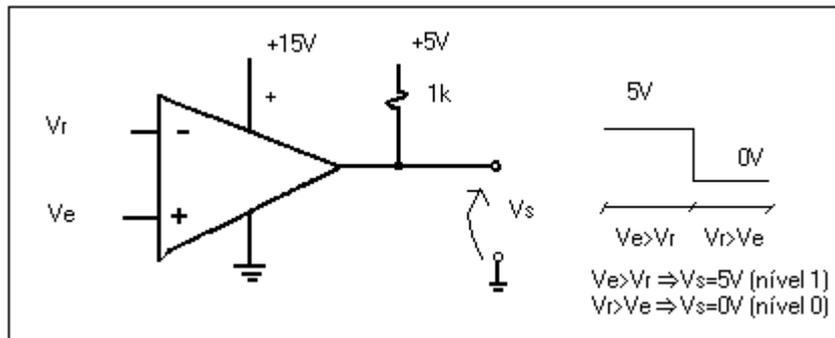
$$V_r = -\frac{48 \cdot 10^3 / 15}{6 \cdot 10^3} (-15) \left(A' + \frac{B'}{2} + \frac{C'}{4} + \frac{D'}{8} \right)$$

$$V_r = -8 \left(A' + \frac{B'}{2} + \frac{C'}{4} + \frac{D'}{8} \right)$$

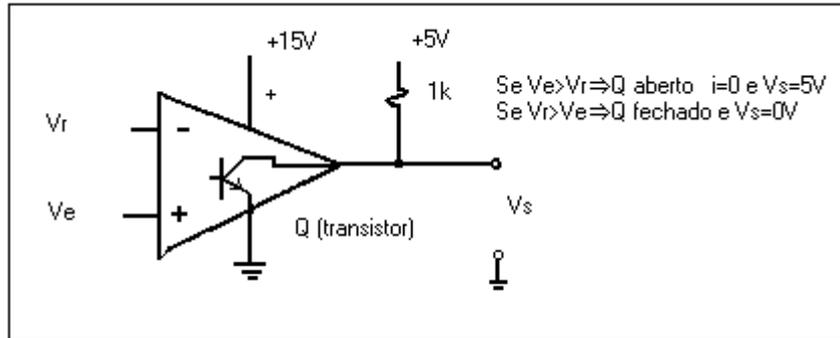
O diagrama temporal será:



O Comparador



Normalmente os circuitos comparadores são comercializados na forma integrada. Um exemplo de comparador integrado é o LM339 mostrado abaixo:



As saídas do contador a partir do instante t_1 serão:

A'	B'	C'	D'
0	1	0	0

→ 4₁₀

A saída do contador funciona como clock dos flip-flops tipo D mestre-escravo, no instante em que a saída do comparador passa de 1 para 0, os flip-flops armazenam a informação contida nas saídas A'B'C'D', que é o valor codificado da tensão analógica de entrada.

As saídas destes flip-flops permanecem neste estado até que seja reiniciado o processo.

Para reiniciar o processo de conversão basta aplicar um pulso de zero à entrada clear do contador. Isto fará com que este assume estado zero, fazendo com que V_r retorne a zero, o comparador volta ao nível 1 e por fim libera a passagem do clock do contador, reiniciando o processo de conversão do novo valor de V_e (tensão a ser medida).

O diagrama abaixo mostra a atuação de cada parte principal do circuito através de um exemplo onde a tensão analógica de entrada está em 3 volts e passa para 2 volts.

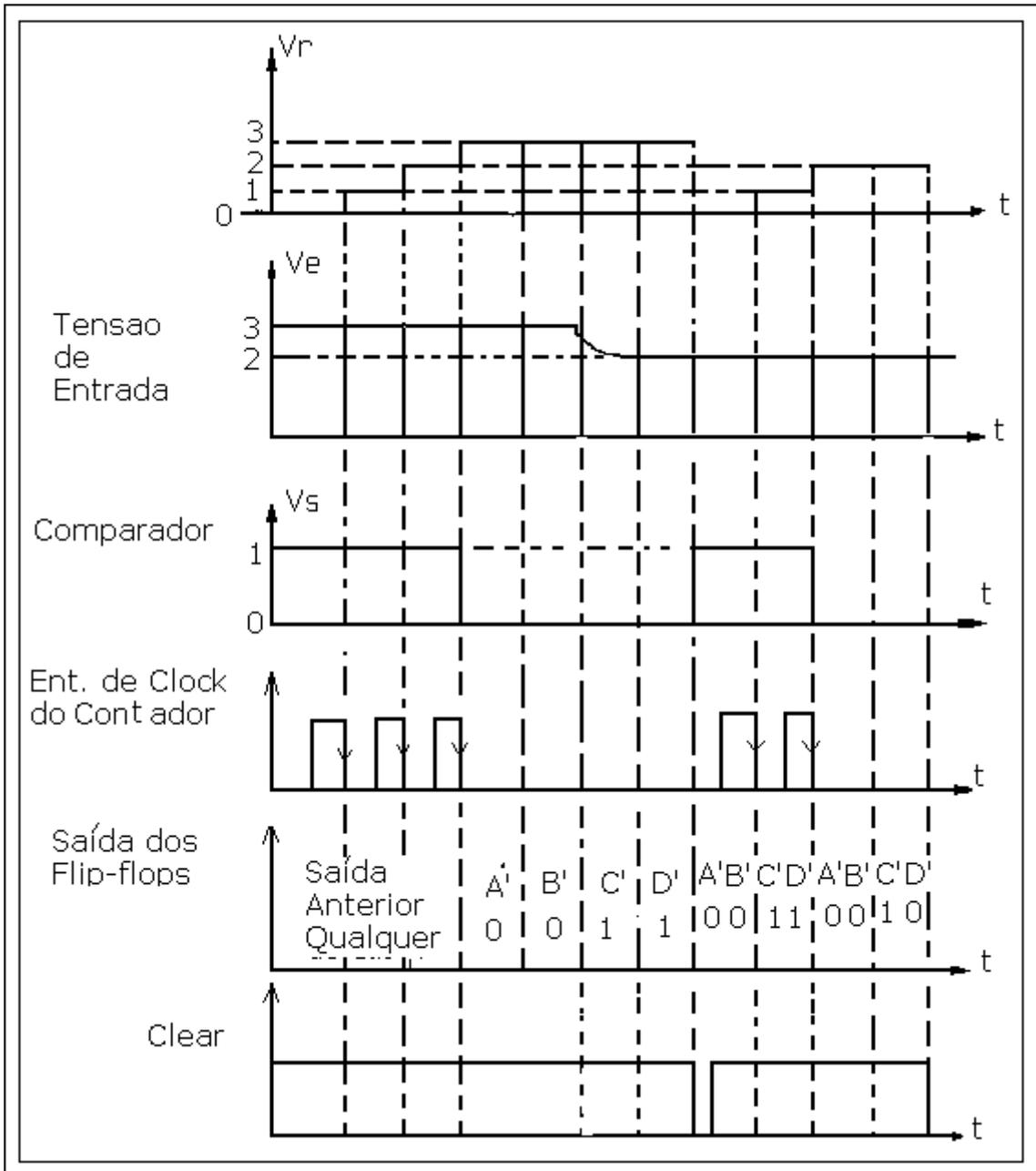


Figura 3.14 - Diagrama de tempo do conversor A/D.

Uma das características que deve ser previamente estudar, dependendo da aplicação do circuito é a sensibilidade, pois o circuito arredondará o valor analógico, liberando na saída apenas números inteiros. Por exemplo, o caso de uma conversão de uma tensão de 1,2 volts resultará 2_{10} nas saídas dos flip-flops. Assim, uma tensão fracionária será aproximadamente um valor inteiro imediatamente acima.

Um meio de solucionarmos este problema, é trocar o contador de década por dois contadores de década a efetuar a contagem de 0 a 99. Isso fará com que na saída do conversor D/A a tensão V_r possuirá dez divisões

em cada um dos seus diagramas de tensão, obviamente isto fará com que o erro seja diminuído.

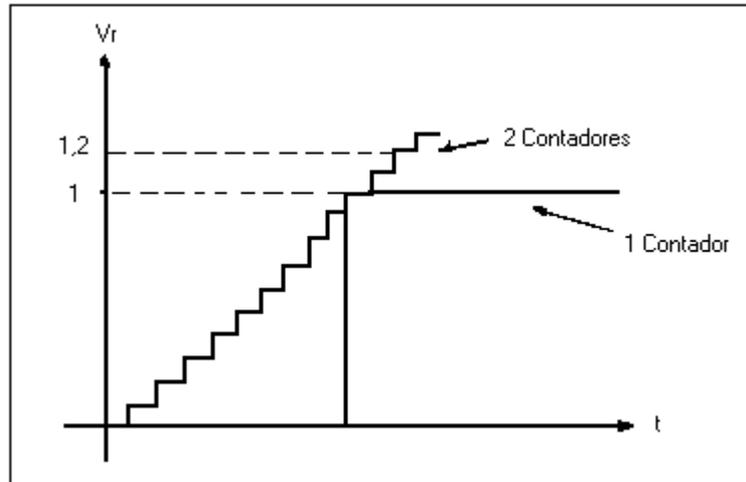


Figura 3.15 - Conversores D/A com um ou dois contadores.

3.3 - Voltímetro Digital de Dois Dígitos:

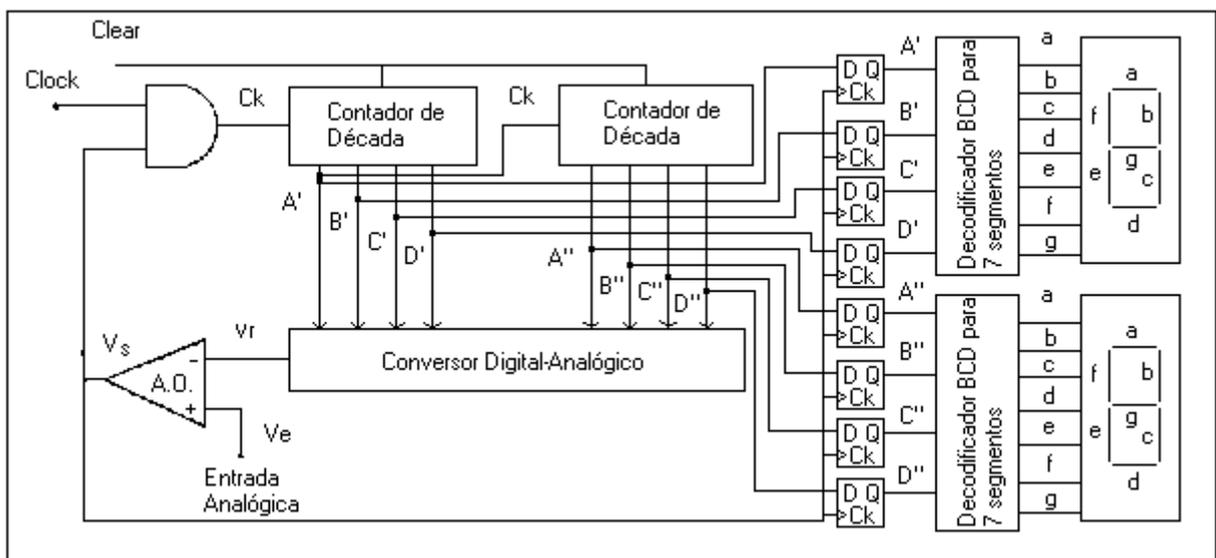


Figura 3.16 - Voltímetro digital de dois dígitos.

O decodificador BCD para 7 segmentos acionará o mostrador de 7 segmentos, assim o display mostrará o valor da tensão V_e em algarismos decimais.

Se for necessário mais algarismos de precisão, basta alterar o circuito acima inserindo para cada algarismo:

- 1 Contador de década;
- 1 Ponte R-2R;
- 4 Flip-flops de saída;
- 1 Decodificador BCD/7 segmentos;

- 1 Mostrador 7 segmentos.

3.3.1 - Circuito Sample-and-Hold (Amostra e Retém):

Na análise dos conversores A/D supomos que a tensão de entrada V_e é constante. Porém, se a tensão de entrada variar de uma quantidade significativa enquanto a conversão A/D estiver em prosseguimento, a saída digitalizada será ambígua.

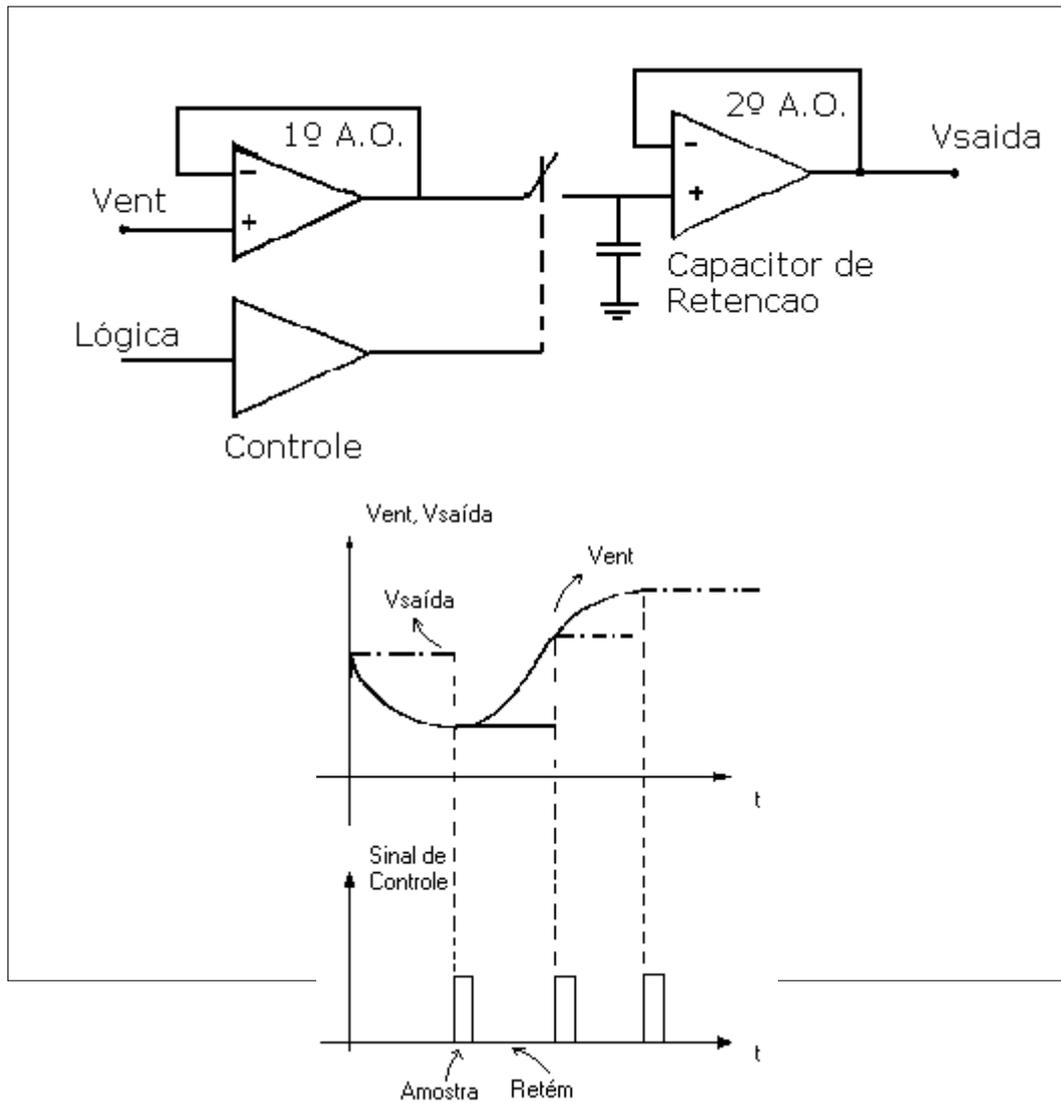


Figura 3.17 - Circuito sample-and-hold.

A figura acima mostra o circuito do sample-and-hold de ordem zero. A tensão da entrada inversora é aproximadamente V_{ent} . Em virtude da realimentação, a saída do primeiro amplificador operacional é de aproximadamente V_{ent} . Assim, o primeiro amplificador operacional atua como um amplificador de ganho unitário.

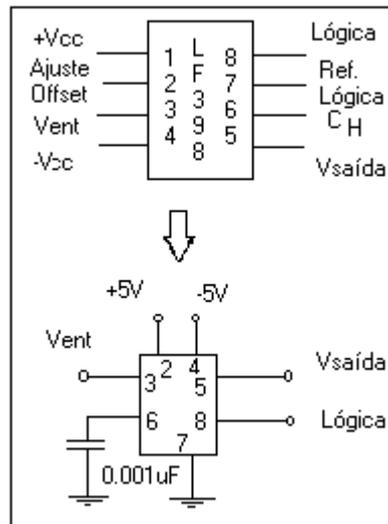
A chave é controlada por lógica, o que significa que uma entrada alta fecha a chave e uma entrada baixa, abre a chave.

Quando a chave estiver fechada, o capacitor se carregará rapidamente com V_{ent} , pois a impedância de saída do primeiro amplificador operacional é muito pequena. Uma vez que o segundo amplificador operacional também é um amplificador de ganho unitário, $V_{saída}$ é igual a V_{ent} . Quando a chave abre, o capacitor retém a sua carga, pois a impedância de entrada do segundo amplificador operacional é muito grande.

Tempo de Aquisição: Este é o tempo necessário para obter uma amostra precisa (tipicamente $0,1 \mu s$) depois da chave ser fechada. Idealmente, o tempo de aquisição é igual a zero, mas em um sample-and-hold real a constante de tempo de carga do capacitor de retenção é a impedância de saída do primeiro amplificador operacional produzem um tempo de aquisição diferente de zero.

Tempo de Abertura: Este é definido como o tempo requerido para que a chave abra. Uma vez que ela é uma chave a transistor, a um pequeno intervalo de tempo antes que ela pareça aberta e não mais afete o capacitor de retenção.

Taxa de Decaimento: A taxa de decaimento é a taxa em que a tensão de saída diminui na condição de retenção. Há trajetos de fuga para a carga do capacitor, por exemplo, a impedância de entrada do segundo amplificador operacional.



O amplificador LF398 é um amplificador de sample-and-hold disponível comercialmente. Para um capacitor de $0,001\mu\text{F}$:

- T. Aquisição: $4\ \mu\text{s}$
- T. Abertura: $150\ \text{ns}$
- T. Decaimento: $30\ \text{mV/s}$

3.4 - Outros Tipos de Conversores A/D:

Para estudar outras formas de conversão A/D, antes será necessário estudar o amplificador operacional integrador.

3.4.1 - Amplificador Operacional Integrador:

Um integrador é um circuito que realiza a operação matemática da integral porque ele produz uma tensão de saída proporcional à integral da entrada. Uma aplicação comum é usar uma tensão de entrada constante para produzir uma rampa de tensão de saída.

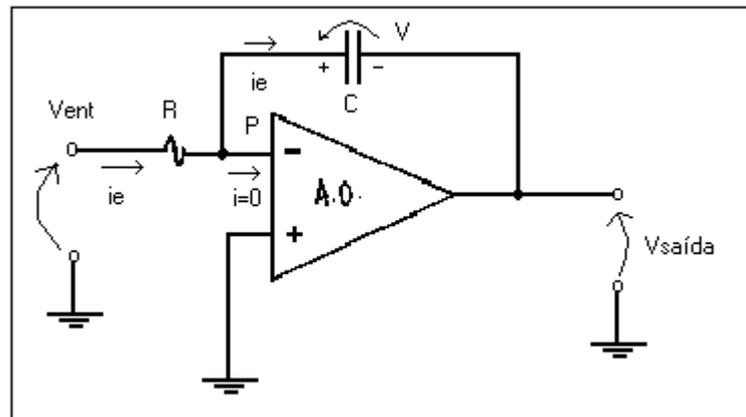


Figura 3.18 - Amplificador operacional integrador.

Uma entrada típica para um integrador é uma tensão C.C., assim $V_{ent} = \text{constante}$. Devido ao terra virtual, a corrente de entrada é igual a:

$$i_{ent} = \frac{V_{ent}}{R}$$

Aproximadamente, toda esta corrente segue para o capacitor. A carga do capacitor é dada por:

$$q = C.V$$

$$\text{Porém, } V = V_{saída} = -V_s \rightarrow q = -CV_s$$

Derivando, temos:

$$\frac{dq}{dt} = -C \frac{dV_s}{dt}$$

$$\text{Mas, } \frac{dq}{dt} = i_{ent} = \frac{V_{ent}}{R}$$

$$\text{Logo: } \frac{V_{ent}}{R} = -C \frac{dV_s}{dt}$$

Integrando de t_0 a t em ambos os lados:

$$\int_{t_0}^t \frac{V_{ent}}{R} .d\tau = -C \int_{t_0}^t \frac{dV_s}{d\tau} .d\tau$$

$$\text{Logo: } \frac{V_{\text{ent}}}{R} \cdot (t - t_0) = -C \cdot (V_s(t) - V_s(t_0))$$

Supondo $t_0 = 0$ e $V_s(t_0) = 0$ (capacitor descarregado em t_0), tem-se:

$$\frac{V_{\text{ent}}}{R} \cdot t = -C \cdot V_s(t) \therefore V_s(t) = -\frac{V_{\text{ent}}}{R \cdot C} \cdot t \quad (1)$$

O tempo τ necessário para que $V_s(\tau) = -V_{\text{ent}}$ é:

$$-V_{\text{ent}} = -\frac{V_{\text{ent}}}{R \cdot C} \cdot \tau \therefore \tau = R \cdot C \quad (2)$$

Onde τ é a constante de tempo do integrador

Da equação (1) pode-se concluir que uma entrada constante, a saída será uma rampa, que é a integral da entrada.

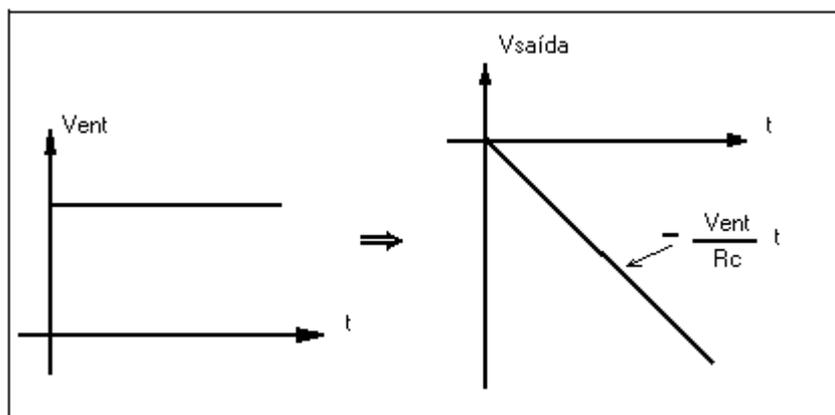


Figura 3.19 - Entrada e saída de um Amplificador operacional integrador.

$$\text{De (1) e (2), conclui-se que: } V_s = -\frac{V_{\text{ent}}}{\tau} \cdot t$$

3.4.2 - Conversor A/D de Dupla Inclinação:

Consideramos agora um tipo de conversor que não envolve realimentação.

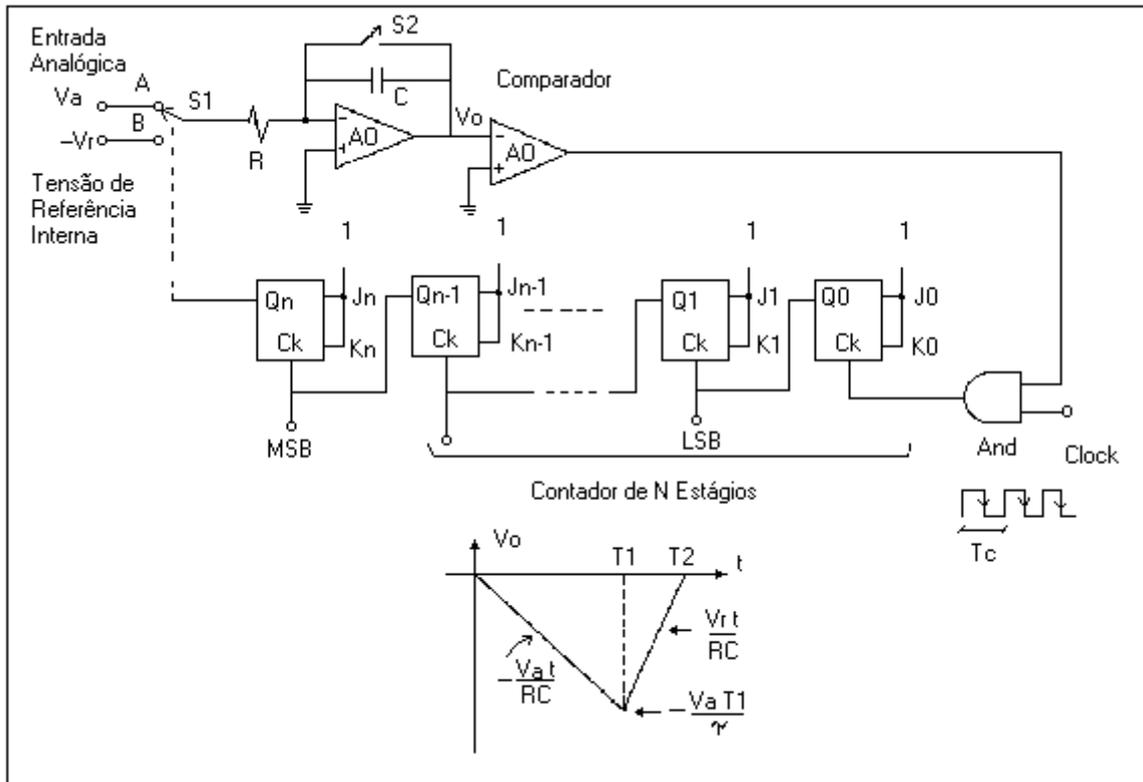


Figura 3.20 - Conversor A/D de dupla inclinação.

No início do processo de conversão ($t = 0$), a chave S_1 está conectada ao ponto A e a amostra da entrada analógica, V_a , é aplicada ao integrador analógico. A forma de onda de V_0 é mostrada na figura anterior. No mesmo instante ($t = 0$), um sinal de clock é aplicado a um contador que estava zerado inicialmente. O contador conta até que as saídas dos flip-flops sejam: $Q_0 = Q_1 = \dots = Q_{n-1} = 0$ e nesse fica acionado: $Q_n = 1$. Esta saída Q_n controla a chave S_1 , e quando $Q_n = 1$, a chave S_1 se move para o ponto B. A saída do integrador começa agora a se mover no sentido positivo, já que a tensão de referência aplicada é negativa ($-V_{ref}$). O contador continua a contar até que a tensão de saída, V_0 , se torne levemente positiva. Nesse instante (T_2), a saída do comparador vai ao estado 0. A porta AND se torna impossibilitada e a contagem pára.

Mostraremos que a contagem gravada no contador Q_{n-1}, \dots, Q_1, Q_0 é diretamente proporcional a V_a e é independente de τ . O tempo T_1 necessário para os flip-flops irem de 00...00 a 10...00 é $2^n \cdot T_C$, onde T_C é o período do clock. Neste instante:

$$V_0 = -\frac{V_a}{\tau} \cdot T_1$$

A equação de $V_0(t)$ para $T_1 < t < T_2$ é:

$$V_0(t) = \frac{V_{\text{ref}}}{\tau} \cdot (t - T_1) - \frac{V_a}{\tau} \cdot T_1$$

$$\text{Mas: } T_1 = 2^n \cdot T_C$$

$$\text{Logo: } T_2 - T_1 = \frac{V_a}{V_{\text{ref}}} \cdot 2^n \cdot T_C \quad (1)$$

Como em T_1 , o número da contagem de pulsos de clock era zero e em T_2 termina em λ_{10} , temos:

$$T_2 - T_1 = \lambda_{10} \cdot T_C \quad (2)$$

Substituindo (1) em (2), temos:

$$\lambda_{10} = \frac{V_a}{V_{\text{ref}}} \cdot 2^n$$

Escolhendo $V_{\text{ref}} = 2^n$ volts, temos:

$$\lambda_{10} = V_a \quad (\text{adimensional})$$

Assim, a contagem gravada no contador é numericamente igual à tensão aplicada V_a . Para iniciar uma nova medida, descarrega-se o capacitor através da chave S_2 e inicializa-se todos os flip-flops.

3.4.3 - Conversor A/D usando a Conversão Tensão-Freqüência:

Um conversor A/D pode ser construído usando-se um conversor de tensão para freqüência.

3.4.3.1 - Conversor Tensão-Freqüência:

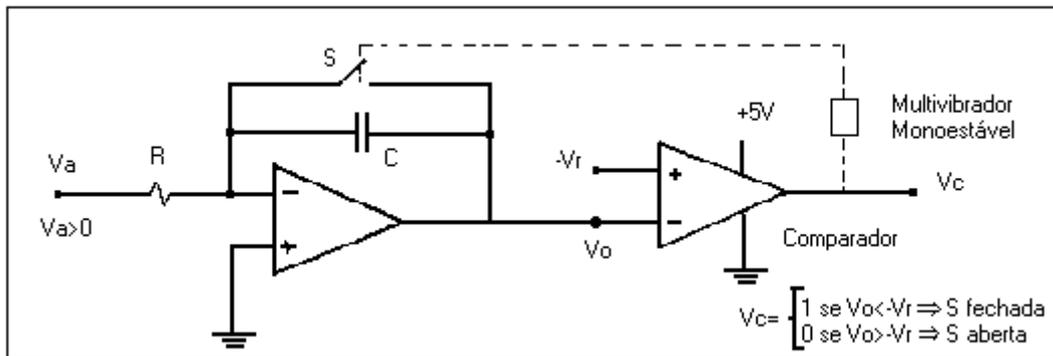


Figura 3.21 - Conversão tensão-freqüência.

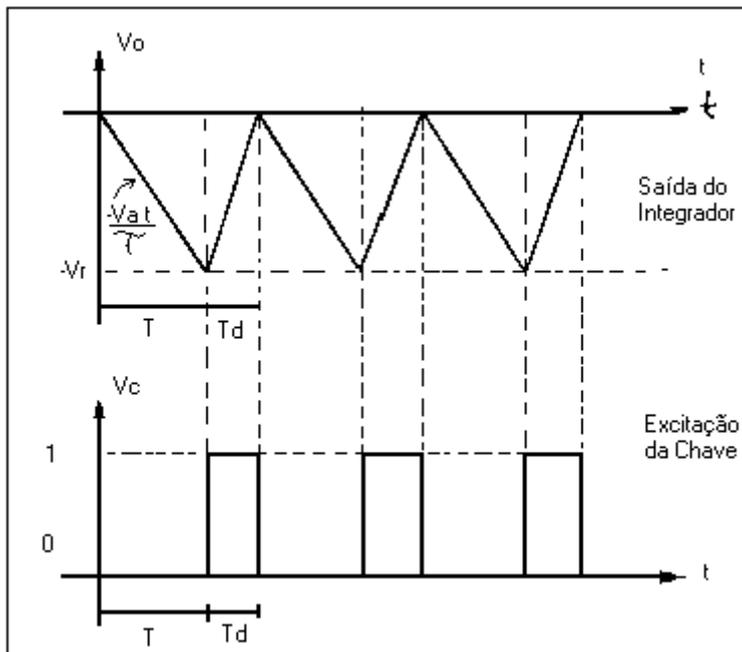


Figura 3.22 - Diagramas da conversão tensão-freqüência.

O conversor A/D:

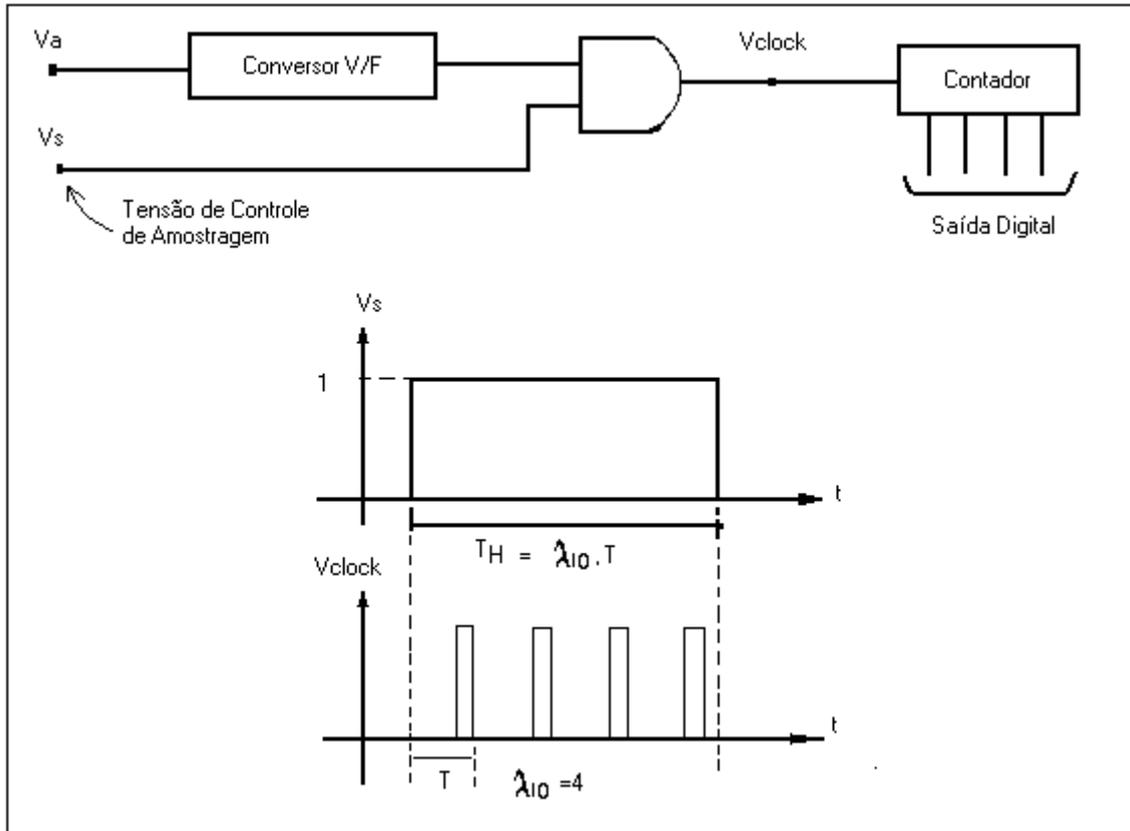


Figura 3.23 - Conversão A/D usando a conversão tensão-frequência.

O sinal V_a é aplicado a um integrador, inicialmente a chave está aberta, assim a tensão V_0 será:

$$V_0 = -\frac{V_a}{\tau} \cdot t, \quad \tau = R \cdot C$$

A tensão V_0 é aplicada no comparador e é comparada com o nível de tensão $-V_{ref}$, quando V_0 se iguala a $-V_{ref}$ depois de um tempo $t = T$, a saída do comparador V_C se torna positiva durante um pequeno intervalo de tempo T_d , durante o qual a chave S permanece fechada, descarregando o capacitor C e retornando a saída V_0 do integrador a zero. O tempo T_d depende da resistência da chave S e de C . Pode-se utilizar um multivibrador monoestável para acionar a chave S , durante uma largura T_d .

Depois do intervalo de tempo T_d , a tensão no comparador cai para o estado zero, a chave S abre novamente, V_0 torna-se:

$$V_0 = -\frac{V_a}{\tau} \cdot t$$

No instante em que $V_0 = -V_{ref}$, temos:

$$-V_{ref} = -\frac{V_a}{\tau} \cdot T \therefore T = \tau \cdot \frac{V_{ref}}{V_a}$$

A frequência dos sinais V_0 e V_C é:

$$f = \frac{1}{T + T_d}$$

Porém $T \gg T_d$, logo: $f \cong \frac{1}{T}$

Assim:

$$f \cong \frac{1}{\tau \cdot \frac{V_{ref}}{V_a}} \therefore f \cong \frac{V_a}{\tau \cdot V_{ref}} \quad (1)$$

Assim, o conversor tensão-freqüência fornece um sinal de saída cuja freqüência é proporcional à tensão de entrada.

3.4.3.2 - Conversor A/D utilizando a Conversão Tensão-Freqüência:

Um conversor A/D que usa um conversor tensão-freqüência (V/F) é mostrado na figura abaixo:

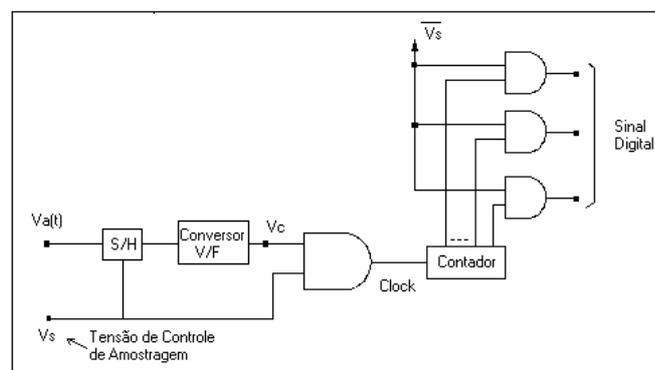


Figura 3.24 - Conversor A/D usando a conversão tensão-freqüência.

O conversor V/F fornece o sinal de clock para o contador através da porta AND. Uma segunda entrada à porta AND é a tensão de amostragem V_S , que mantém o nível lógico 1 durante o intervalo fixo T_H , já pré-determinado. Com a porta AND habilitada durante o intervalo T_H , a leitura do contador será igual ao número de ciclos executados pela saída do conversor V/F no intervalo especificado de tempo.

Sendo λ_{10} o número lido pelo contador, então:

$$T_H = \lambda_{10} \cdot T \tag{2}$$

Substituindo (1) em (2):

$$\frac{\lambda_{10}}{T_H} = \frac{V_a}{\tau \cdot V_{ref}} \rightarrow \lambda_{10} = \frac{T_H}{\tau \cdot V_{ref}} \cdot V_a$$

Assim, o registro no contador é proporcional a V_a .

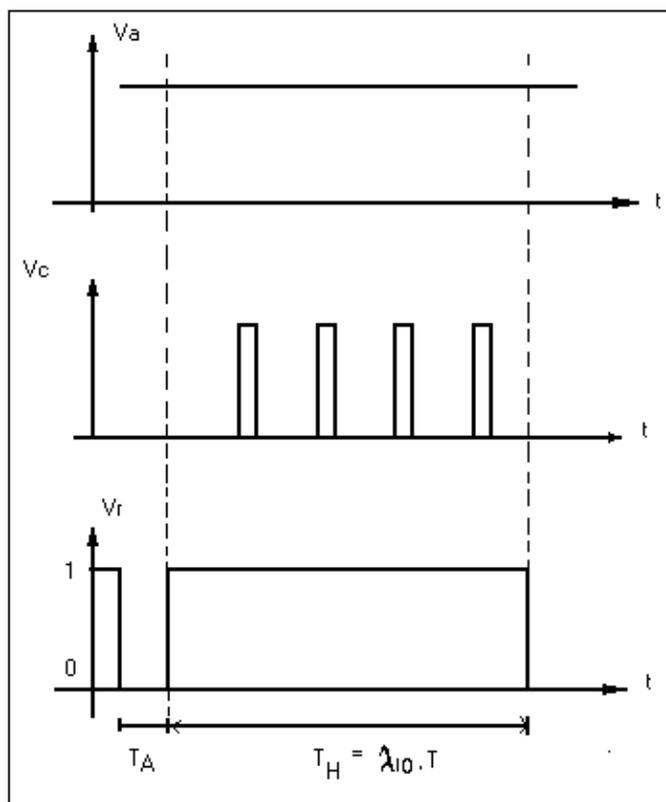


Figura 3.25 - Diagramas do conversor tensão-frequência.

A saída do contador é lida quando V_S está no estado zero.

Assim, este conversor opera através da contagem de ciclos de uma fonte de frequência variável dado um período fixo.

3.4.4 - Conversor A/D usando o Conversor Tensão-Tempo:

Um conversor, alternativamente, pode operar segundo o princípio da contagem dos ciclos de uma fonte de frequência fixa com um período de conversão variável.

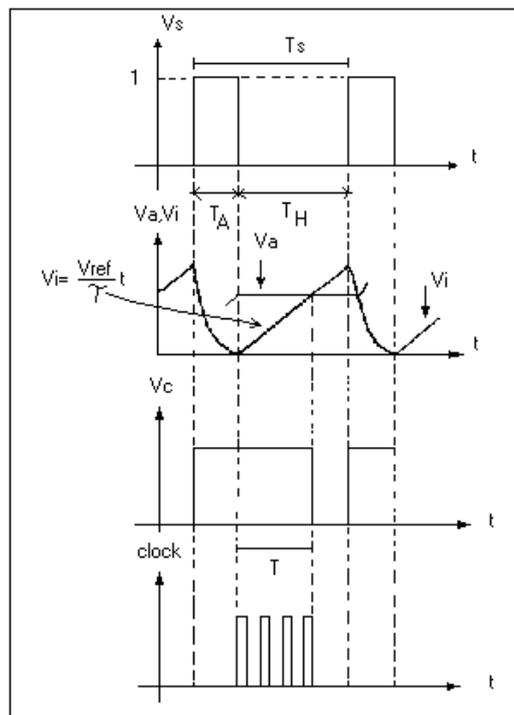
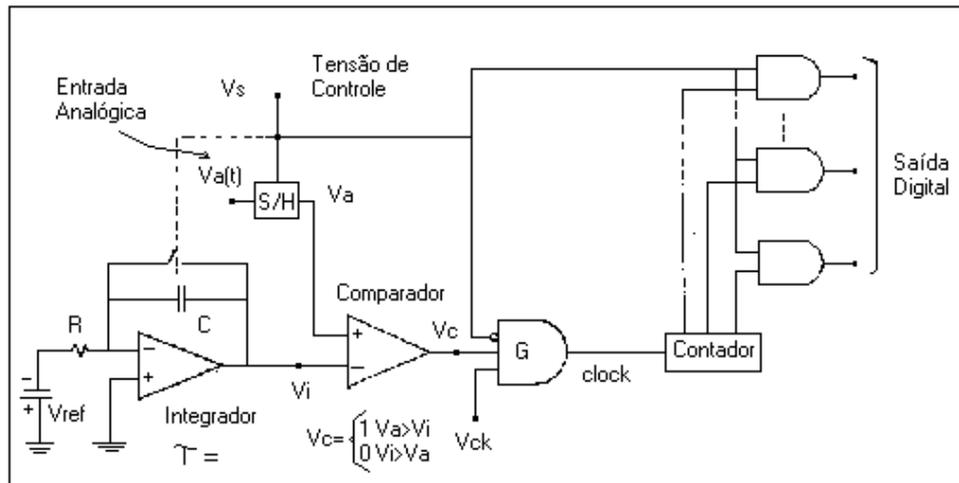


Figura 3.26 - Conversor usando a conversão tensão-tempo.

Supondo $V_a > 0$, enquanto $V_a > V_i$, o clock aciona o contador através da porta G. O circuito opera durante o tempo que inicia em $t = 0$ quando $V_i = 0$, até o instante $t = T$ quando $V_i = V_a$. Como:

$$V_i = \frac{V_{\text{ref}}}{\tau} \cdot t$$

$$\text{Temos: } T = \tau \cdot \frac{V_a}{V_{\text{ref}}}$$

Se f_C é a frequência de clock durante o intervalo T , o valor numérico de λ_{10} armazenado na saída digital será:

$$T = \lambda_{10} \cdot \frac{1}{f_C} \rightarrow \lambda_{10} = T \cdot f_C \therefore \lambda_{10} = \frac{\tau \cdot f_C}{V_{\text{ref}}} \cdot V_a$$

Portanto, o valor de λ_{10} é proporcional a V_a e a calibração do presente conversor depende da frequência de clock e da constante de tempo do integrador.

3.4.5 - Especificações de um Conversor A/D:

As especificações de um conversor A/D que normalmente são fornecidas pelos fabricantes comerciais incluem as seguintes:

Tensão analógica de entrada: esta especificação designa a máxima faixa de tensões analógicas de entrada permitidas. Valores típicos são de 0 a 10V, -5 a 5V, -10 a 10V, etc.

Precisão: a precisão de um conversor A/D inclui o erro de quantização, o ruído do sistema digital incluindo o que está presente na tensão de referência (usado no conversor D/A), desvios de linearidades, etc. Em geral, o ruído de quantização é especificado como $\pm 1/2 \text{ LSB}$. A precisão também inclui a soma de todas as outras fontes de erros. Valores típicos são de ordem de $\pm 0,02\%$ da leitura de fim de escala.

Tempo de Conversão: os tempos típicos de conversão variam de $50\mu\text{s}$, para conversores de velocidade moderada, a 50ns , para um conversor de alta velocidade.

4 - Instrumentos Digitais de Medida de Frequência e Tempo:

Muitos instrumentos e técnicas foram desenvolvidas para medidas precisas de frequências. Frequência e tempo são interdependentes, e ambas são tratadas neste capítulo. Antes, porém, é necessário estudar o disparador Schmitt (Schmitt Trigger).

4.1 - Disparador Schmitt:

A função do disparador Schmitt é proporcionar um sinal digital com a mesma frequência do sinal analógico de entrada. O seu circuito é dado na figura abaixo, que é um comparador com realimentação positiva.

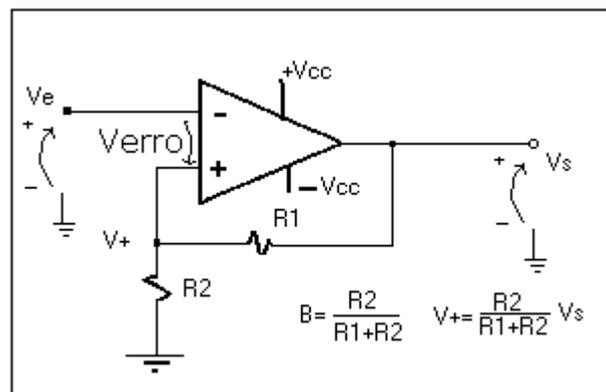


Figura 4.1 - Disparador Schmitt.

Sendo: $Verro = V_+ - V_e$, e ainda $V_s = A \cdot Verro$.

Esse disparador apresenta um fenômeno útil que é a histerese. Devido à histerese, o disparador não chaveia para ruídos pertencentes ao sinal analógico de entrada. Sem a histerese, estaria presente no sinal digital a frequência do ruído ocasionando uma medida errônea da frequência. Na figura abaixo mostra-se a curva de histerese do disparador e sua resposta (V_o) para uma entrada senoidal (V_e).

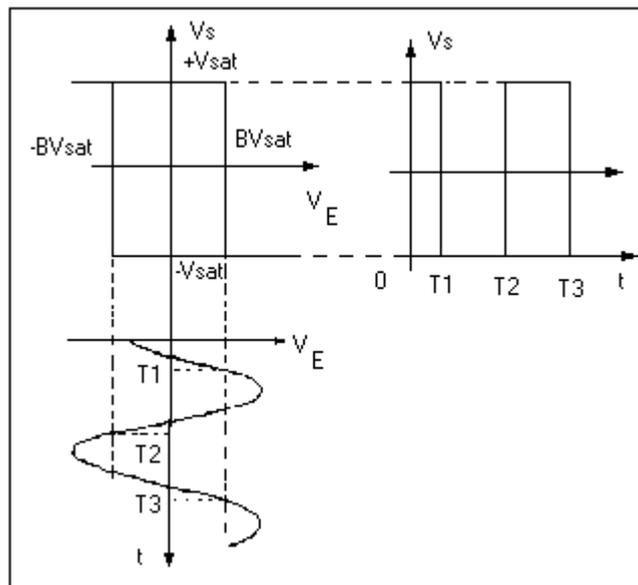


Figura 4.2 - Curva de histerese do disparador Schmitt.

Análise do disparador Schmitt

Supondo $V_{CC}=15V$ e $V_s=+/- 15V$ tem-se:

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s$$

$$V_+ = BV_{sat} \quad \text{se } R_2=10k\Omega \text{ e } R_1=20k\Omega$$

$$V_+ = \frac{10}{30}15 = 5V \Rightarrow \text{ se } V_s > 0 \text{ } V_s = +5V \text{ e se } V_s < 0 \text{ então } V_s = -5V$$

Como pode ser visto nas curvas acima, o período do sinal de entrada é:

$$T_{ent} = T_3 - T_1$$

$$\text{Logo: } T_{saída} = T_{ent} \quad \therefore f_{saída} = f_{ent}$$

Desta forma, o disparador proporciona um sinal digital com a mesma frequência do sinal de entrada.

Um outro exemplo de funcionamento do disparador é quando a entrada tem ruído, por exemplo, uma senóide com ruído.

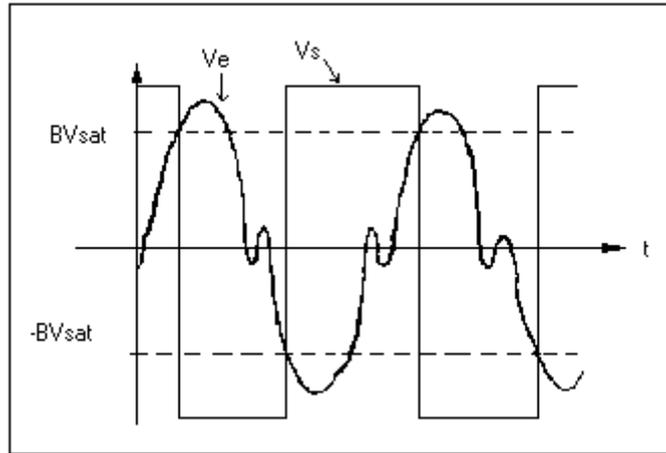


Figura 4.3 - Exemplo de uma senóide com ruído.

Portanto, para que a saída tenha a mesma frequência de entrada, B deverá ser tal que não ocorrerá o chaveamento durante as oscilações do ruído pelo zero.

4.2 - Instrumentos de Medida de Frequência:

Na figura abaixo é mostrado o diagrama de blocos simplificado de um freqüencímetro digital.

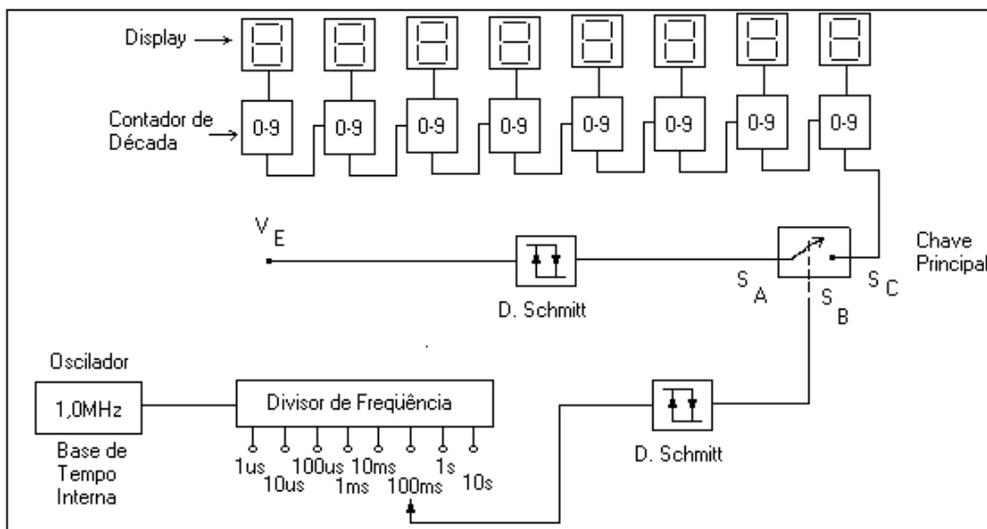


Figura 4.4 - Freqüencímetro digital.

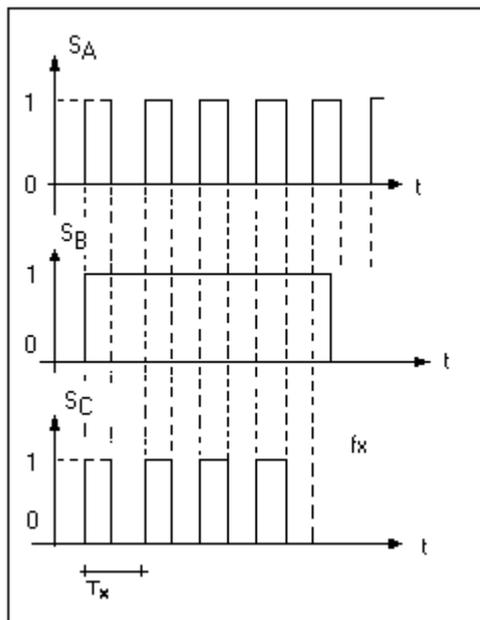


Figura 4.5 - Curvas do frequencímetro digital.

O contador decimal conta os pulsos enquanto a chave principal (controlada por S_B) estiver fechada, quando a chave abrir, a contagem total é armazenada e mostrada no display do painel do instrumento.

O oscilador que proporciona a base de tempo interna deve possuir uma frequência estável. Para isto, pode-se utilizar um oscilador de cristal de quartzo.

O divisor de frequência (circuito contador) divide a frequência do oscilador por 10. Na figura, a frequência do oscilador é de 1,0 MHz. Assim, a chave pode ser aberta precisamente em 10^{-6} , 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} , 10^{-2} , 10^{-1} , 1 e 10 segundos. O disparador Schmitt otimiza a forma de onda que aciona a chave, melhorando o controle.

É importante notar que o sinal de entrada é convertido em um sinal digital de mesma frequência através do disparador Schmitt.

O período de tempo (T) em que a chave fica fechada é:

$$T = C \cdot T_x \quad (1)$$

Sendo: C - Contagem final armazenada no contador.

T_x - Período do sinal a ser medido.

A frequência desconhecida do sinal é:

$$f_x = \frac{1}{T_x} \quad (2)$$

Substituindo (1) em (2):

$$f_x = \frac{C}{T} \quad \text{ou} \quad f_x = C.f$$

Sendo $f = 1/T$, que é a frequência interna de base (selecionado).

Assim, a frequência desconhecida, f_x , é igual a contagem, C , vezes o fator de escala, f , que depende da frequência interna selecionada.

Exemplo:

O divisor de frequência é selecionado em $T = 10$ s e o valor lido no display foi $C = 1000$. Qual é o valor da frequência?

$$T = 10 \text{ s} \quad C = 1000$$

$$\therefore f_x = \frac{C}{T} = \frac{1000}{10} \rightarrow f_x = 100 \text{ Hz}$$

4.3 - Instrumento de Medida de Tempo:

A medida de tempo pode ser realizada com uma pequena modificação do frequencímetro anterior. Na figura abaixo mostra-se o diagrama de um instrumento de medida de tempo.

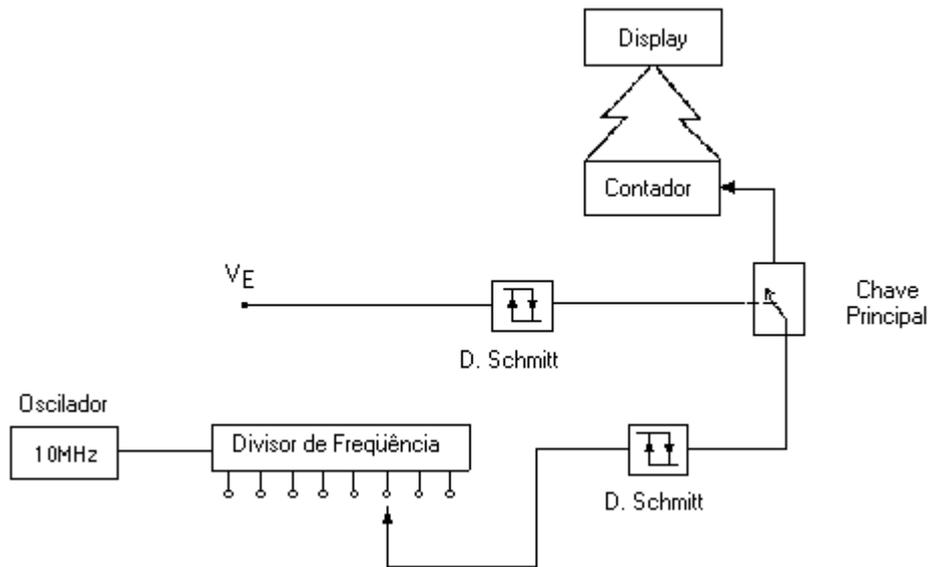


Figura 4.6 - Instrumento de medida de tempo.

O sinal de entrada desconhecido controla a chave e os pulsos da frequência da base de tempo são contados pelo contador, assim:

$$T_x = C.T \quad \text{ou} \quad C = T_x.f$$

Portanto, o tempo desconhecido T_x é igual a contagem, C , vezes o fator de escala, T , que depende da base de tempo selecionada.

Exemplo:

Utilizando o medidor de tempo acima para medir a constante de tempo de um integrador. A contagem total mostrada no display foi 10^5 . O divisor de frequência estava em 10 MHz, qual o valor da constante de tempo?

$$C = 10^5 \quad f = 10 \text{ MHz}$$

$$\therefore 10^5 = 10 \cdot 10^6 \cdot T_x \rightarrow T_x = 10 \text{ ms}$$

A precisão destes dois instrumentos depende da precisão da base de tempo interna, do erro do disparador e de mais ou menos um pulso de incerteza. Isto será discutido mais adiante.

A dimensão da escala do ponto decimal do display dependem da base de tempo selecionada. Este fato está relacionado na tabela abaixo.

Base de Tempo	Dígito 2	Dígito 1	Dígito 0	Dimensão
1 μ s			X	MHz
10 μ s		X		MHz
100 μ s	X			MHz
1ms			X	kHz
10ms		X		kHz
100ms	X			kHz
1s			X	Hz

A relação do ponto decimal para o medidor de tempo é dada na tabela abaixo.

Base de Tempo	Dígito 2	Dígito 1	Dígito 0	Dimensão
1 μ s			X	μ s
10 μ s	X			ms
100 μ s		X		ms
1ms			X	ms
10ms	X			s
100ms		X		s
1s			X	s

4.4 - Medidas de Razão:

A razão de duas frequências é determinada usando o sinal de menor frequência para controlar a chave enquanto o sinal de maior frequência esta sendo contado, como está mostrado abaixo:

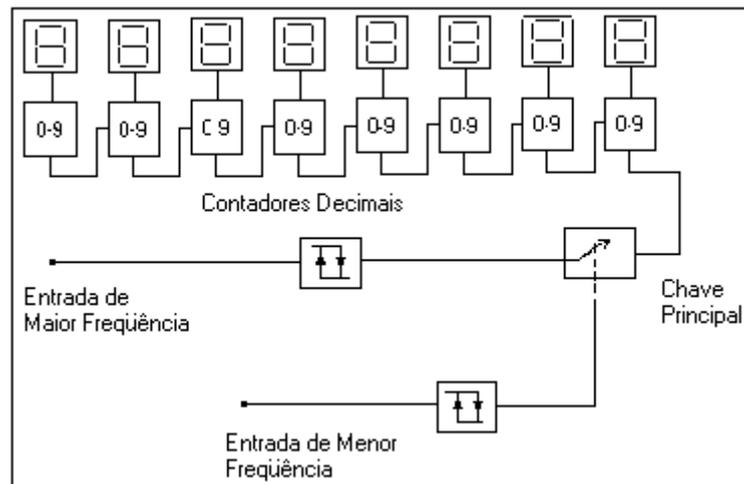


Figura 4.7 - Medidor de razão.

Com transdutores apropriados, medidas de razão podem ser aplicadas a qualquer fenômeno que possa ser representado por pulsos, senóides, etc. Por exemplo, medição de razão entre raios de engrenagens.

Conclui-se que o número final de ciclos do sinal de maior frequência, armazenado nos contadores de década, é a leitura desta razão entre as duas frequências.

E.P.C. 2 - Projetar um medidor de razão de tempo.

4.5 - Erros de Medida:

4.5.1 - Erro de Chaveamento:

Um erro instrumental muito comum é o erro de chaveamento, que ocorre em medidas de tempo e frequência. Nesses instrumentos o sinal que controla a chave principal e o sinal de entrada a ser medido não estão sincronizados, por exemplo:

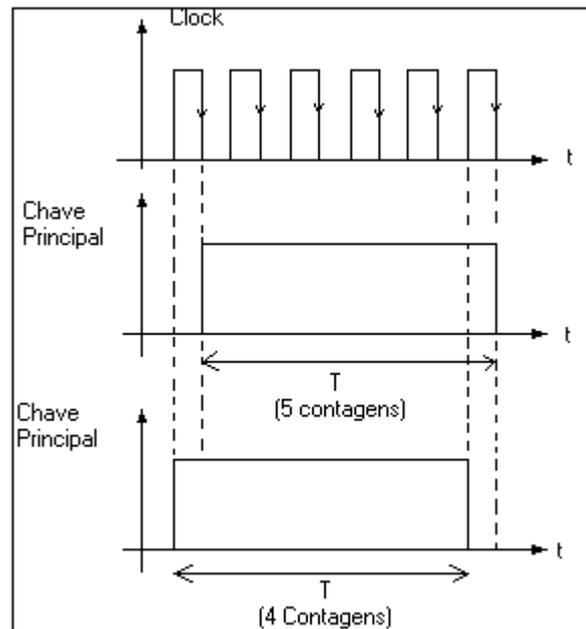


Figura 4.8 - Erro de chaveamento.

Portanto, tem-se de ambigüidade na medida no valor de 1. Em medidas de baixa freqüência, esse erro poderá ser apreciável. Por exemplo, no caso da freqüência a ser medida for 10 Hz e o tempo de chaveamento de 1s, o contador indicará 10 ± 1 , com incerteza de $\pm 10\%$.

4.5.2 - Erros na Base de Tempo:

Imprecisões na base de tempo causam erros nas medidas destes instrumentos. Os fatores que determinam o erro na base são: calibração do oscilador, estabilidade de curta duração do oscilador e estabilidade de longa duração do oscilador.

Calibração do oscilador: um método simples é calibrar o oscilador com uma freqüência padrão transmitida por uma estação de rádio padrão.

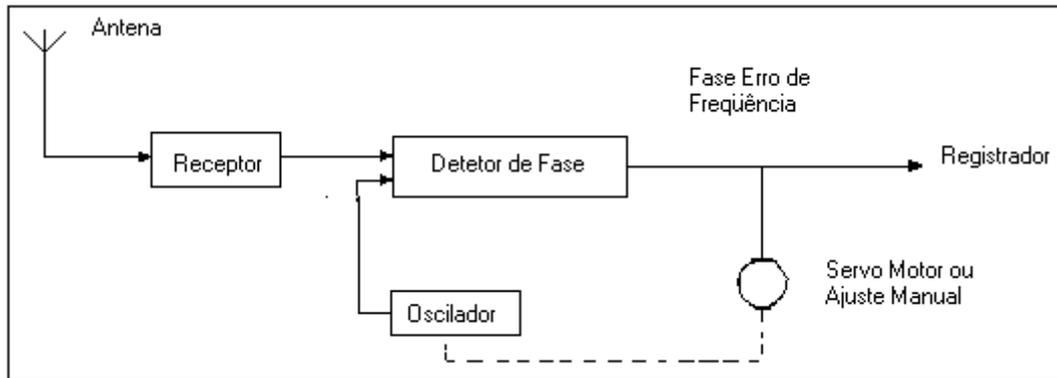


Figura 4.9 - Calibração do oscilador.

Estabilidade de curta duração: são variações momentâneas de frequência causadas por transientes de tensão, vibrações, interferências elétricas, etc.

Estabilidade de longa duração: é função do envelhecimento e deterioração do cristal, causando uma variação da frequência do oscilador.

5 - A Disposição em Pontes:

As aplicações das pontes se ramificam em uma vasta área. A disposição em ponte não é utilizada apenas para medir parâmetros em circuitos, mas também, se aplica como instrumentos seletivos sensíveis, instrumentos de controle, filtros, etc.

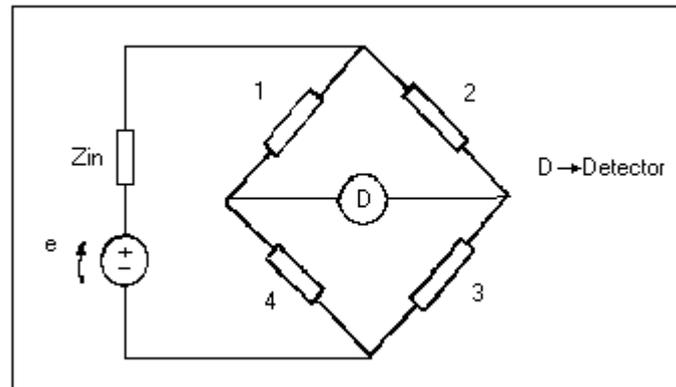


Figura 5.1 - Circuito da ponte de quatro braços.

O método de ponte para determinar resistências, indutâncias ou capacitâncias é basicamente um método de zero. As pontes mais utilizadas são: de Wheatstone, de Owen, de Schering, de Maxwell e de Anderson.

A ponte mais difundida é a ponte de Wheatstone.

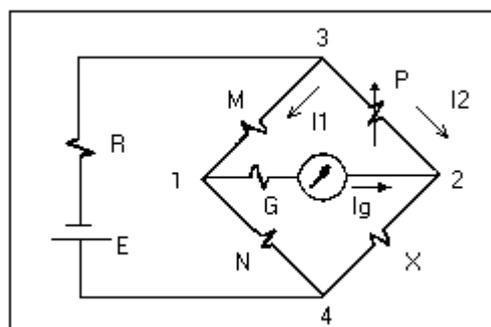


Figura 5.2 - Ponte de Wheatstone.

A condição de zero se obtém quando os parâmetros da rede são tais que:

$$I_g = 0$$

Assim, a tensão entre os pontos 1 e 2 é nula. Portanto:

$$V_{31} = V_{32} \quad \text{e} \quad V_{14} = V_{24}$$

$$I_1 \cdot M = I_2 \cdot P \quad \text{e} \quad I_1 \cdot N = I_2 \cdot X$$

$$\frac{I_1 \cdot M}{I_1 \cdot N} = \frac{I_2 \cdot P}{I_2 \cdot X} \quad \therefore M \cdot X = P \cdot N \quad (1)$$

Assim, nas condições de equilíbrio os produtos dos resistores opostos devem ser iguais, quaisquer que sejam E, B e G. Suponhamos que M e N sejam fixos e variamos P até que $I_g = 0$. Então:

$$X = \frac{N}{M} \cdot P \quad (2)$$

Pode-se adquirir pontes de Wheatstone cuja leitura do indicador P proporciona diretamente o valor de X.

5.1 - Pontes de Corrente Alternada:

A ponte de corrente alternada é composta de quatro braços que são representados por impedâncias passivas. Compostas de elementos R, L e C. O detector, de impedância Z_d , é um voltímetro A.C.

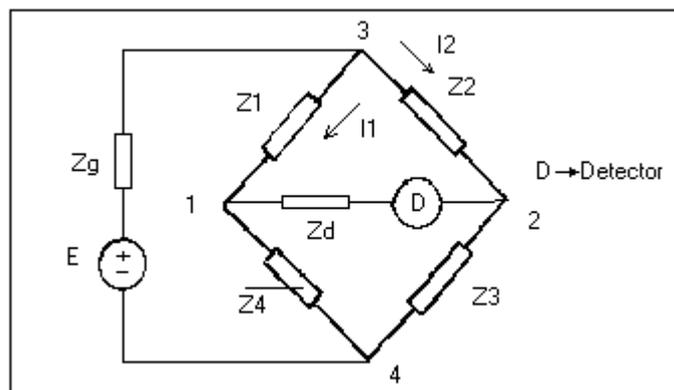
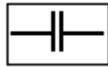


Figura 5.3 - Ponte de corrente alternada.

A condição de zero é que o indicador indique zero, o que significa que a tensão no ramo do voltímetro deve ser zero. Assim:

$$\begin{aligned} V_{31} &= V_{32} & \text{e} & & V_{14} &= V_{24} \\ I_1 \cdot Z_1 &= I_2 \cdot Z_2 & \text{e} & & I_1 \cdot Z_4 &= I_2 \cdot Z_3 \\ \frac{I_1 \cdot Z_1}{I_1 \cdot Z_4} &= \frac{I_2 \cdot Z_2}{I_2 \cdot Z_3} & \therefore & & Z_1 \cdot Z_3 &= Z_2 \cdot Z_4 \end{aligned} \quad (3)$$

Lembre:



Capacitor: $Z = 1/j \cdot \omega \cdot C$



Indutor: $Z = j \cdot \omega L$



Resistor: $Z = R$

Importante:

$$\begin{aligned} L &= \text{Henry} = H = M \cdot L^2 \cdot Q^{-2} \\ C &= \text{Farad} = F = M^{-1} \cdot L^{-2} \cdot T^2 \cdot Q^2 \\ R &= \text{Ohm} = \Omega = M \cdot L^2 \cdot T^{-1} \cdot Q^{-2} \\ W &= \text{Rad/s} = T^{-1} \end{aligned}$$

Sendo: T - Unidade de tempo
L - Unidade de comprimento
M - Unidade de massa
Q - Unidade de carga elétrica

5.2 - A Ponte de Owen:

Um exemplo de ponte de corrente alternada é a Ponte de Owen, usada com frequência na medida de indutâncias.

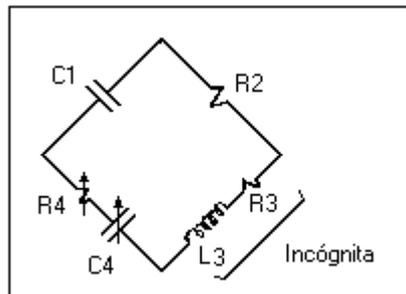


Figura 5.5 - Ponte de Owen.

Na condição de equilíbrio: $Z_1 \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_4$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} \quad Z_2 = R_2 \quad Z_3 = R_3 + j\omega L_3 \quad Z_4 = R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} \cdot (R_3 + j\omega L_3) = R_2 \cdot R_4 + \frac{R_2}{j\omega C_4}$$

$$\frac{R_3}{\omega C_1} + j \frac{\omega L_3}{\omega C_1} = j R_2 \cdot R_4 + \frac{R_2}{\omega C_4}$$

$$\text{Tem-se: } \frac{R_3}{\omega C_1} = \frac{R_2}{\omega C_4} \quad \text{e} \quad \frac{L_3}{C_1} = R_2 \cdot R_4$$

$$\text{Portanto, } R_3 = \frac{R_2 \cdot C_1}{C_4} \quad \text{e} \quad L_3 = R_2 \cdot R_4 \cdot C_1$$

O equilíbrio da ponte é independente da frequência, neste caso, R_3 e L_3 são dados em função dos elementos ajustáveis C_4 e R_4 , respectivamente. O produto $C_1 \cdot R_2$ é suposto conhecido.

5.3 - A Ponte de Schering:

A Ponte de Schering é usada para medir capacitâncias e a resistência de perdas associadas.

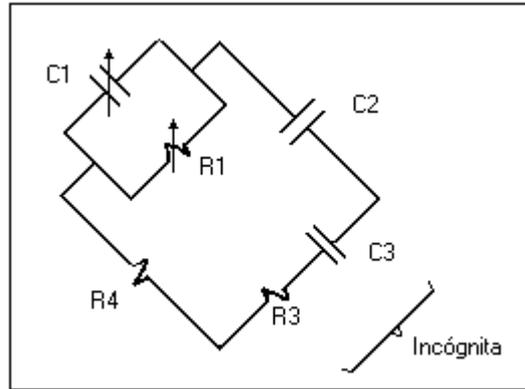


Figura 5.6 - Ponte de Schering.

Na condição de equilíbrio: $Z_1 \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_4$

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} \therefore Y_1 = \frac{1}{R_1} + j\omega \cdot C_1$$

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega \cdot C_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \quad Z_4 = R_4 \quad Z_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega \cdot C_3}$$

$$\text{Temos: } \left(\frac{R_1}{1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_1} \right) \cdot \left(R_3 + \frac{1}{j\omega \cdot C_3} \right) = \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \cdot R_4$$

$$R_1 \cdot \left(R_3 + \frac{1}{j\omega \cdot C_3} \right) = \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \cdot R_4 \cdot (1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_1)$$

$$R_1 \cdot R_3 \cdot j\omega \cdot C_2 + \frac{R_1 \cdot C_2}{C_3} = R_4 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot R_4$$

$$\text{Logo: } \begin{cases} R_1 \cdot C_2 / C_3 = R_4 \\ R_1 \cdot R_3 \cdot C_2 = C_1 \cdot R_1 \cdot R_4 \end{cases}$$

$$\therefore C_3 = \frac{R_1}{R_4} \cdot C_2 \quad \text{e} \quad R_3 = \frac{C_1}{C_2} \cdot R_4$$

Novamente desaparece a frequência na condição de equilíbrio, R_3 e C_3 são dados em função dos elementos independentemente ajustáveis, C_1 e R_1 , respectivamente. Os quocientes C_2/R_4 e R_4/C_2 supõe-se conhecidos.

5.4 - A Ponte de Wien:

Esta ponte é usada para medir um capacitor C_x , R_x , contudo é frequentemente usada para medir frequências com o uso do capacitor padrão C_x .

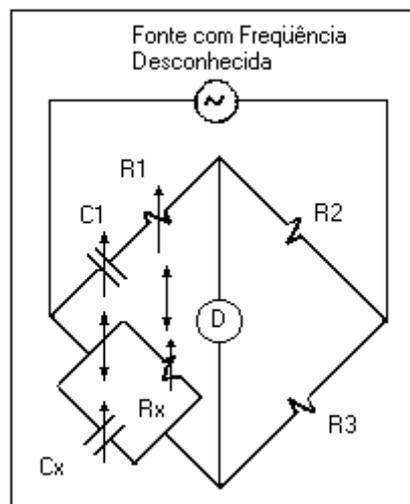


Figura 5.7 - Ponte de Wien.

Sabemos que: $Z_1 \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_X$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} ; \quad Z_2 = R_2 \quad ; \quad Z_3 = R_3$$

e

$$Z_X = \frac{1}{\frac{1}{R_x} + j\omega C_X} = \frac{R_X}{1 + j\omega C_X \cdot R_X}$$

$$\text{Logo: } \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) R_3 = R_2 \cdot \left(\frac{R_X}{1 + j\omega C_X R_X} \right)$$

$$\left(R_1 R_3 + \frac{R_3}{j\omega C_1} \right) (1 + j\omega C_X R_X) = R_2 R_X$$

$$R_1 R_3 + j\omega C_X R_X R_1 R_3 + \frac{R_3}{j\omega C_1} + \frac{R_3 R_X C_X}{C_1} = R_2 R_X$$

$$R_1 R_3 j\omega C_1 - \omega^2 C_X C_1 R_X R_1 R_3 + R_3 + j\omega R_3 R_X C_X = j\omega C_1 R_2 R_X$$

$$\therefore R_3 = \omega^2 C_X C_1 R_1 R_3 R_X \text{ e } C_1 R_1 R_3 + C_X R_X R_3 = C_1 R_2 R_X$$

$$\text{Logo: } \frac{C_X}{C_1} = \frac{R_2 R_X - R_1 R_3}{R_X R_3} = \frac{R_2}{R_3} - \frac{R_1}{R_X} \quad (1)$$

$$\therefore \omega = \sqrt{\frac{1}{C_1 R_1 C_X R_X}}$$

$$\text{Mas: } \omega = 2\pi f \quad \therefore f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_1 R_1 C_X R_X}} \quad (2)$$

A ponte prática possui C_X e C_1 idênticos. Sendo que R_1 e R_X são resistores variáveis e conhecidos, que são presos a um parafuso comum tal que $R_1 = R_X$.

Assim, da equação (1) teremos:

$$\frac{C_X}{C_1} = \frac{R_2}{R_3} - \frac{R_1}{R_X} \rightarrow \frac{R_2}{R_3} = 2 \therefore R_2 = 2R_3$$

Portanto R_2 tem que ser igual a duas vezes R_3 .

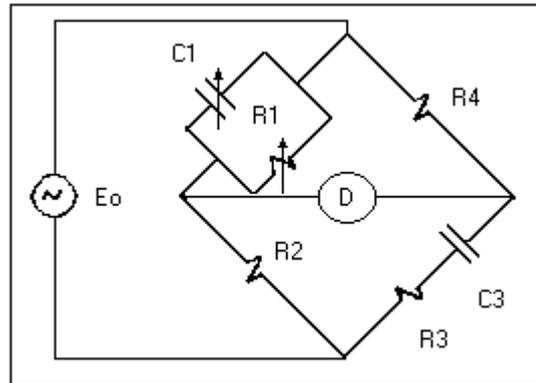
Da equação (2), teremos:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_1^2 R_1^2}} \therefore f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

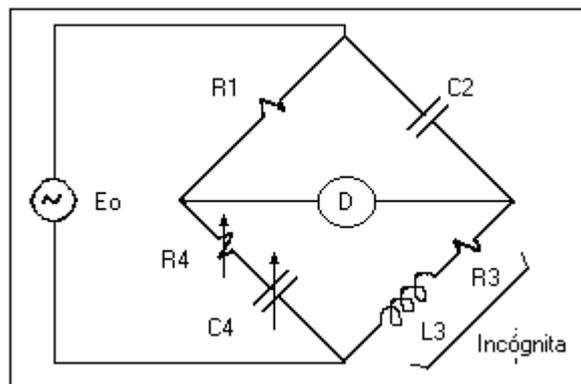
Assim, a ponte é balanceada pelo simples ajuste do controle de R_1 , e a calibração é feita diretamente na frequência.

Exercício: Verifique se as pontes abaixo irão entrar em equilíbrio:

a) Ponte 1



b) Ponte 2



6 - Analísadores de Sinal:

Nos capítulos anteriores nós discutimos técnicas de medidas no domínio do tempo, que são medidas de grandezas que variam com o tempo. Porém, no domínio da frequência, os sinais elétricos contêm, uma grande quantidade de informações (importantes).

A análise dos sinais no domínio da frequência é chamada análise espectral, que é definida como o estudo da distribuição da energia do sinal como uma função da frequência. Esta análise proporciona informações elétricas e físicas de sistemas e são muito usuais no teste de desempenho de equipamentos. Os principais instrumentos usados para a análise no domínio da frequência são: analisador de distorção, analisador de ondas, analisador de espectro e analisador de Fourier. Cada um destes instrumentos quantifica a magnitude do sinal de interesse dada uma específica faixa de frequência. Antes de estudá-los, faremos uma rápida revisão da série de Fourier, para entender melhor o que é o espectro da frequência.

6.1 - Revisão da Série de Fourier:

Quando o sistema apresenta alguma distorção e sua resposta não é perfeitamente senoidal, a forma de onda pode ser decomposta em uma série infinita de funções senoidais, com frequências múltiplas. Esta série é chamada Série de Fourier.

Seja $v(t)$ uma forma de onda periódica (de período $2L$) qualquer, ela pode ser expandida na seguinte série:

$$v(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} a_k \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{L} \cdot t\right) + \sum_{k=1}^{+\infty} b_k \cdot \text{sen}\left(\frac{k\pi}{L} \cdot t\right)$$

Sendo que os coeficientes da série são dados por:

$$a_0 = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^{+L} v(t) \cdot dt$$

$$a_k = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^{+L} v(t) \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt$$

$$b_k = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^{+L} v(t) \cdot \text{sen}\left(\frac{k\pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt$$

Note que $a_0 = 2.V_{DC}$, sendo V_{DC} a componente D.C. de $v(t)$.

Como os termos trigonométricos podem ser combinados em um único termo, temos:

$$v(t) = V_{DC} + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{L} \cdot t - \Phi_k\right) \quad \text{ou}$$

$$v(t) = V_{DC} + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot k \cdot t - \Phi_k)$$

Sendo: $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ e $\Phi_k = +\text{arc tg}\left(\frac{b_k}{a_k}\right)$

$$T = 2L \rightarrow f = \frac{1}{2L} \rightarrow \frac{1}{L} = 2f$$

A cada k -ésima componente do somatório acima dá-se o nome de k -ésima harmônica, ou seja:

$$v(t) = V_{DC} + \overbrace{A_1 \cdot \cos(\underbrace{2\pi \cdot f \cdot t - \Phi_1}_{\omega_1})}^{1^\circ \text{ Harmonico}} + \overbrace{A_2 \cdot \cos(\underbrace{2 \cdot 2\pi \cdot f \cdot t - \Phi_2}_{2 \cdot \omega_1})}^{2^\circ \text{ Harmonico}} +$$

$$+ \overbrace{A_3 \cdot \cos(\underbrace{3 \cdot 2\pi \cdot f \cdot t - \Phi_3}_{3 \cdot \omega_1})}^{3^\circ \text{ Harmonico}} + \dots + \overbrace{A_i \cdot \cos(\underbrace{i \cdot 2\pi \cdot f \cdot t - \Phi_i}_{i \cdot \omega_1})}^{i\text{-ésimo Harmonico}} + \dots$$

Perceba que todas as harmônicas possuem frequências múltiplas da frequência do 1º. Harmônico (f), também chamada de harmônico fundamental.

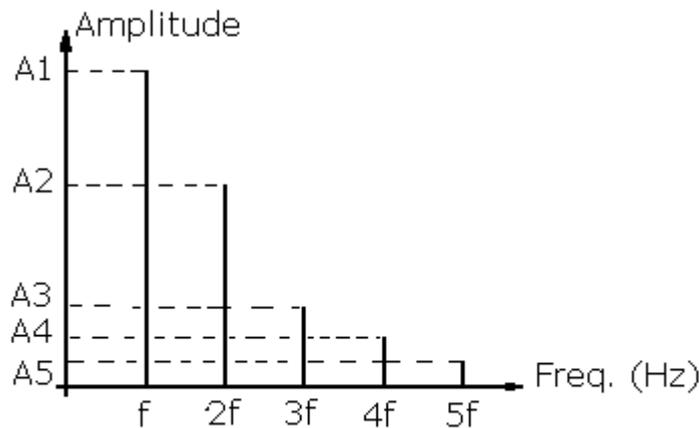


Figura 6.1 - Espectro harmônico de um sinal.

Exemplo:

Determine as componentes harmônicas de uma onda quadrada e desenhe seu espectro de frequência.

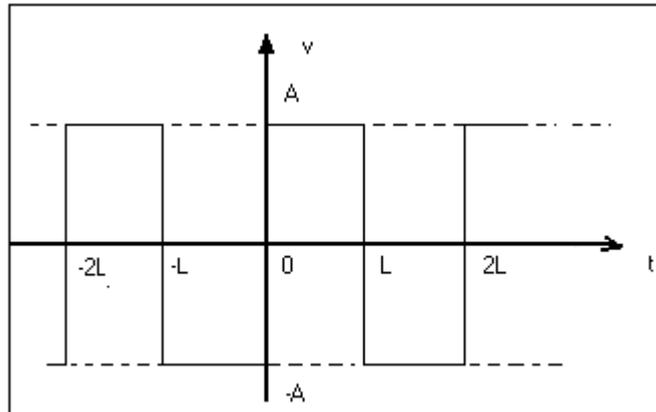


Fig. 6.2 Forma de onda quadrada.

$$a_0 = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^{+L} v(t) \cdot dt = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^0 (-A) \cdot dt + \frac{1}{L} \cdot \int_0^{+L} (A) \cdot dt \rightarrow$$

$$a_0 = \frac{-A}{L} \cdot t \Big|_{-L}^0 + \frac{A}{L} \cdot t \Big|_0^{+L} = \frac{-A}{L} \cdot (0 - (-L)) + \frac{A}{L} \cdot (L - 0) = -A + A \rightarrow$$

$$a_0 = 0$$

$$a_k = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^{+L} v(t) \cdot \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^0 (-A) \cdot \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt +$$

$$+ \frac{1}{L} \cdot \int_0^{+L} (A) \cdot \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt \rightarrow$$

$$a_k = \frac{(-A)}{L} \cdot \frac{[\text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right)]_{-L}^0}{\left(\frac{k \cdot \pi}{L}\right)} + \frac{A}{L} \cdot \frac{[\text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right)]_0^{+L}}{\left(\frac{k \cdot \pi}{L}\right)} \rightarrow$$

$$a_k = -\frac{A}{k \cdot \pi} \cdot (0 + \text{sen}(k \cdot \pi)) + \frac{A}{k \cdot \pi} \cdot (\text{sen}(k \cdot \pi) - 0) \rightarrow a_k = 0$$

$$b_k = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^{+L} v(t) \cdot \text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt = \frac{1}{L} \cdot \int_{-L}^0 (-A) \cdot \text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt +$$

$$+ \frac{1}{L} \cdot \int_0^{+L} (A) \cdot \text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi}{L} \cdot t\right) \cdot dt \rightarrow$$

$$b_k = \frac{(-A)}{L} \cdot \frac{[-\cos(\frac{k\pi}{L} \cdot t)]_{-L}^0}{(\frac{k\pi}{L} \cdot)} + \frac{A}{L} \cdot \frac{[-\cos(\frac{k\pi}{L} \cdot t)]_0^{+L}}{(\frac{k\pi}{L} \cdot)} \rightarrow$$

$$b_k = -\frac{A}{k\pi} \cdot (-1 + \cos(-k\pi)) + \frac{A}{k\pi} \cdot (-\cos(k\pi) + 1) \rightarrow$$

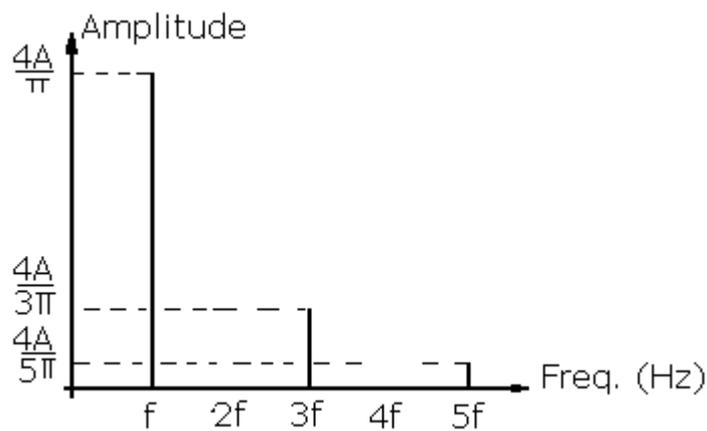
$$b_k = \frac{2 \cdot A}{k\pi} - \frac{2 \cdot A}{k\pi} \cdot \cos(k\pi) \rightarrow b_k = \frac{2 \cdot A}{k\pi} \cdot (1 - \cos(k\pi))$$

Se k for par: $\cos(k\pi) = 1 \therefore b_k = 0$

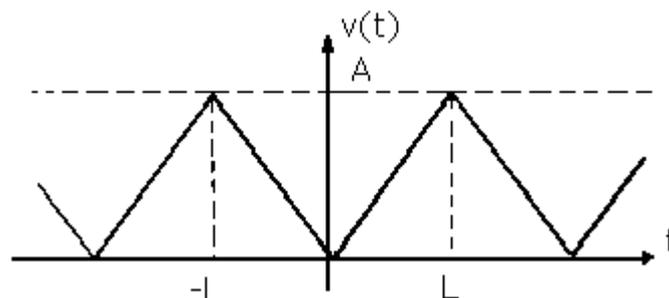
Se k for ímpar: $\cos(k\pi) = -1 \therefore b_k = \frac{4 \cdot A}{k\pi}$

Então, temos:

$$v(t) = \frac{4 \cdot A}{\pi} \cdot \text{sen}(\frac{\pi}{L} \cdot t) + \frac{4 \cdot A}{3 \cdot \pi} \cdot \text{sen}(\frac{3 \cdot \pi}{L} \cdot t) + \frac{4 \cdot A}{5 \cdot \pi} \cdot \text{sen}(\frac{5 \cdot \pi}{L} \cdot t) + \dots$$



E.P.C. 3 - Calcule a série de Fourier da seguinte onda triangular, e desenhe seu espectro de frequência.



6.2 - Analizador de Distorção:

Aplicando um sinal senoidal na entrada de um amplificador ideal será produzida uma forma de onda senoidal na saída. Porém, em muitos casos a forma de onda da saída não é exatamente senoidal devido a vários tipos de distorção, chamadas de distorção harmônica (D.H.). A proporção na qual a forma de onda da saída do amplificador difere da forma de onda da entrada é a medida da distorção introduzida por características não-lineares do amplificador. A quantia de distorção pode ser medida com o analizador de distorção.

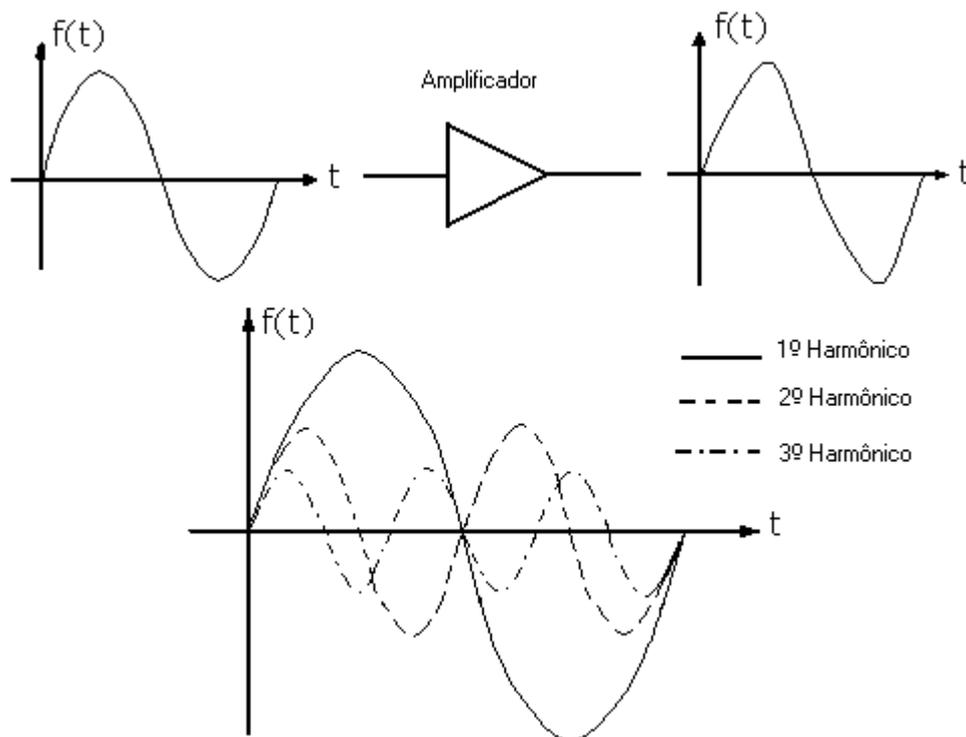


Figura 6.2 - Sinal distorcido pelo Amplificador.

A distorção harmônica total (T_{dh}) que é freqüentemente expressa como porcentagem, é definida como a razão entre os valores RMS das harmônicas (a menos da fundamental) e o valor RMS na fundamental.

$$T_{dh} = \frac{\sqrt{\sum (\text{Harmonicas})^2}}{\text{Fundamental}} \quad \therefore \quad T_{dh} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{+\infty} (A_{i(\text{RMS})})^2}}{A_{1(\text{RMS})}}$$

Ou ainda,

$$T_{dh} = \frac{\sqrt{A_{2(RMS)}^2 + A_{3(RMS)}^2 + A_{4(RMS)}^2 + \dots}}{A_{1(RMS)}}$$

O diagrama de blocos de um analisador de harmônicas que separa a fundamental é mostrado abaixo.

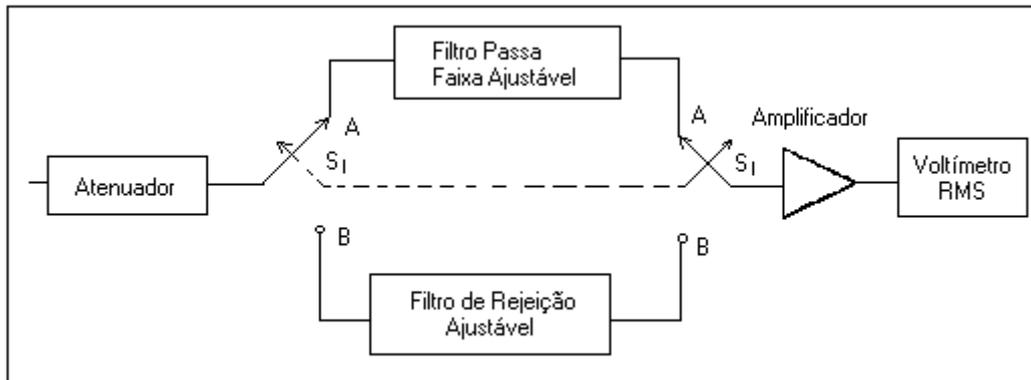


Figura 6.3 - Analisador de distorção.

A figura abaixo mostra as características de rejeição do filtro de rejeição.

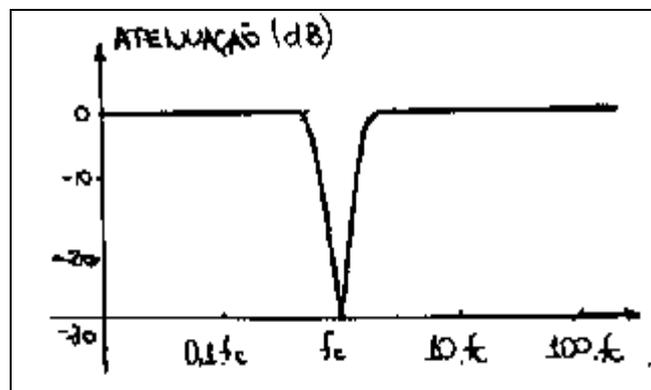


Figura 6.4 - Característica de um filtro rejeita-faixa.

A figura abaixo mostra as características de rejeição do filtro passa-faixa.

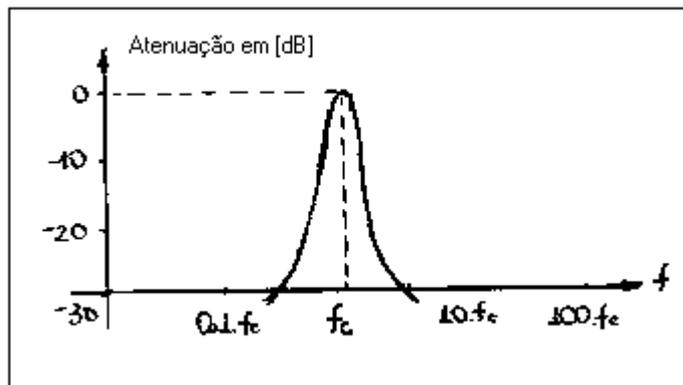


Figura 6.5 - Característica de um filtro passa-faixa.

Quando o instrumento é usado, a chave S_1 é colocada na posição A e o filtro passa-faixa é ajustado para a frequência da fundamental, passando apenas a fundamental e atenuando (rejeitando) todas as outras harmônicas. Então, faz-se a leitura do valor $A_{1(RMS)}$ no voltímetro RMS. Depois, coloca-se a chave S_1 na posição B e ajusta-se o filtro de rejeição para a frequência da fundamental, rejeitando-se a fundamental e passando todas as outras harmônicas. Então, faz-se a leitura do voltímetro RMS.

Um típico analisador de distorção de qualidade laboratorial é o Hewlett-Packard modelo 334D, HP-334D, capaz de medir distorções totais tão pequenas quanto 0,1% do fundo de escala em qualquer frequência entre 5 Hz e 600 KHz.

6.3 - Analisador de Ondas:

O analisador de distorção harmônica mede o conteúdo harmônico total da forma de onda. Porém, pode ser desejável medir a amplitude de cada harmônica individualmente. Esta é a mais simples forma de análise do domínio da frequência e pode ser feita com um conjunto de filtros ajustáveis.

O esquema de um analisador de onda que utiliza um filtro ativo é dado a seguir:

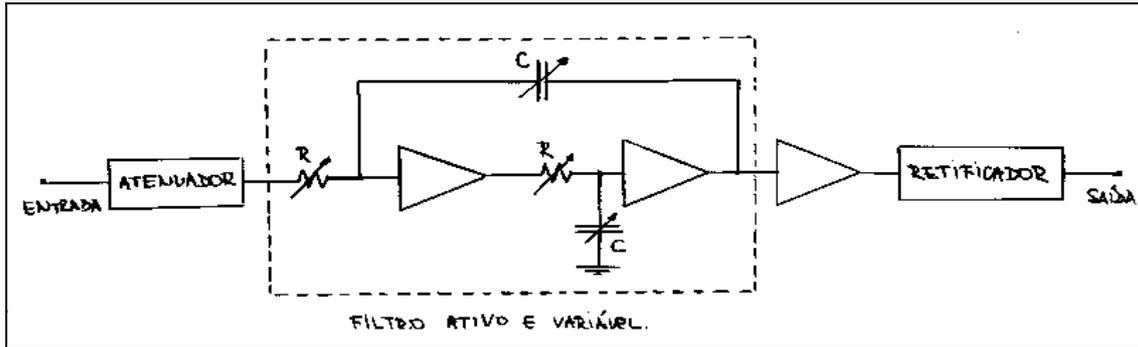


Figura 6.6 - Analisador de ondas.

O filtro consiste de um arranjo em cascata de seções RC ressonantes e amplificadores de filtro.

A freqüência central da faixa de passagem do filtro é ajustada por décadas com os capacitores enquanto que os potenciômetros fazem o ajuste fino.

A faixa de passagem do filtro ativo é muito estreita, tipicamente 1% da freqüência selecionada. A figura abaixo mostra uma curva de atenuação típica de um analisador de onda.

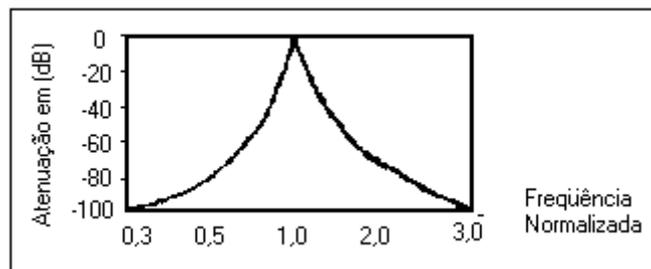


Figura 6.7 - Curva de atenuação do analisador.

O analisador de onda pode ser visto como uma janela que percorre o espectro de freqüência mostrando a amplitude das harmônicas em função da freqüência, como ilustrado abaixo:

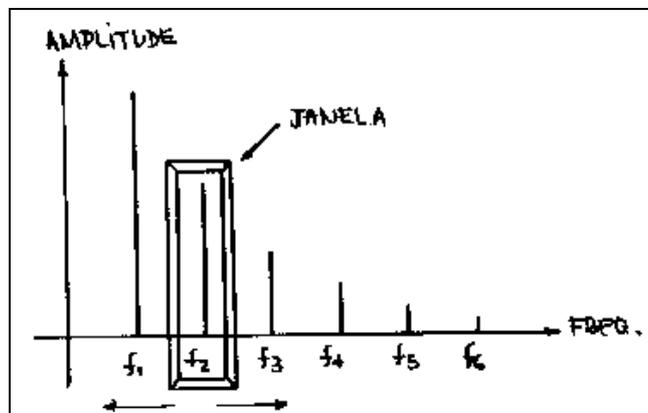


Figura 6.8 - Analisador visto como uma janela.

Este analisador de onda visto até agora é mais indicado para medidas de baixas frequência (até 20 KHz), as medidas na faixa de MHz, são usualmente feitas com outro tipo de analisador de onda, o analisador de onda heteródino. O diagrama de blocos deste analisador é dado na figura abaixo.

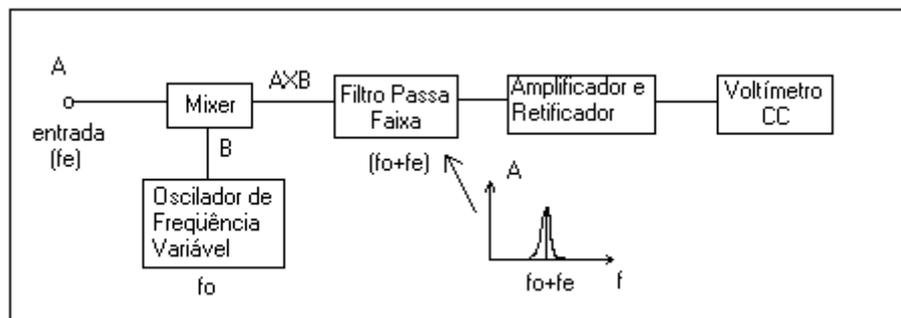


Figura 6.9 - Diagrama de um analisador de ondas heteródino.

O mixer utiliza uma identidade trigonométrica que expande o produto de dois cossenos em uma soma de cossenos com frequências distintas:

$$[a \cdot \cos(A \cdot t)] \cdot [b \cdot \cos(B \cdot t)] = \frac{a \cdot b}{2} \cdot \{ \cos[(A - B) \cdot t] + \cos[(A + B) \cdot t] \}$$

Então, na saída do mixer estão presentes dois sinais com frequência iguais à soma e diferença da frequência do oscilador, f_0 , e a frequência da entrada, f_e . No analisador de onda heteródino, o filtro passa-banda é ajustado para a frequência maior que a frequência máxima do oscilador. Então, o sinal com a soma das frequência expressa por: $f_s = f_0 + f_e$ é passado pelo filtro ao amplificador. Como a frequência do oscilador é decrementada a partir do seu máximo, um ponto será encontrado, onde $f_0 + f_e$ está dentro da banda de frequência que serão passadas pelo filtro passa-banda. O sinal de saída do filtro é amplificado e retificado, então a indicação do voltímetro é proporcional à amplitude da componente fundamental do sinal de saída. Após medir a amplitude da fundamental diminui-se a frequência do oscilador e então será indicada a segunda harmônica.

E.P.C. 4 - Utilizou-se um analisador de onda heteródino para medir as harmônicas de uma onda quadrada de 1 KHz. Se o filtro passa-faixa do analisador estava com a frequência central em 11 KHz, quando

efetuou-se a medida da fundamental, qual é a frequência do oscilador interno.

6.4 - Analizador de Espectro:

Um analisador de espectro é um analisador em tempo real, o que significa que ele exibe simultaneamente todos os sinais dentro da extensão de frequência do analisador. Os analisadores de espectro, como os analisadores de onda, fornecem informações de como a tensão ou a energia de um sinal está distribuída na frequência. Os analisadores de espectro fornecem uma exibição gráfica em um tubo de raios catódicos (CRT). Um diagrama de blocos de um analisador de espectro está mostrado na figura abaixo:

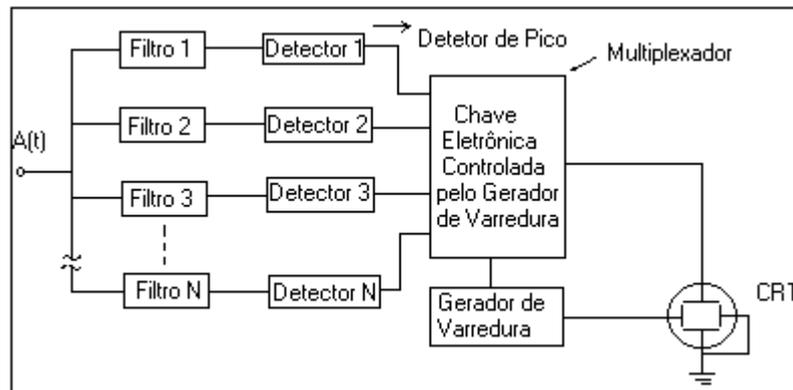


Figura 6.10 - Analisador de espectro.

O analisador de espectro é, basicamente, um conjunto de filtros passa-faixa ajustáveis conectados a um CRT através de uma chave eletrônica seletora. A amplitude composta do sinal dentro da largura da faixa de cada filtro é exibida como uma função do comprimento total de frequência do filtro. Contudo, a extensão de frequência do instrumento é limitada pelo número de filtros de sua faixa passante. A chave eletrônica conecta seqüencialmente as saídas dos filtros ao CRT. A deflexão horizontal é obtida com o gerador de varredura. Tais analisadores são usualmente restritos à frequência de áudio e empregam até 32 filtros. A largura da faixa passante tem que ser muito estreita para uma boa resolução.

A relação entre a representação no domínio do tempo sobre um CRT de um osciloscópio e a representação no domínio da frequência sobre um CRT de um analisador de espectro está mostrada no gráfico 3D da figura abaixo:

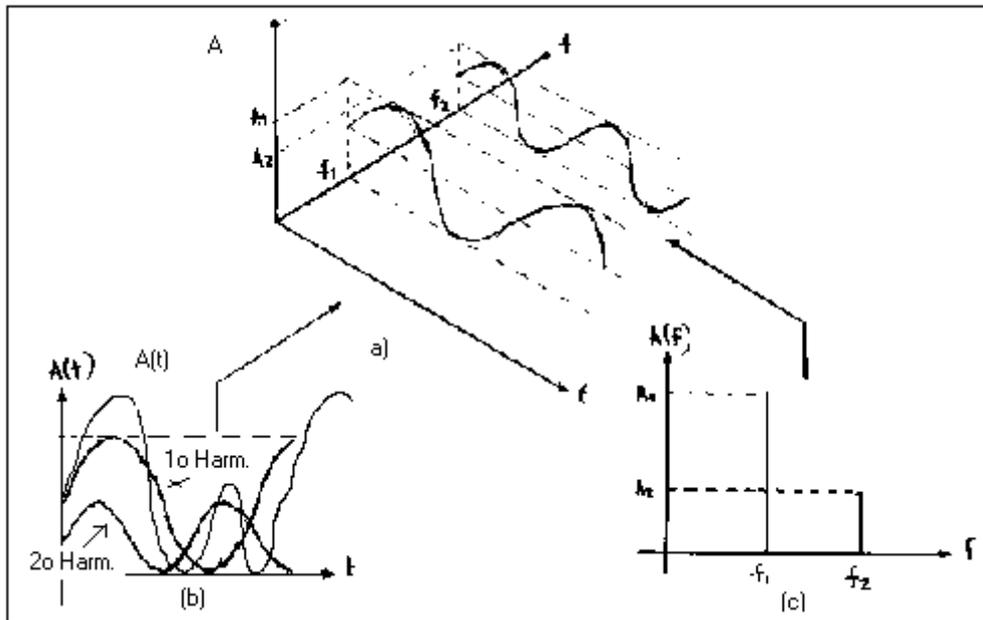


Figura 6.11 - Representação no domínio do tempo e da frequência de um sinal.

Na parte (a) mostra-se a fundamental da frequência f_1 e a segunda harmônica, $f_2 = 2.f_1$.

Um osciloscópio utilizado para mostrar no domínio do tempo irá exibir apenas uma forma de onda, composta de $f_1 + 2.f_2$. Como mostrado na parte (b) da figura. Um analisador de espectro usado para mostrar as componentes do sinal do domínio da frequência irá exibir claramente a amplitude de ambas as harmônicas, f_1 e $2.f_1$, como mostrado na parte (c) da figura.

Os analisadores de espectro são usados para obter uma grande variedade de informações dos sinais, incluindo as seguintes:

- . Pureza espectral de ondas senoidais;
- . Ruído;
- . Resposta em frequência de filtros.

Um analisador de espectro de qualidade é o HP-3585A, a faixa de frequência do instrumento é de 20 Hz a 40 MHz, a resolução do comprimento da faixa de passagem é variável de 3 Hz a 30 KHz.

6.5 - Analizador de Fourier:

A discussão da análise espectral até este ponto envolveu a manipulação do sinal a ser analisado por filtros passa-faixa. Existem métodos matemáticos para calcular o espectro de um sinal seja ele uma equação matemática ou um conjunto de pontos.

O método matemático mais direto é a Transformada de Fourier. Um sinal que pode ser representado como uma equação, um gráfico ou um conjunto de pontos em função do tempo podem ser transformados em outra equação, gráfico ou conjunto de pontos em função da frequência. A transformada produz o espectro da forma de onda.

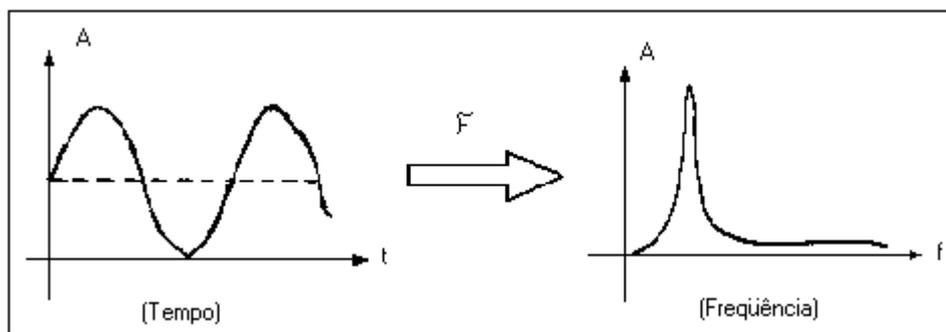


Figura 6.12 - Sinal no domínio do tempo e frequência.

Se um sinal é transformado em um conjunto de pontos através da digitalização (conversor A/D), um computador digital pode ser programado com o algoritmo da Transformada de Fourier que calculará o espectro da forma de onda. O algoritmo utilizado para calcular o espectro é chamado de Transformada Rápida de Fourier (FFT).

A Transformada Rápida de Fourier de um sinal digitalizado e armazenado no vetor x é:

$$X\left(\frac{n}{N.T}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k.T).e^{-j.2.\pi.n.k/N}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

Sendo: N : número de amostras de $x(t)$

T : período de amostragem

Por exemplo, considere o sinal $v(t)$ com $f = 1\text{Hz}$, sendo amostrado com um período de amostragem de $T = 0,1\text{s}$, assim em 1 segundo serão amostrados 10 pontos de $v(t)$, portanto, se a digitalização durar 1 segundo, teremos:

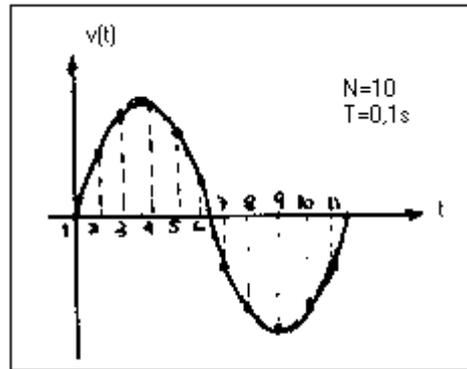


Figura 6.13 - Sinal amostrado.

O vetor x será:

$$x = [0 \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,1) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,2) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,3) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,4) \\ \text{sen}(2\pi \cdot 0,5) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,6) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,7) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,8) \quad \text{sen}(2\pi \cdot 0,9)]$$

Assim, deve-se utilizar este vetor para calcular a FFT de $x(t)$.

O MATLAB realiza a FFT de um sinal, vide a função $s=\text{fft}(x)$.

Um outro exemplo de aplicação da FFT é mostrado nas curvas da figura abaixo, onde inicialmente mostra-se o sinal no domínio do tempo:

(1)

$$x(t) = \text{sen}(2\pi 50t) + \text{sen}(2\pi 100t)$$

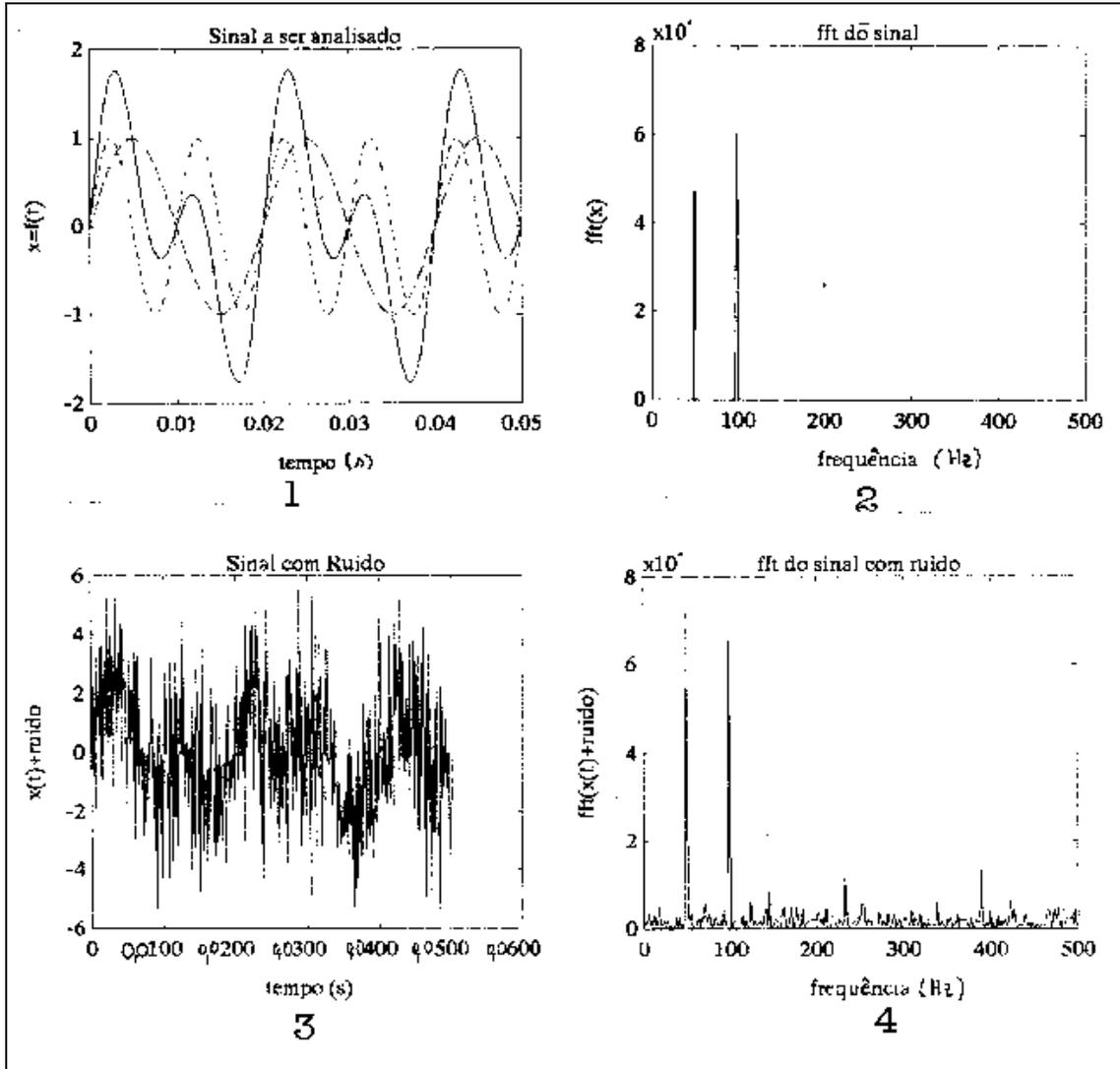


Figura 6.14 - Curvas analisadas.

No gráfico (2) mostra-se o espectro de $x(t)$ no domínio da frequência, que é o resultado da FFT de $x(t)$. Observe que existe componente espectral apenas em 50 e 100 Hz.

Adicionando-se um ruído em $x(t)$, obtem-se o gráfico (3). Aplicando-se a FFT neste sinal ruidoso, consegue-se o espectro que está mostrado no gráfico (4), onde pode-se identificar as componentes em frequência do sinal $x(t)$.

A figura abaixo mostra o diagrama de blocos de um analisador de espectro tipo FFT.

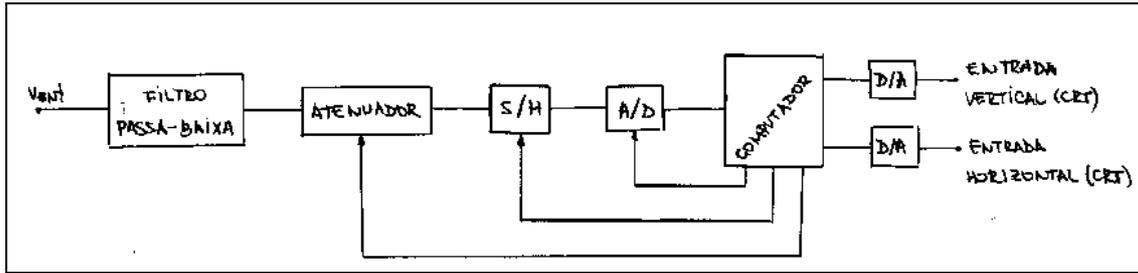


Figura 6.15 - Diagrama de um analisador de FFT.

Na entrada do analisador de espectro está um filtro passa-baixa que evita aliasing. Em muitos casos ele é um filtro selecionado automaticamente com a frequência de corte determinada pelos parâmetros selecionados no analisador. Um atenuador segue o filtro passa-baixa, que varia o nível do sinal de tal forma que o conversor A/D não sature e evita *aliasing*. Os dados digitais (saídas do A/D) são armazenadas na memória do computador para cálculos. O tempo de amostragem, tempo de janela e o tempo de início são determinados pela composição da seleção do painel frontal do microcomputador.

Após todas as amostras terem sido digitalizadas, o cálculo da FFT se iniciará. Os componentes do espectro são calculados e os valores são armazenados na memória do computador. As amostras espectrais são recuperadas da memória e convertidas em um sinal analógico através do conversor D/A e então mostrados em um CRT.

6.6 - Aplicações:

As aplicações para os diferentes tipos de analisadores são numerosas e variadas. Esses instrumentos encontram aplicações em medidas mecânicas, testes eletrônicos e comunicações.

Alguma das aplicações da mecânica são medidas de ruído e vibrações. Quando utilizados conjuntamente com um transdutor, o analisador de espectro ou o analisador de Fourier são empregados para examinar sinais de vibração de automóveis, aviões, pontes e outros sistemas mecânicos. Isto provém informações sobre a integridade mecânica, balanceamentos e desgastes de mancais e engrenagens.

Nas áreas de manutenção e controle de qualidade eletrônica, os analisadores de sinal encontram muitas aplicações tais como identificar e medir sinais causados por efeitos não lineares em processos de amplificação, filtragem ou mixer.

7 - Fibra Ótica em Instrumentação:

7.1 - Introdução:

Os sensores a fibra ótica tiveram grande desenvolvimento e aproveitamento em instrumentação durante a década de 1980. Atualmente, os sensores a fibra ótica estão destinados a ocupar a posição de ponta na área de tecnologia de sensores.

7.2 - Fibras Óticas:

Fibras óticas são fios finos e flexíveis de vidro ou plástico transparentes que podem conduzir luz visível. Elas consistem de duas camadas concêntricas chamadas núcleo e casca, como mostrado na figura abaixo. O núcleo e a casca são protegidos por uma cobertura, formando o cabo de fibra ótica. A cobertura dá mais flexibilidade à fibra ótica.

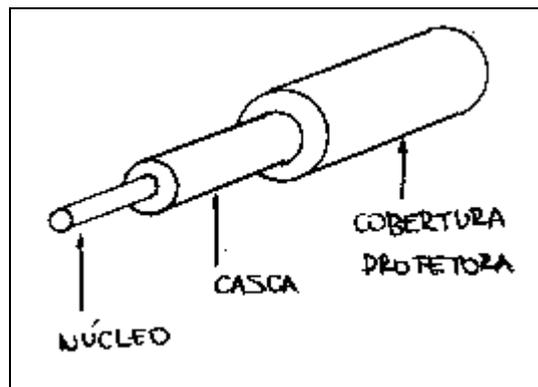


Figura 7.1 - Estrutura de uma fibra ótica.

As fibras óticas são classificadas de duas formas:

1. Pelo material que elas são feitas.
2. Pelo índice de refração do núcleo e o número de modos pelos quais propaga a luz na fibra.

Três combinações diferentes de materiais são usados para construir fibras óticas. Essas combinações são:

1. Núcleo e casca de vidro.
2. Núcleo de vidro e casca de plástico.
3. Núcleo e casca de plástico.

As fibras óticas também são classificadas de acordo com seus índices de refração:

1. Multi-modo degrau.
2. Multi-modo gradual.
3. Mono-modo.

Nas fibras óticas do tipo multi-modo, o núcleo transmite ondas de luz que seguem um caminho não linear. A casca tem um índice de refração menor que o núcleo. As ondas de luz que atingem a superfície entre o núcleo e a casca com um ângulo maior que o ângulo crítico são refletidas de volta para o núcleo. O ângulo crítico é definido como o ângulo no qual ocorre reflexão interna total.

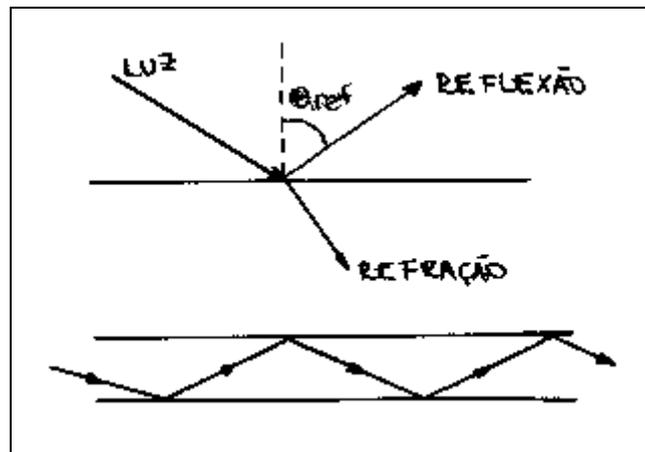


Figura 7.2 - Reflexão e refração na fibra ótica.

Desde que o caminho que a onda de luz segue em sua propagação no núcleo de uma fibra ótica é uma função do seu ângulo de incidência, ângulo no qual ela atinge a superfície entre o núcleo e a casca, é natural que exista muitos caminhos através do núcleo. Esses caminhos são rigorosamente chamados de modos. Um modo é um conceito físico e matemático que indica como ondas eletromagnéticas se propagam através dos meios. Mais especificamente, um modo é simplesmente um caminho pelo qual a onda de luz pode viajar através do núcleo de uma fibra ótica. O número de modos de uma fibra pode variar de 1 a mais de 100 mil.

Neste ponto podemos fazer uma clara distinção entre fibra ótica usada em comunicações e fibras óticas usadas em sensores. Fibras óticas usadas em sensores são sempre mono-modos. Isto significa que existe apenas um caminho para a onda de luz caminhar e passar através da fibra:

uma linha reta ao longo do eixo longitudinal da fibra. A figura abaixo mostra os caminhos óticos para os diferentes tipos de fibras. As fibras óticas mono-modo são projetadas tal que tenha apenas um caminho para a onda de luz viajar. Isto é conseguido fazendo o diâmetro do núcleo bem pequeno, tipicamente entre 5 e 10 μ m, próximo ao comprimento de onda da luz.

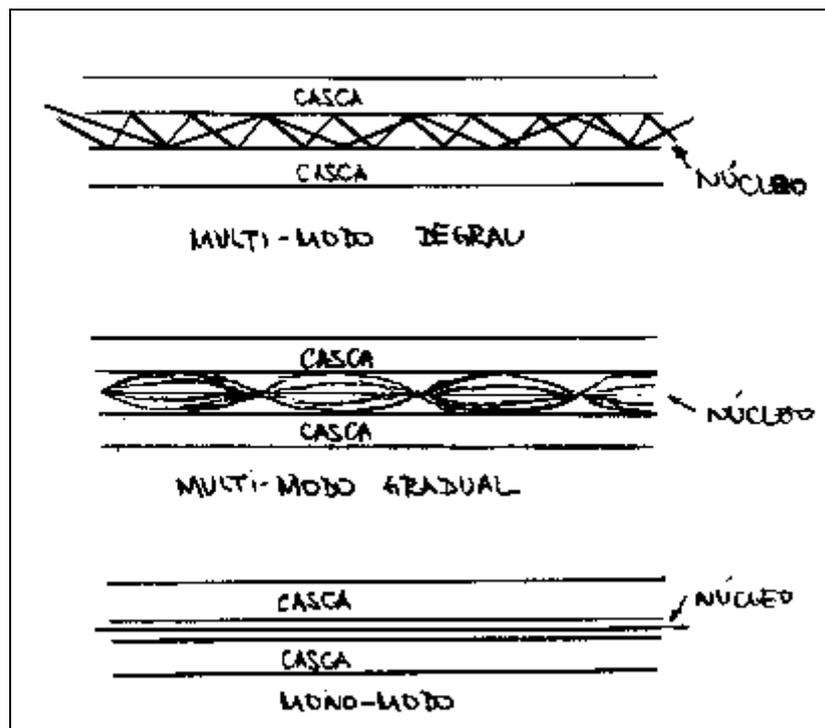


Figura 7.3 - Tipos de fibra ótica.

No trabalho com fibras multi-modo, um parâmetro importante é o ângulo com o qual a luz incide na fibra.

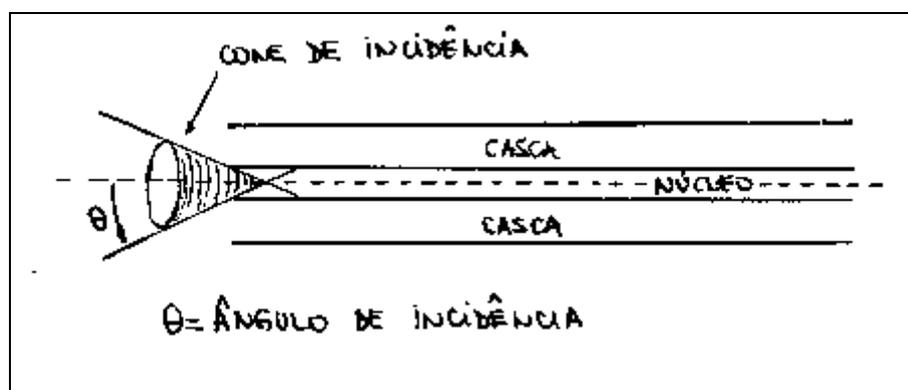


Figura 7.4 - Ângulo de incidência da luz.

Este ângulo é chamado de ângulo de incidência e é definido como o ângulo do cone de luz incidente que é totalmente refletido internamente pelo núcleo da fibra.

A habilidade de uma fibra de coletar luz está relacionada com seu ângulo de incidência e é expressa como abertura numérica (N_a) da fibra. Quantitativamente,

$$N_a = \text{sen}(\theta)$$

Ou

$$\theta = \text{arc sen}(N_a)$$

Onde: N_a : abertura numérica
 θ : ângulo de incidência

Típicos valores de abertura numérica para fibras multi-modo estão na faixa de 0,2 a 0,6. Para fibras mono-modo estão na faixa de 0,03 a 0,1. Baixos valores de N_a implica em pequenos ângulos de incidência que impõe o uso de raio laser em fibras mono-modo.

Exemplo:

Determine o ângulo de incidência para uma fibra mono-modo com uma abertura numérica de 0,096.

$$\theta = \text{arc sen}(N_a) = \text{arc sen}(0,096) = 5,5^\circ \rightarrow \theta = 5,5^\circ$$

Muitos fatores afetam a propagação da luz através de um sensor a fibra ótica.

1. A coerência da fonte de luz.
2. O tamanho da fibra.
3. A composição da fibra.
4. A abertura numérica da fibra.
5. A quantia de luzes injetadas na fibra.

O diodo laser é uma fonte de luz coerente. Quando usado com fibras mono-modo, a coerência da luz é mantida ao longo da fibra. Esta coerência é muito importante porque ela permite comparação

interferométrica dos caminhos de dois feixes de luz, que é a técnica usada para fazer medidas sensitivas com muito sensores a fibra ótica.

7.3 - Vantagens dos Sensores a Fibra Ótica:

Os sensores a fibra ótica oferecem algumas vantagens atrativas quando comparados com sensores convencionais. Uma vantagem é a compatibilidade com sistemas de comunicação a fibra ótica. Por exemplo, se os dados das medidas serão transmitidos por um sistema de transmissão a fibra ótica, os sensores óticos são compatíveis com tais sistemas. Em adição, desde que as fibras óticas não conduzem corrente elétrica, sensores a fibra ótica são adequados para uso em ambientes com explosivos e em equipamentos de alta tensão.

Outra vantagem significativa dos sensores a fibra ótica é sua imunidade a interferência indutiva e sinais radioativos. Fibras óticas não recebem interferências: eletromagnéticas, de rádio-frequência, de descarga elétrica, reles, motores elétricos e outras fontes de ruído elétrico. Por essa razão, os sinais obtidos com sensores a fibra ótica são essencialmente livres de ruídos.

7.4 - Sensores a Fibra Ótica:

Sensores óticos usam fibras mono-modo que são fibras de baixas perdas e que possuem pequenos núcleos, e portanto, pequenos ângulos de abertura numérica. Um sensor básico está mostrado abaixo.

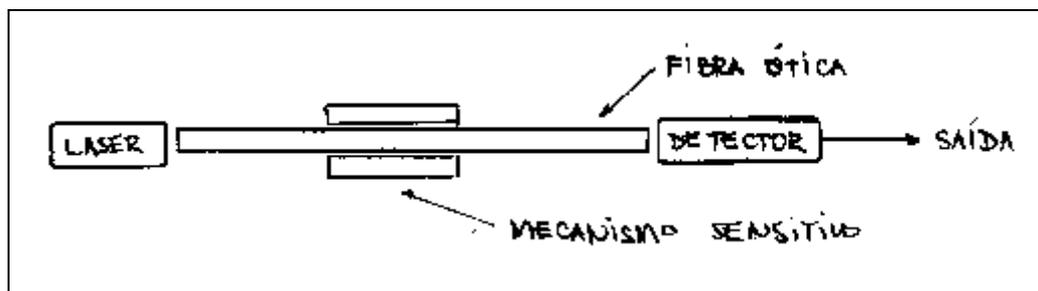


Figura 7.5 - Sensores à fibra ótica.

O mecanismo sensível ilustrado na figura provoca uma variação em alguma característica do sinal ótico recebido pelo detector. O mecanismo sensível poderá ser uma característica da própria fibra ou um artifício externo a ela. Se o sinal de luz recebido pelo detector variar com

um resultado de alguma variação na própria fibra, então o sensor é chamado de sensor de intensidade. Se a causa for devido a algum artifício externo, o sensor é chamado sensor interferométrico.

Uma grande variedade de sensores óticos estão disponíveis no mercado. A tabela abaixo mostra uma lista parcial deles.

Parâmetro Físico	Intensidade	Interferométrico
Pressão	X	
Som	X	X
Temperatura	X	X
Nível	X	X
Rotação		X
Aceleração	X	
Deslocamento		X
Força	X	X
Corrente Elétrica	X	
Tensão		X
Campos Elétricos	X	
Campos Magnéticos	X	
Cor		X

7.5 - Medindo Parâmetros Físicos com Sensores a Fibra Ótica:

- *Temperatura:*

Fibras óticas podem ser usadas para medir temperatura desde que a temperatura varie o índice de refração da fibra. O núcleo e a casca das fibras óticas possuem diferentes índices de refração pois possuem composições diferentes. O índice de refração é uma função tanto de sua composição quanto da temperatura, e ele varia com a variação da temperatura. Um grande aumento de temperatura causa uma pequena variação no ângulo crítico da fibra, que varia a quantidade de perda de luz devido ao vazamento para a casca, como mostrado abaixo.

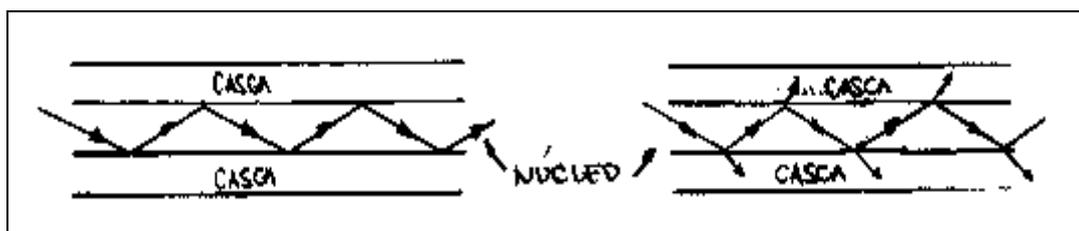


Figura 7.6 - Sensor de temperatura usando fibra ótica.

A reflexão interna ocorre em ângulo de incidência maior que o ângulo crítico. Em ângulos de incidências menores que o ângulo crítico, alguma luz é perdida por refração.

- Som:

Nível de som pode ser medido com sensor de intensidade ou interferométrico. A figura abaixo mostra um sensor interferométrico para medir nível de som.

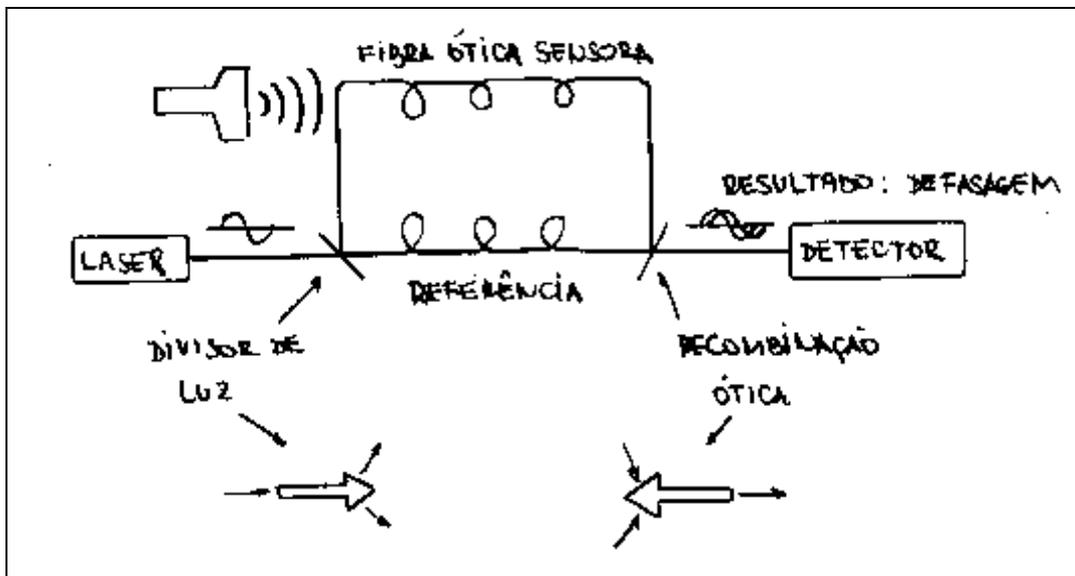


Figura 7.7 - Sensor de som usando fibra ótica.

O feixe de luz é dividido pelo divisor de feixe de luz. Parte da luz passa através da bobina de referência, que está isolada dentro de um ambiente, e o restante passa pela bobina sensora. As ondas de som torcem a fibra sensora, que causa uma variação no comprimento, alterando a fase relativa entre a luz de cada fibra. O nível de som é função da defasagem, que será detectada na interferência produzida quando os dois feixes forem recombinados.

- Nível de Líquidos:

O princípio do sensor de nível de líquido que utiliza fibra ótica é extremamente simples. Se o final do cabo da fibra ótica é cortado e polido

formando um prisma e se o prisma estiver em contato com o ar, a luz será refletida de volta para a fibra com baixa perda.

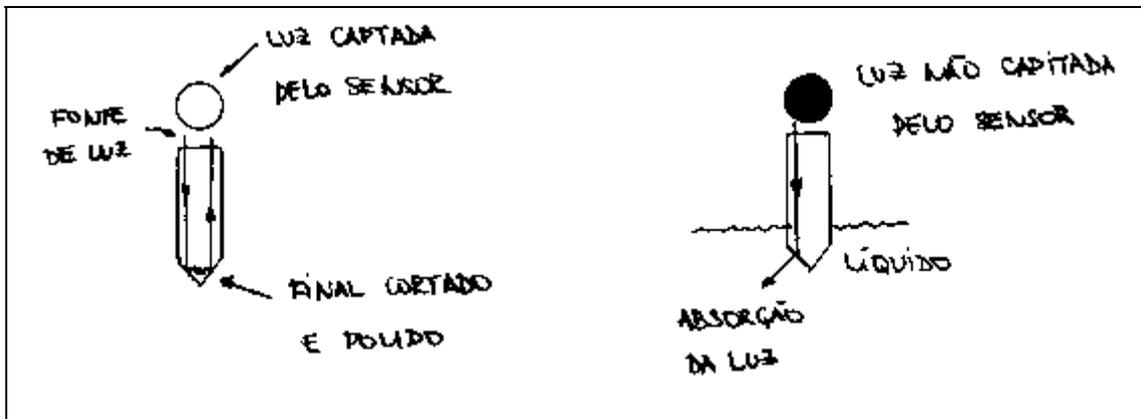


Figura 7.8 - Sensor de nível usando fibra ótica.

Se o final da fibra estiver submerso em um líquido com índice de refração maior que o da fibra, a luz será absorvida pelo líquido e não será refletida.

Um sensor multi-nível pode ser construído com fibras de diferentes tamanhos, como mostrado na figura abaixo.

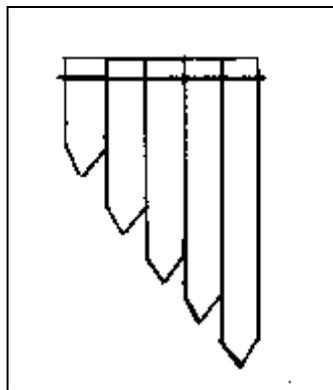


Figura 7.9 - Sensor multi-nível.

8 - Osciloscópios Especiais:

Neste capítulo, apresentaremos alguns tipos de osciloscópios que possuem funcionamento diferente do osciloscópio convencional.

8.1 - Osciloscópio de Armazenagem:

Nos Tubos de Raios Catódicos (CRT) a persistência do fósforo é de poucos mili-segundos a alguns segundos, tal que um evento que ocorre apenas uma vez desaparecerá da tela após um (relativamente) curto período de tempo. Um CRT armazenador pode reter o display por mais tempo, acima de algumas horas após a imagem ter sido escrita sobre o fósforo. Esta característica de retenção pode também ser usada para exibir a forma de onda de um sinal de baixa frequência. Nos osciloscópios tradicionais, o começo de uma exibição enfraquecerá antes que o final seja completado.

Os CRTs de armazenagem podem ser classificados como tubos biestáveis ou tubos sombreados. O tubo biestável armazena ou não um evento e produz uma imagem com apenas um nível de brilho. O tubo sombreado pode reter uma imagem com persistência variável e com diferentes níveis de brilho. Ambos os tubos usam o fenômeno da emissão secundária de elétrons para armazenar cargas eletrostáticas sobre a superfície de um alvo isolado. A seguinte discussão aplica-se aos dois tipos de tubos.

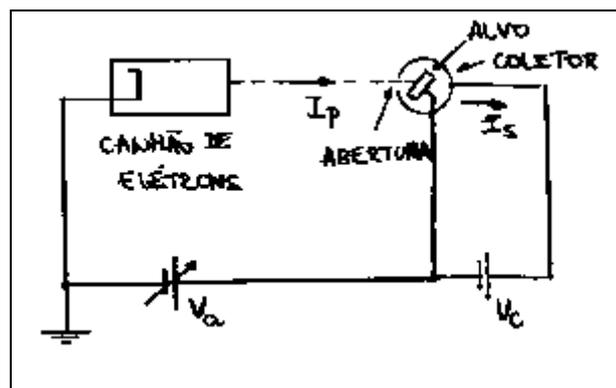


Figura 8.1 - Princípio do osciloscópio de armazenagem.

Quando um alvo é bombardeado por um jato primário de elétrons, uma energia é transferida de tal forma que separa outros elétrons da superfície do alvo num processo conhecido como emissão secundária. O número de elétrons secundários emitidos do alvo depende da velocidade dos elétrons primários, da intensidade do feixe de elétrons, da composição

química do alvo e da condição de sua superfície. Estas características são refletidas na chamada razão de emissão secundária, definindo como a razão entre a corrente de emissão secundária, I_s , e corrente do feixe primário, I_p , ou:

$$\delta = \frac{I_s}{I_p}$$

O circuito experimental simplificado da figura acima pode ser usado para demonstrar como a razão de emissão secundária varia em função da tensão do alvo, V_a . O canhão de elétrons emite um feixe focalizado de elétrons com altas velocidades da mesma maneira que é feito em um CRT convencional. Este feixe de elétrons é direcionado a uma superfície de um alvo de metal que emitirá elétrons secundários dentro de algumas condições favoráveis. O coletor que envolve completamente o alvo, exceto na pequena abertura para passar o feixe primário, coleta todos os elétrons de emissão secundária. Estes constituem a corrente I_s . A tensão V_a é ajustável de 0 a 3000 volts, enquanto que o coletor é pego como poucos volts acima do alvo pela bateria V_c . É importante notar que o sentido das correntes I_p e I_s é o sentido do fluxo de elétrons e portanto contrário ao sentido convencional das correntes.

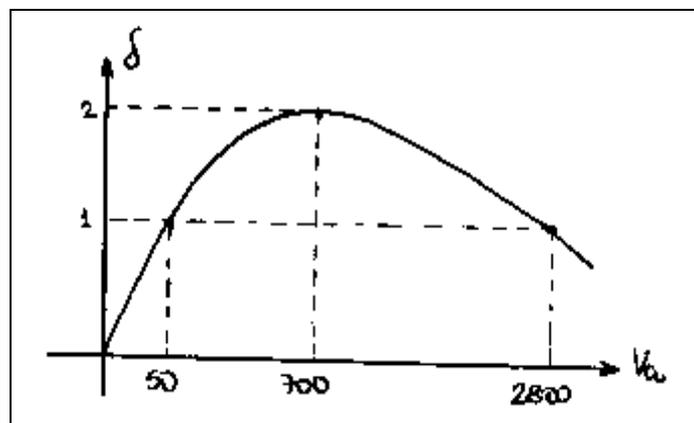


Figura 8.2 - Curva de emissão secundária.

A energia de bombardeamento de um elétron primário é diretamente relacionado com a d.d.p. entre a fonte de elétrons e o alvo. Quando a tensão do alvo é nula, a energia de bombardeamento do elétron é nula e não ocorre a emissão secundária. Então $\delta = 0$. Quando começa aumentar a tensão do alvo, a energia de bombardeamento aumenta e causa alguma emissão secundária de elétrons. Então δ é incrementado do zero como mostra a curva anterior. Quando $V_a = 50V$, o número de elétrons da

emissão secundária é igual ao número de elétrons do feixe primário, tal que $I_S = I_P$ e $\delta = 1$. Este ponto sobre a curva é conhecido como 1º. ponto de cruzamento. Quando V_a aumenta acima deste ponto, I_S aumenta até um valor máximo, $\delta = 2$, e então decresce até $I_S = I_P$ e $\delta = 1$. Este ponto sobre a curva é o 2º. ponto de cruzamento.

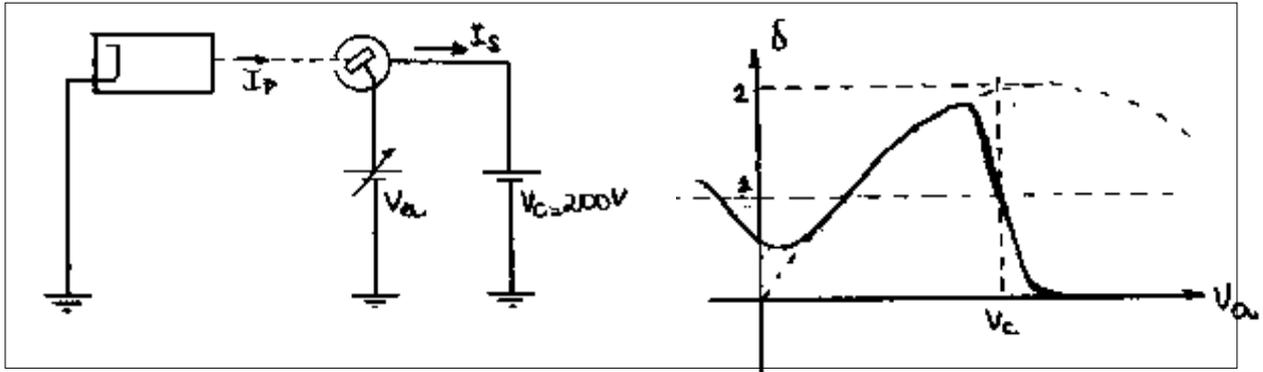


Figura 8.3 - Circuito modificado do osciloscópio de armazenagem.

O circuito da figura acima é uma modificação do circuito prévio e mostra a tensão do coletor fixo em 200V. A tensão V_a fixa modifica drasticamente δ , como indicado na curva anterior. Quando V_a é maior que V_c , os elétrons secundários emitidos do alvo entram no campo de repulsão do coletor e são refletidos de volta para o alvo. Portanto, o alvo coleta toda corrente I_P e a corrente I_S é nula. Assim $\delta = 0$ e a curva de δ é modificada conforme está mostrado no gráfico anterior. Outra modificação ocorre quando $V_a \cong 0V$. Quando V_a é levemente negativo, os elétrons primários podem alcançar o alvo mas são desviados para o coletor. Embora não haja emissão secundária de elétrons, $I_S = I_P$, $\delta = 1$ e o alvo tem uma aparente emissão secundária.

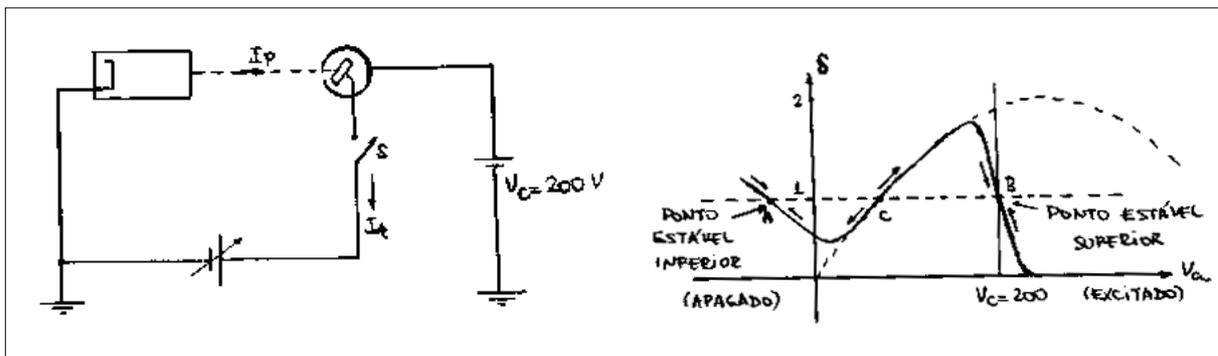


Figura 8.4 - Circuito com chave do osciloscópio de armazenagem.

Uma nova modificação do circuito é feita e está mostrada na figura acima.

A chave S está inicialmente fechada e $V_a = 20V$. Neste ponto, $I_s = \frac{1}{2} \cdot I_p$. A outra metade de I_p é coletada pelo alvo e retorna à bateria de V_a , então $I_t = \frac{1}{2} \cdot I_p$. Quando a chave S abre, a corrente I_t é interrompida, V_a diminui e δ aproxima do ponto A sobre a curva. O ponto A é chamado de ponto estável inferior e o alvo é considerado ser apagado.

Se V_a inicial estiver a direita do ponto C, $V_a = 100V$, e se a chave S abrir, o alvo continua a emitir elétrons secundários e torna-se mais positivo. Então δ move-se ao longo da curva até o ponto B onde a descarga é novamente nula e V_a atinge um estado estável. Este ponto é chamado de ponto estável superior e o alvo é considerado estar na condição de escrita. Se, inicialmente, δ estiver em C, V_a se moverá para A ou para B, dependendo de qual maneira V_a é deslocado pelo ruído.

O CRT da figura anterior é um elementar dispositivo de armazenagem biestável. Seu estado pode ser observado pela medida da tensão V_a . Se V_a é alto, o alvo está em escrita; se V_a é baixo, o alvo está apagado.

A figura abaixo mostra o princípio de um tubo armazenador biestável capaz de escrever, armazenar e apagar uma imagem.

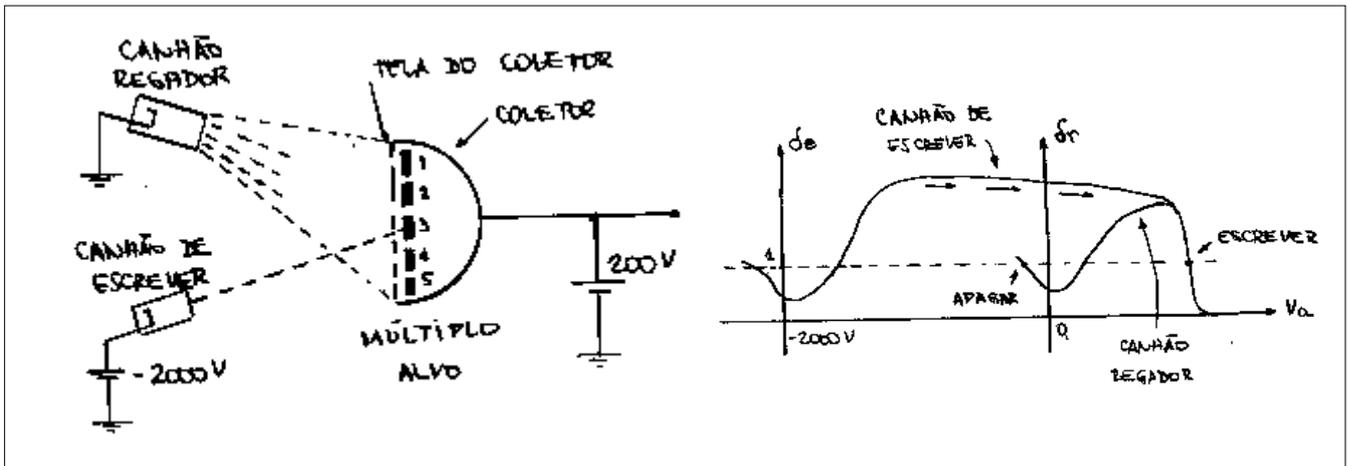


Figura 8.5 - Osciloscópio de armazenagem.

Este tubo armazenador difere dos anteriores em dois aspectos: possui múltiplas áreas de alvo e possui um segundo canhão de elétrons. O segundo canhão é chamado de canhão regador; ele emite elétrons primários com baixa velocidade que irrigam toda área do alvo. A característica do

canhão regador é que rega o alvo todo tempo e não apenas intermitentemente como é feito pelo canhão de escrever. O cátodo do canhão regador está atenuado e V_a seguirá a curva de δ_r indicada na figura anterior. O ponto estável inferior do alvo está a poucos volts negativos com respeito ao cátodo do canhão regador, e seu ponto estável superior está em 200V. O cátodo do canhão de escrita está em -2000V e sua curva δ_e está superposta à curva do canhão regador, δ_r . Esta superposição baseia-se que o efeito combinado dos canhões de escrita e regador é simplesmente a soma dos efeitos individuais de cada feixe de elétron.

O canhão regador está ligado o tempo todo. Assuma que o alvo esteja no ponto estável baixo, na condição de apagado. Quando o canhão de escrita for acionado, seus elétrons primários alcançam o alvo com um potencial de 2000V, que causa uma alta emissão secundária de elétrons. Por esta razão, V_a abandona o ponto estável inferior e começa a crescer. Porém, o canhão regador força V_a manter-se no ponto estável inferior opondo ao crescimento de V_a . Se o canhão de escrita estiver com potencial alto o suficiente para passar pelo ponto de cruzamento, o canhão regador adicionará ao canhão de escrita e levarão V_a para o ponto estável superior, levando o alvo ao estado de escrita. Se o canhão de escrita for desligado, o alvo será mantido no ponto estável superior, armazenando a informação transmitida pelo canhão de escrita.

Apagar o alvo significa levar o alvo para o ponto estável inferior. Isto é feito aplicando-se um pulso negativo no coletor, tal que momentaneamente ele repele os elétrons da emissão secundária e os refletem de volta para o alvo. Isto reduz a corrente I_s e δ_r volta para o ponto estável inferior. Após apagar, o coletor deve retornar a 200V, e o pulso de apagar deverá retornar a zero. Como indicado na figura anterior, isto deve ocorrer gradualmente, tal que o alvo não passe acidentalmente o ponto de cruzamento e retorne ao estado de escrita.

Quando o canhão de escrita está ligado, um feixe de elétrons focalizado e de alta velocidade atinge apenas um pequeno alvo (nº. 03, na figura anterior). Então este alvo está na posição de escrita. Quando desligar o canhão de escrita, o canhão regador mantém o alvo 3 na posição de armazenagem. Todos os outros alvos estão apagados.

O último passo no nosso desenvolvimento do tubo armazenador biestável consiste em substituir os alvos individuais de metal por uma única lâmina dielétrica, como mostrado no tubo da figura a seguir. Este dielétrico armazenador consiste de uma camada de partículas de fósforo espalhadas capazes de possuir qualquer porção de sua superfície apagada ou escrita sem afetar a área adjacente sobre a superfície. Este dielétrico é depositado

sobre uma cobertura condutora de uma placa plana de vidro. A cobertura condutora é chamada de placa traseira do alvo armazenador, e é o coletor dos elétrons da emissão secundária. O CRT possui dois canhões regadores e alguns eletrodos colimadores que formam uma lente de elétrons para distribuir os elétrons do regador igualmente sobre toda a superfície do alvo armazenador.

Após o canhão de escrita ter escrito uma imagem sobre o alvo de armazenamento, o canhão regador armazenará a imagem. A porção do alvo escrita está sendo bombardeado pelos elétrons regadores que transferem energia para a camada de fósforo na forma de luz visível. Este desenho luminoso pode ser visto através do vidro plano.

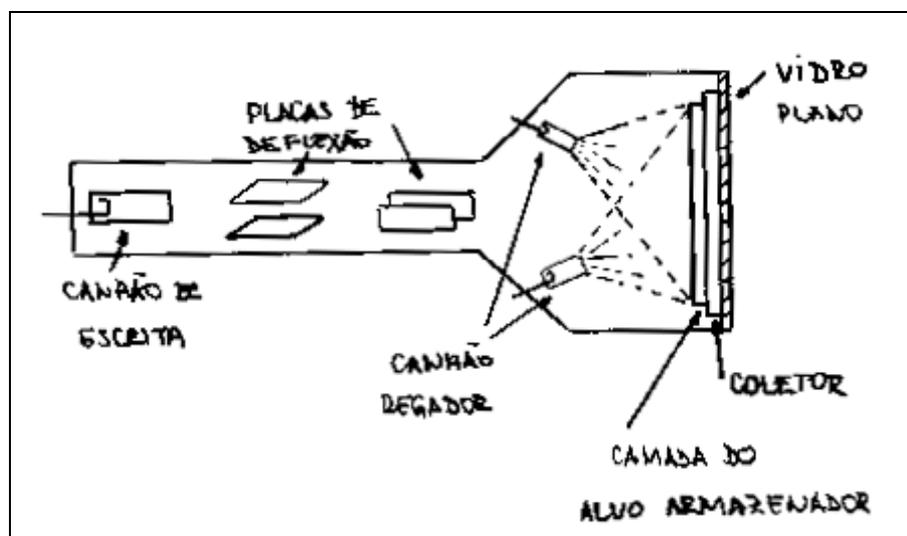


Figura 8.6 - Tubo de raios catódicos.

8.2 - Osciloscópio Amostrador:

Quando a frequência do sinal da deflexão vertical aumenta, a velocidade de escrita do feixe de elétrons aumenta. O resultado imediato desta alta velocidade de escrita é uma redução na intensidade da imagem sobre o vídeo do CRT. Para se obter suficiente brilho na imagem, o feixe de elétrons deverá ser acelerado a uma velocidade alta tal que mais energia cinética seja disponível para ser transferida à tela mantendo o brilho normal. Um aumento da velocidade do feixe de elétrons é facilmente conseguido pelo aumento da tensão sobre os ânodos aceleradores. Um feixe com alta velocidade necessita de um grande potencial de deflexão para manter a sensibilidade da deflexão. Isto sobrecarrega o amplificador vertical.

O osciloscópio amostrador usa um artifício diferente para melhorar o desempenho em alta frequência. A forma de onda da entrada é reconstruída por várias amostragens realizadas nos seus ciclos periódicos. Esta técnica está ilustrada na figura abaixo.

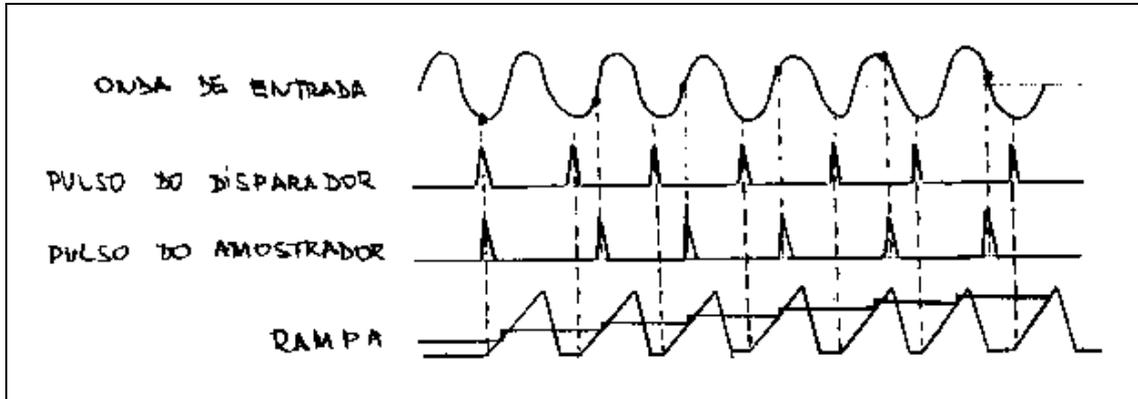


Figura 8.7 - Curvas do osciloscópio amostrador.

Na reconstrução da forma de onda, o pulso de amostragem acionará o circuito amostrador em um curto intervalo de tempo. A tensão da forma de onda é medida neste instante. Então o ponto do CRT é posicionado verticalmente à correspondente tensão de entrada. A próxima amostragem é feita durante o subsequente ciclo da onda de entrada em uma posição ligeiramente posterior. O ponto do CRT é movido horizontalmente sobre uma curta distância e é reposicionado verticalmente em um novo valor de tensão de entrada. Desta forma o osciloscópio plota a forma de onda ponto a ponto, usando aproximadamente 1000 amostragens para reconstituir a forma de onda original. A frequência de amostragem pode ser menor que um centésimo da frequência do sinal de entrada. Se o sinal de entrada possui uma frequência de 1000 MHz, a banda passante requerida ao amplificador será apenas 10 MHz, para proporcionar uma razoável figura.

Um simplificado diagrama de blocos do circuito de amostragem é dado na figura abaixo.

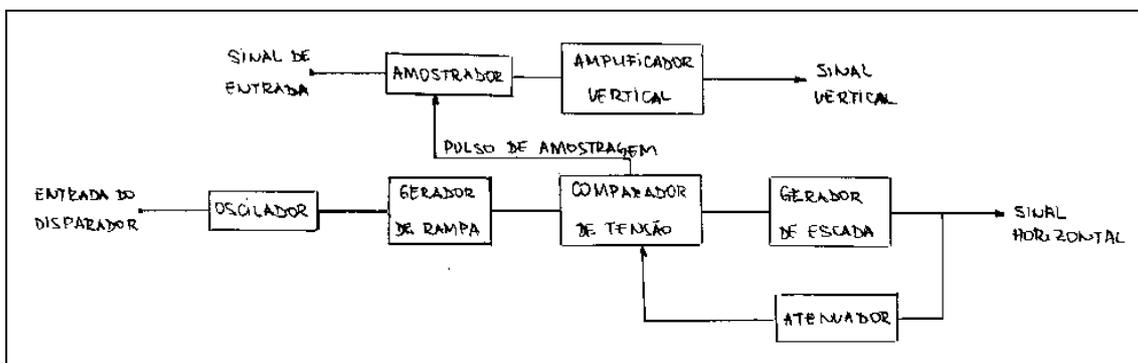


Figura 8.8 - Diagrama de blocos do osciloscópio amostrador.

A onda de entrada repetitiva é aplicada no amostrador. Neste circuito a amostragem está sincronizada com a frequência do sinal de entrada. Quando um pulso de disparo é recebido, o oscilador inicia uma rampa linear que é aplicada no comparador de tensão. O comparador compara a tensão da rampa com a tensão de saída do gerador de escada. Quando as duas tensões são iguais em amplitude, o gerador de escada incrementa um degrau e simultaneamente um pulso de amostragem é aplicado no amostrador. Neste momento é pego uma amostra da tensão de entrada e então amplificada e aplicada nas placas de deflexão vertical. O deslocamento horizontal do feixe está sincronizado com os pulsos do disparador que também determinam o momento da amostragem. A resolução da imagem final sobre a tela do CRT é determinada pelo tamanho do degrau do gerador de escada.

8.3 - Osciloscópio de Armazenagem Digital:

O CRT armazenador possui algumas desvantagens. Primeiro, o traço do CRT armazenador não é tão fino quando um CRT normal. Segundo, a velocidade de escrita do CRT armazenador é menor que a velocidade do CRT convencional, o que limita a rapidez do osciloscópio de armazenagem. Terceiro, o CRT armazenador é consideravelmente mais caro que o CRT convencional e requer fontes de potência adicionais. Finalmente, apenas uma imagem pode ser armazenada.

Um método superior de armazenagem é o osciloscópio de armazenagem digital. Nesta técnica, a forma de onda é digitalizada, armazenada em uma memória digital e trazida para o vídeo do osciloscópio. A forma de onda armazenada é repetidamente mostrada e então um CRT convencional pode ser utilizado. O custo reduzido do CRT convencional em relação ao custo do CRT armazenador compensa o custo adicional do circuito de digitalização e armazenagem. A forma de onda digitalizada pode ser futuramente analisada pelo osciloscópio ou transmitido o conteúdo da memória para um computador. A figura a seguir mostra o diagrama de blocos de um osciloscópio de armazenagem digital. O osciloscópio de armazenagem digital usa o mesmo tipo dos circuitos de entrada de um osciloscópio convencional, muitos osciloscópios de armazenagens digital podem operar no modo convencional, desviando a digitalização e armazenagem. A principal exigência na aplicação do osciloscópio de armazenagem digital é a rapidez, por isso o conversor A/D deve ser de alta velocidade. Tipicamente, a resolução do A/D é 8 ou 9 bits,

que divide a forma de onda em 256 ou 512 partes, respectivamente. Um tipo de conversor A/D extremamente rápido é o conversor comparador e conhecido também como conversor “flash”, ele é freqüentemente encontrado nos osciloscópios digitalizadores. Se a tela do osciloscópio for quadrada, a tela será fragmentada em 256 amostras, tanto na horizontal quando na vertical. Isto implica que a tela está digitalizada 256 vezes para cada figura e a resolução é uma parte em 256 partes.

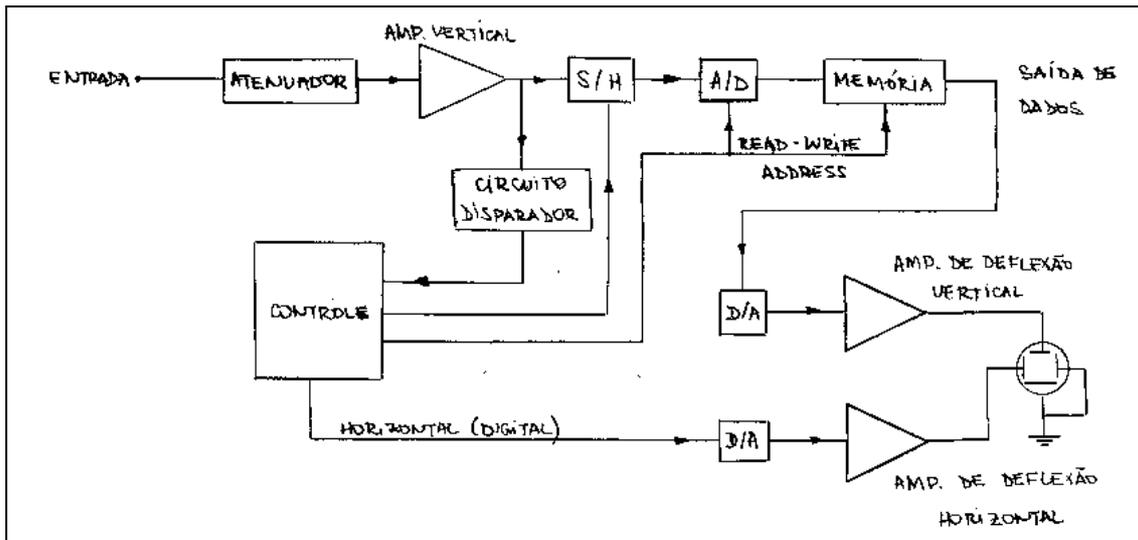


Figura 8.9 - Diagrama de blocos do osciloscópio de armazenagem digital.

A velocidade do A/D pode ser determinada por uma forma simples. Como um exemplo, se a tela do osciloscópio possui 100 μ s na horizontal, terá 10 μ s por divisão, 256 conversões serão requeridas para 100 μ s. Isto requer uma conversão completa a cada 390ns.

Sendo: $T_{A/D}$ - tempo de conversão total
 n - número de bits
 T_H - tempo total da escala horizontal

$$\text{Temos: } T_{A/D} = \frac{T_H}{2^n}$$

As restrições da freqüência utilizada para amostrar um sistema seguem a regra de Nyquist, que especifica que se uma forma de onda com banda passante limitada for amostrada com uma freqüência de pelo menos duas vezes a sua banda passante, será possível reconstruir, exatamente, essa forma de onda. Por exemplo, um sinal tendo uma banda passante de 100

kHz deve ser amostrado com uma frequência de pelo menos 200 kHz para que seja completamente amostrado.

Esta regra não é aplicada em osciloscópios de armazenagem digital. É verdadeiro que a forma de onda será reconstruída para os limites da regra de Nyquist, mas a aparência visual da forma de onda não será satisfatória no display. A prática da super (sobre) amostragem é universalmente feita.

Um importante recurso do osciloscópio de armazenagem digital é a sua habilidade de prover um modo de operação chamado “visão anterior ao disparo”. Isto significa que o osciloscópio pode mostrar o que aconteceu antes do pulso de trigger ter sido aplicado. Este modo de operação é muito útil quando uma falha ocorre e é mantida pelo aparecimento de um sinal. Para determinar o que causou a falha, será necessário analisar várias formas de onda antes da falha. O osciloscópio de armazenagem digital armazenará continuamente uma onda relacionada, e quando o trigger da onda aparecer significando a falha, a armazenagem pára e a forma de onda na memória estará disponível para análise. Isto não é possível com outros tipos de osciloscópio.

Sendo a rapidez da conversão A/D um ponto crítico do osciloscópio de armazenagem digital, descreveremos a seguir o conversor A/D comparador (ou “flash”).

8.3.1 - O Conversor A/D Comparador:

No conversor comparador A/D mostrado na figura a seguir, a faixa de entrada analógica se estende de 0 a V_0 e há uma saída digital de 3 bits.

O comparador é um dispositivo com duas entradas e uma saída. Quando o sinal da entrada for menor do que a tensão de referência de entrada, a saída do comparador estará no 0 lógico. Quando o sinal for maior do que a referência, a saída estará no 1 lógico. Um conversor A/D comparador com N bits de saída necessita de $2^N - 1$ comparadores.

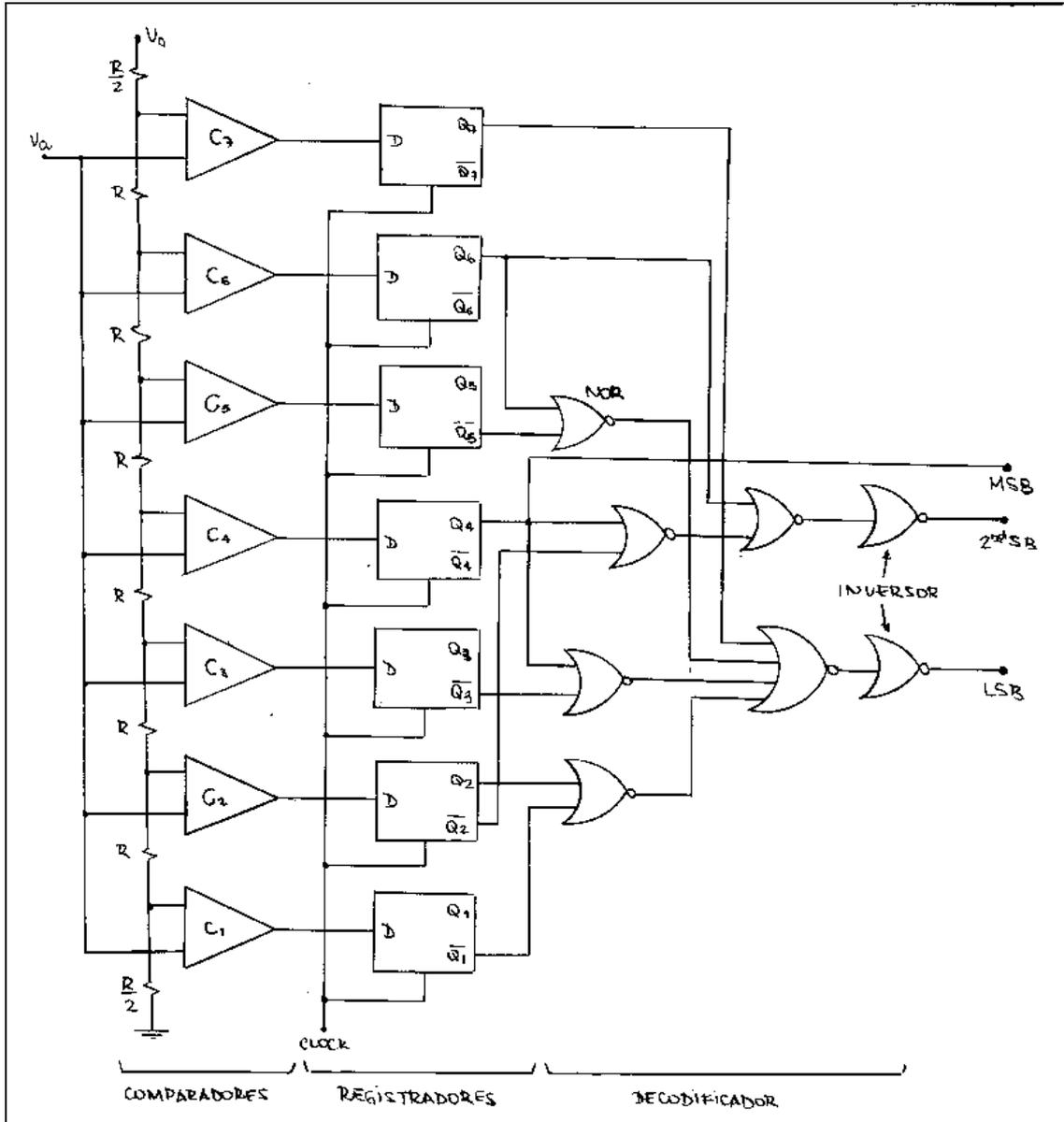


Figura 8.10 - Conversor A/D comparador.

Se a tensão analógica V_a estiver na faixa entre 0 e $V_0/14$, todos os níveis lógicos na saída do comparador serão 0, isto é,

$$C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7 = 00000000$$

Se V_a estiver na faixa entre $V_0/14$ e $3.V_0/14$, então,

$$C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7 = 10000000, \text{ etc.}$$

Estas saídas do comparador serão transferidas às saídas dos sete flip-flops do registrador de acordo com a ocorrência de um pulso de clock.

O registrador é seguido por um decodificador, que converte as indicações em um código binário unipolar de 3 bits.

A relação entre a saída digital e a sua entrada analógica do conversor A/D comparador da figura anterior é dada abaixo.

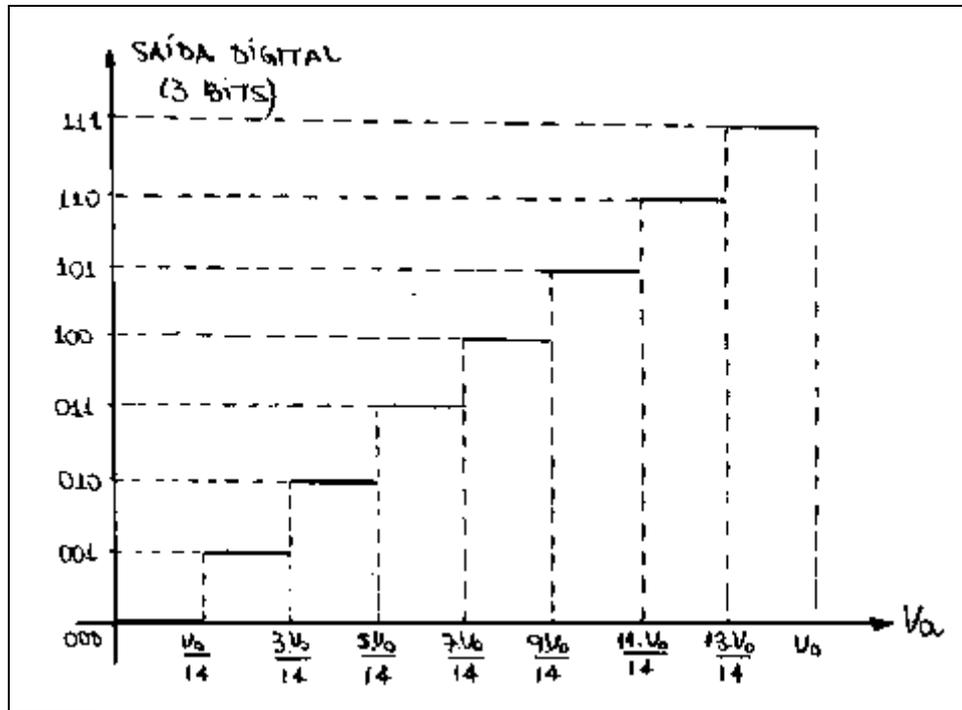


Figura 8.11 - Saída do conversor A/D comparador.

8.3.2 - O Conversor A/D Comparador em Cascata:

Um conversor A/D comparador de 6 bits necessitaria de $2^6-1=63$ comparadores e mais uma grande quantia de portas lógicas. É possível usarmos conversores comparadores em cascata, à custa da velocidade de operação, mas com economia para o circuito. Tal conversor é mostrado na figura abaixo.

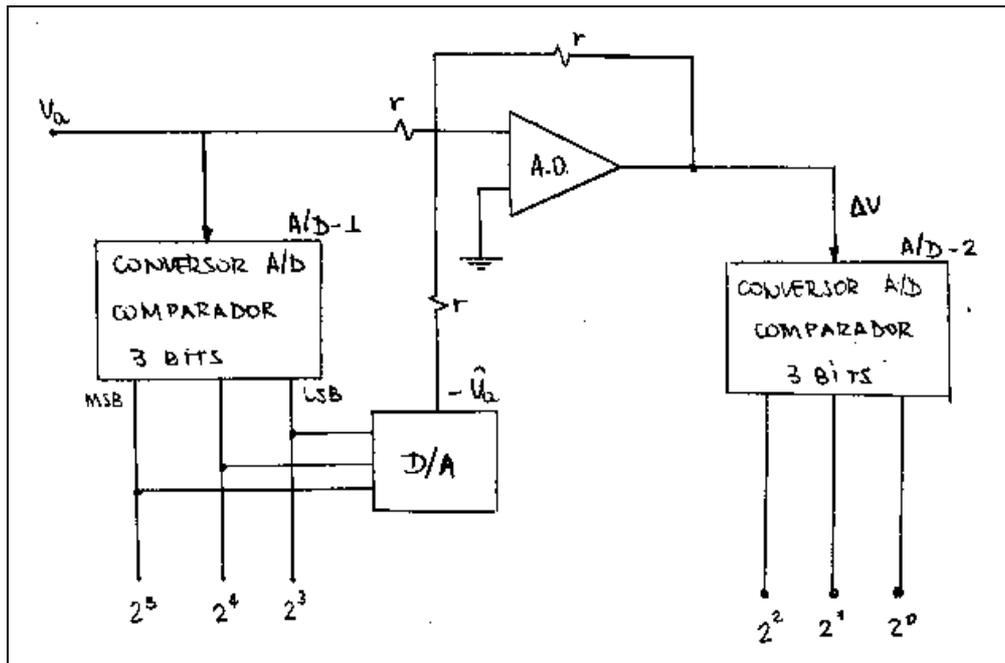


Figura 8.12 - Conversor A/D comparador em cascata.

O conversor A/D-1 fornece os três bits mais significativos, enquanto o A/D-2 gera os três bits menos significativos. Supomos por conveniência que a escala no conversor de 6 bits é arranjada de modo que a saída possa ser lida diretamente em volts (por exemplo, 001101 representa 13V). Neste caso, o tamanho do salto do A/D-1 é 8V. A saída digital do A/D-1 é aplicada a um conversor D/A que fornece uma saída \hat{V}_a . A diferença $\Delta V = V_a - \hat{V}_a = 5$ está na faixa do erro de quantização do A/D-1. Esta diferença analógica de tensão é convertida à forma digital pelo segundo conversor, A/D-2. Para isto, foi necessário utilizar apenas $2 \cdot (2^3 - 1) = 14$ comparadores no total.

9 – Instrumentação e Medição Inteligentes

Neste capítulo serão abordados instrumentação e medição inteligentes, aquelas que são controladas por computador.

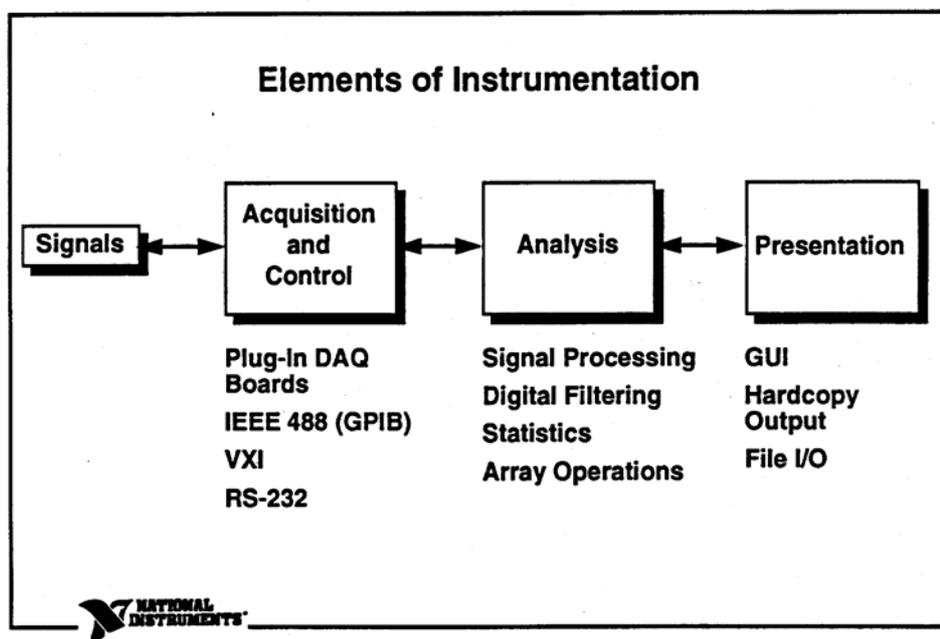
Os tópicos a serem abordados são os seguintes:

- Introdução a Instrumentação Virtual;
- Controle de Instrumentos usando RS 232, IEEE488;
- Placas de Aquisição de dados e condicionamento de sinal; e
- Aplicação de software para instrumentação;

9.1 Introdução à instrumentação virtual

Elementos da Instrumentação

Sistemas de instrumentação moderna possuem três elementos principais: aquisição e controle, análise e apresentação. Cada elemento possui um número de componentes importantes a serem considerados. Pode se implementar alguns componentes com hardware e software, enquanto outros requerem apenas software. Em termos de blocos tem –se:



Os quatro métodos populares de aquisição de dados são: placa de aquisição de dados (DAQ), instrumentos com IEEE488 (GPIB) (General Purpose Interface Bus), Instrumentos VXI e instrumentos com interface RS232. A análise de dados converte os dados em informações

significativas. Apresentação de dados é a comunicação com o sistema de forma intuitiva e com formato adequado (Interface Homem/Máquina).

9.2 Evolução da Instrumentação

Os instrumentos evoluíram em termos de flexibilidade e no grau em que eles podem ser integrados ao sistema. A primeira geração de instrumentos eram analógicos e controlados manualmente através dos seus painéis frontais. Medições obtidas destes instrumentos precisam ser anotadas manualmente.

Os usuários não tem flexibilidade no projeto do interfaceamento, na capacidade de medida ou características computacionais.

Com a invenção da interface GPIB (General Purpose Interface Bus) e dos instrumentos digitais, os usuários puderam controlar o sistema manualmente ou através de programas.

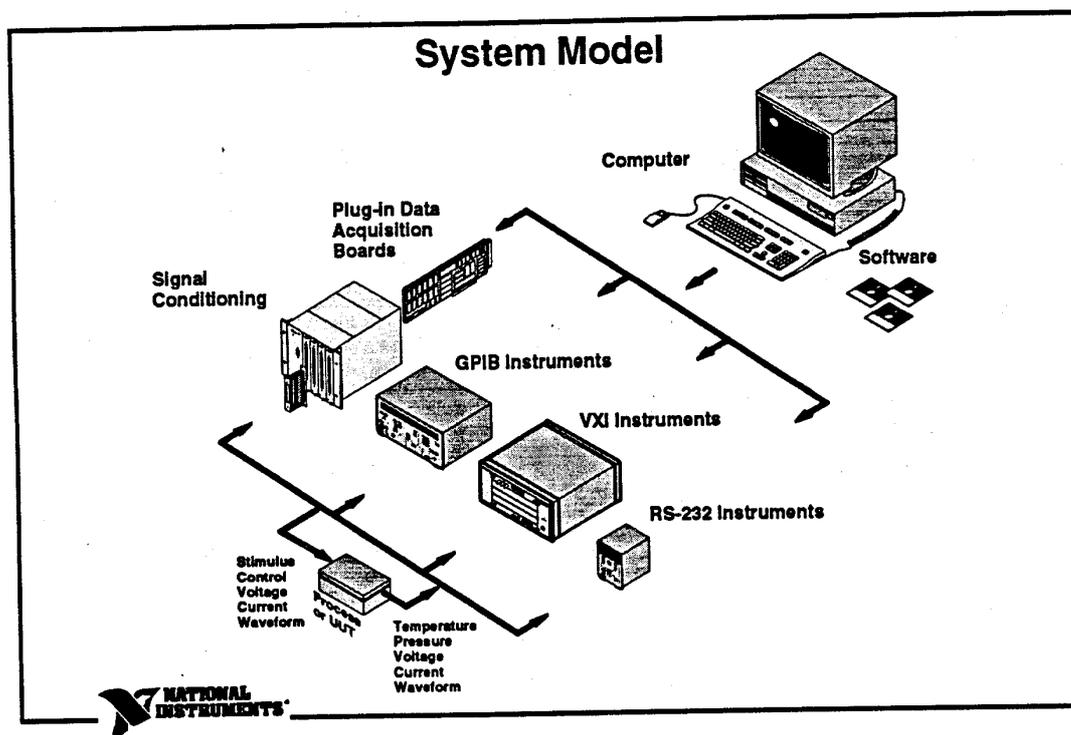
A interface GPIB de cada instrumento era projetada para uma medição específica, e o usuário montava um conjunto de instrumentos para criar um sistema de medição completa.

Atualmente os instrumentos são uma combinação de computadores de uso geral, software de instrumentação, instrumentos programáveis e digitadores de propósito gerais. Estes instrumentos modernos podem utilizar o desempenho usando programação residente, memória compartilhada e processadores de sinais avançados. Instrumentos modernos também combinam sofisticados roteamentos e condicionamentos de sinal bem como esquemas de sincronização programáveis. Pode-se personalizar as interfaces de usuário deste instrumentos com software aplicativo de alto nível. Usando este software com digitalizadores de propósito geral e tecnologia de processamento digital de sinal, estes instrumentos tornaram-se muito versáteis pois podem ser facilmente reconfigurados. Pode-se passar da aquisição de dados para um grande número de programas aplicativos de análise de dados, armazenamento e geração de relatórios.

9.3 Modelo de sistemas

Devido à popularidade dos PCs, sua evolução e baixo custo, eles são utilizados em aquisição de dados, aplicações de controle e testes e medições.

A evolução da tecnologia de conversores A/D e dos acessórios de condicionamentos de sinais, tem ajudado a escolha das placas de aquisição de dados como a mais popular forma de aquisição de dados e aplicações de controles. Instrumentos com interface IEEE488 e VXI são usados para medições mais sofisticadas. A interface RS232 é também popular para instrumentos que não requeiram alta velocidade de comunicação e para controle remoto de placas de aquisição de dados.



PCs e estações de trabalho de uso geral tornaram populares os controladores de instrumentos em aplicações de testes e medições. Os novos padrões IEEE488.2 e SCPI conduzem os usuários a uma nova era de sistema baseados na interface GPIB. Ainda os novos instrumentos VXI padrões criam novas possibilidades para sistema de teste. Finalmente a evolução de conversores A/D ajudaram as placas de aquisição (DAQ) a tornarem-se uma alternativa de instrumentação para sistemas baseadas em PC.

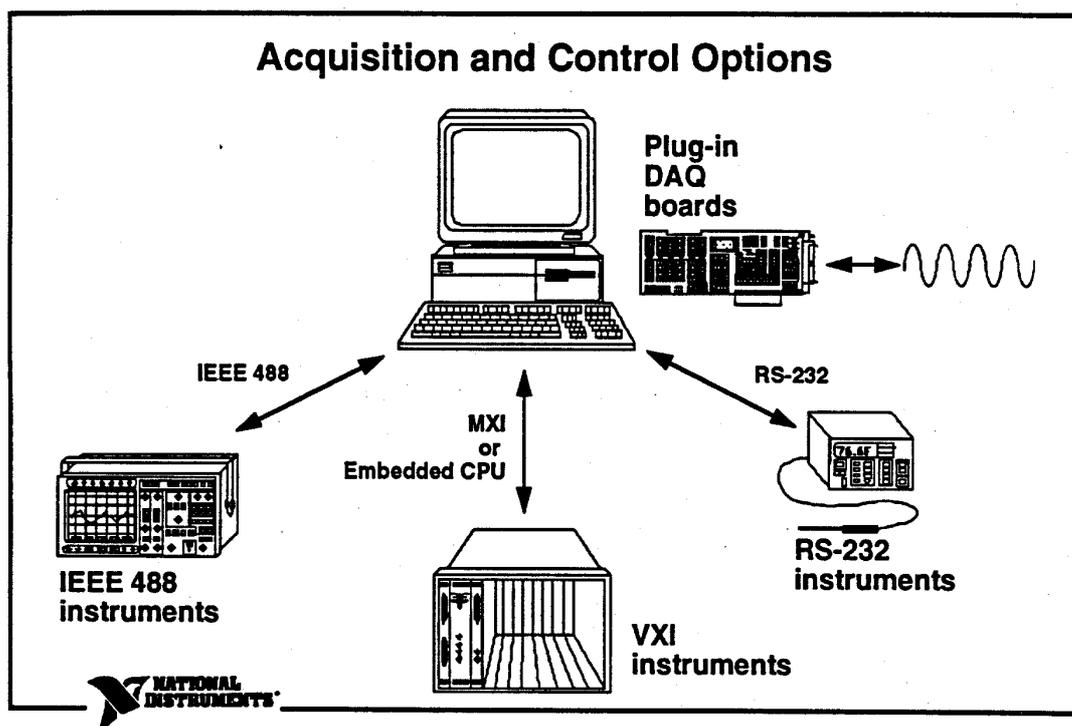
Hoje pode-se associar plataformas computacionais com padrões industriais de vários tipos de instrumentos para construir um sistema do qual pode-se obter por várias configurações

Através de um software, cada tipo de instrumento pode ser usado de forma fácil e integrada ao sistema. Pode-se envolver os componentes que satisfaçam as características de vista e desempenho requeridas para sua aplicação. Pode-se ainda construir um próprio equipamento que satisfaça as necessidades de sua aplicação.

9.4 Opções de aquisições e controle.

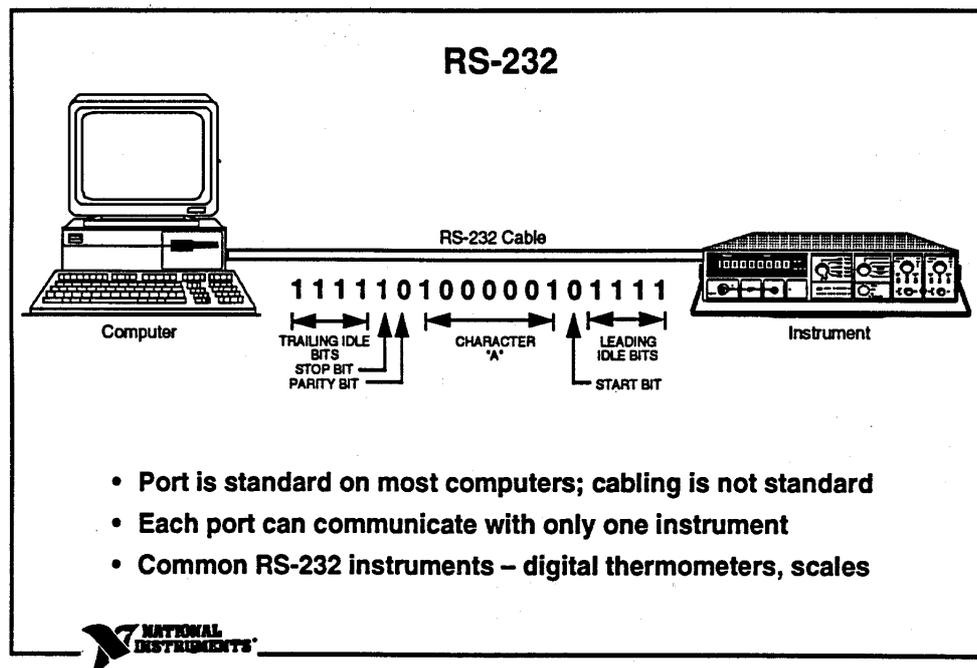
As opções para o hardware e instrumentos caem em 4 categorias de instrumentos distintos: placa de aquisição DAQ, instrumentos controláveis por interface paralela IEEE488, instrumento VXI e controlado pela interface serial RS232. Em muitas aplicações pode-se usar um ou vários tipos de instrumentação.

Discutiremos cada tipo de hardware e instrumentos e como acoplar cada tipo com software aplicativo.



9.5 RS232

A comunicação serial é um meio popular de transmitir dados entre um computador e um dispositivo periférico tal como uma impressora, um plotter ou um instrumento programável. A comunicação transmite um dado (um bit) de cada vez, sobre uma linha simples sai um receptor. Este método de comunicação é usado quando a taxa de transmissão de dados é baixa ou quando os dados precisam ser transmitidos a longa distância.



A comunicação serial é popular porque muitos computadores possuem uma ou duas portas seriais. Uma limitação de comunicação serial, entretanto, é que a porta serial pode comunicar apenas com um componente. Para permitir comunicação com vários componentes é necessário uma placa com múltiplas portas seriais ou utilizar de multiplexação.

Pode-se programar dispositivo seriais usando comandos de entrada e saída que são padronizadas com muita linguagem de programação e sistemas operacionais. Pode-se usar software projetados para instrumentos GPIB, em instrumentos seriais.

9.6 IEEE488 – Padrão de Instrumentação Global.

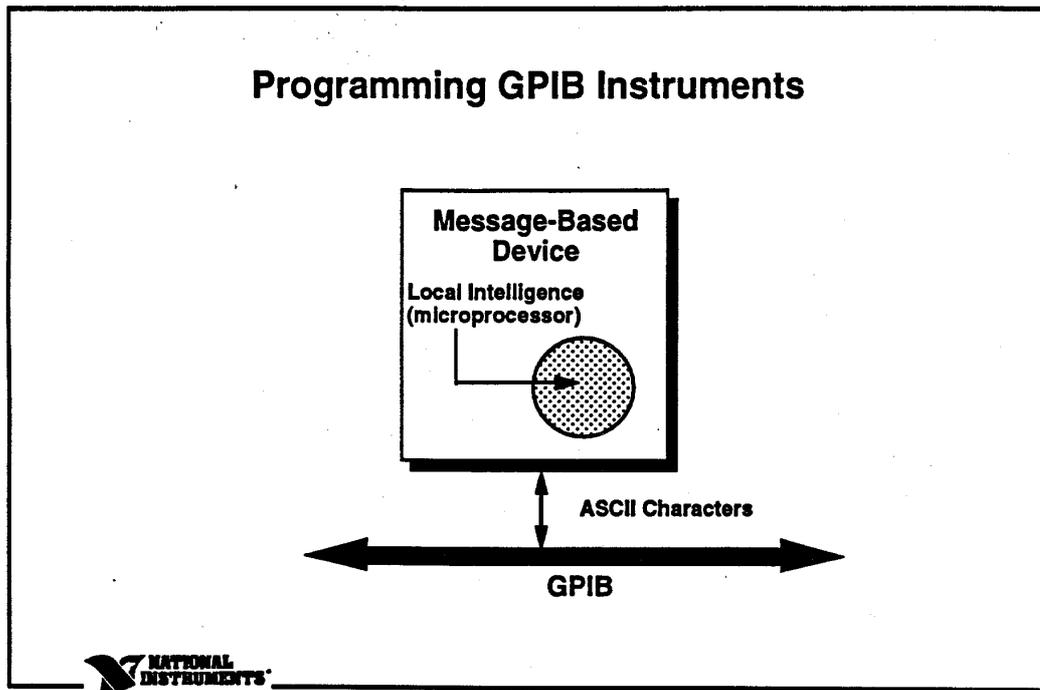
Em 1965- a HP criou a HP Interface Bus – GPIB para conectar sua linha de instrumentos programáveis a seus computadores. Ganhou popularidade porque consegue transmitir 1Mbyte/s o IEEE aceitou-a como padrão em 1975, passando a ser conhecido como IEEE488- 1975 ou IEEE488.1. Pela primeira vez podia se conectar instrumentos de diferentes fabricantes com um cabo padrão.

Simplificou a interconexão de instrumentos programáveis definindo claramente protocolos mecânicos, elétricos e de hardware.

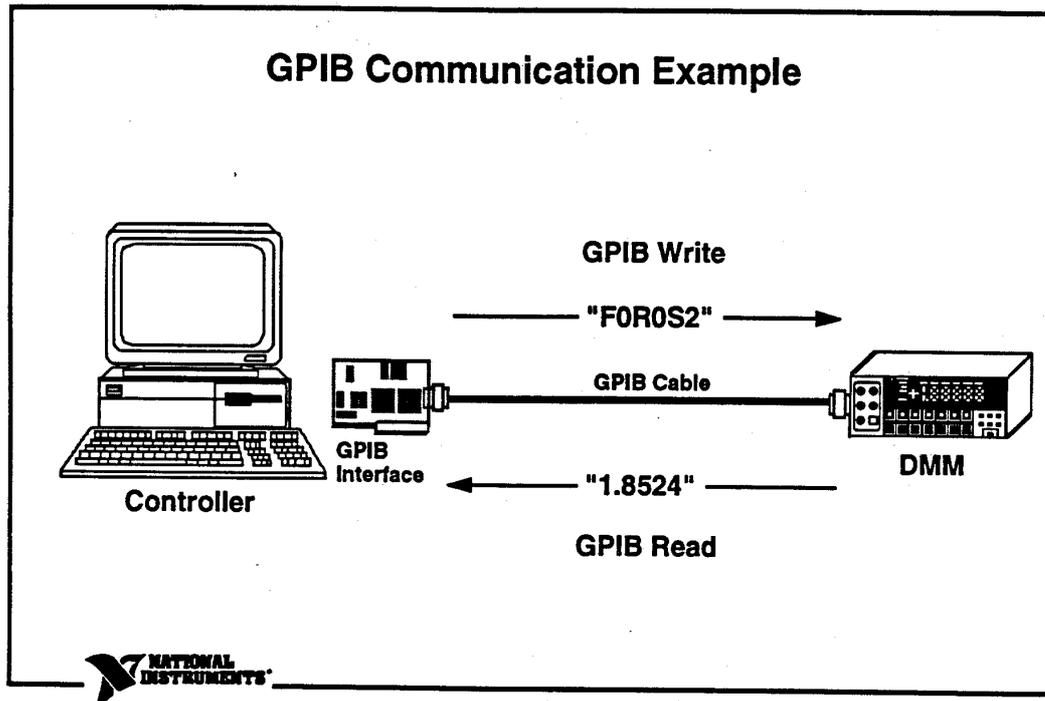
Sistema típico GPIB consiste de múltiplos instrumentos GPIB (até 14) e um controlador (usualmente uma placa de interfaceamento GPIB instalado no computador) conectado por cabos GPIB padrões. O controlador envia comandos de programação para os instrumentos e eles retornam com dados formatados e responde a mensagem do controlador. Atualmente há milhares de instrumentos de mais de um fabricante que utilizam a interface IEEE488. Há instrumentos científicos de engenharia, médicos, de equipamentos de testes automatizados (ATE), de aplicações em rádio frequência (RF) e microondas.

9.7 Programando Instrumentos GPIB.

Instrumentos GPIB são dispositivos Message Board Devices (MBD).



Pode-se programar os instrumentos através de caracteres ASCII de alto nível sendo fácil de serem programados. Os dispositivos tem um processador local que analisa os comandos e ajusta os bits dos registradores para a realizações das funções desejáveis.

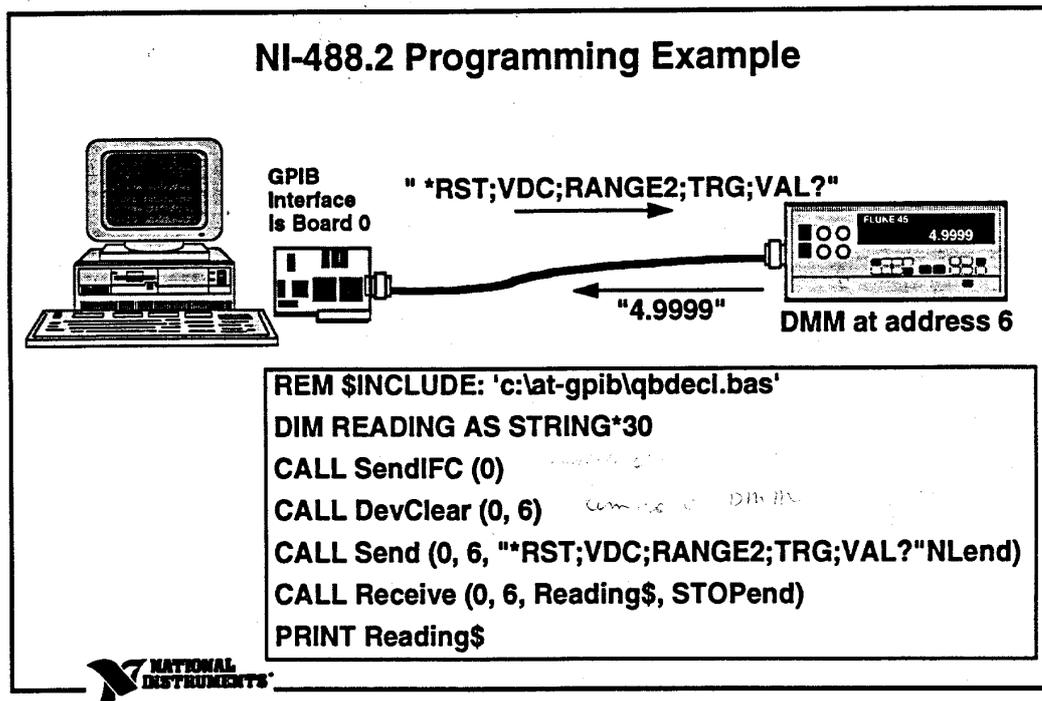


9.8 Exemplo de Comunicação GPIB.

A figura anterior mostra um exemplo de comunicação entre um controlador GPIB e um multímetro digital. O comando ASCII e "FOR0S2" é enviado do GPIB usando uma função para configurar o multímetro. A função leitura do GPIB lê o valor da medição feita pelo multímetro. Note que o comando "FOR0S2" é específico para este instrumento particular.

9.9 IEEE488-2 Aumenta a Compatibilidade e a Produtividade.

O IEEE488-1 melhorou a produtividade dos testes em engenharia e seu contínuo uso explicitou um grande número de limitações. Especificamente o IEEE488-1 não especifica os formatos dos dados, protocolos de troca de mensagens, comandos de configurações comuns e um conjunto mínimo de acionamento de dispositivos. Como resultado, os diferentes fabricantes implementaram cada item de forma diferente, produzindo um trabalho muito árduo para o responsável pelo desenvolvimento do sistema de teste para integrar os diversos dispositivos.



O IEEE488-2-1987 melhorou o IEEE488-1 definindo de forma precisa como os controladores e os instrumentos deveriam se comunicar. O IEEE488-2 preservou o IEEE488-1 completamente intacto, mas tornou o sistema mais compatível e a programação mais fácil definindo os formatos e códigos padrões dos dados, modelando os protocolos de troca de mensagem

(definindo como os controladores enviam comandos e como os instrumentos enviam respostas), definindo um conjunto padrão de comando para todos os instrumentos e os requisitos do controlador. O padrão IEEE488-2 desenvolveu os protocolos em termos de software, enquanto o IEEE488-1 preocupou-se mais com hardware. O IEEE488-2 tornou possível projetos mais compatíveis do sistema de teste, além de aumentar a produtividade.

9.10 SCPI (Standart Commands for Programmable Instruments).

Em 1990 a National Instruments, Bruel & Kjaer, Hewlett Packard, Fluke, Keithley, Tektrorix, Philips, Racal-Darc e Wavetec constituíram um consórcio para desenvolver a especificação do Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI). O SCPI usa a estrutura de comandos definidos na IEEE488-2 para criar uma conjunto de

comandos simples e compreensivo para todos os instrumentos. Os usuários do SCPI não mais precisam aprender um conjunto diferente de comando para cada instrumento em seus sistemas. Além disso os programas de aplicação são reutilizáveis porque pode-se intercambiar muitos instrumentos, sem necessidade de alterar o software.

9.11 NI-488-2 Exemplo de Programação.

O NI488-2 é um software de controle de GPIB. A figura anterior mostra um exemplo de programação usando NI-488-2.

O programa começa executando a subrotina Send IFC para inicializar o GPIB. Após a inicialização, a rotina Dev.Clear zera o multímetro. A rotina Send envia o comando:

- RST – Reseta o DMM
- VDC – Configura o DMM para medida de tensão
- RANGE2 – Específica a faixa
- TRF – Comando de Trigger
- VAL - Loop

9.12 Integrando a NI 488.2 com a aplicação de software.

O NI 488-2 abre possibilidade de criação de ambientes de programação mais amigáveis tais como Lab Windows e Lab View.

Lab Windows → Quick Basic e C
Lab View → Linguagem gráfica

Tanto o Lab Windows como Lab View possuem bibliotecas que simplificam a comunicação com os instrumentos de GPIB.

10- TERMOGRAFIA

10.1 O que é termografia e Inspeção Termográfica?

Termografia é definida como a técnica de sensoriamento remoto que possibilita a medição de temperaturas e a formação de imagens térmicas (termogramas) de um componente, equipamento ou processo, a partir da radiação infravermelha naturalmente emitida pelos corpos.

Inspeção Termográfica é a técnica de inspeção não destrutiva realizada com a utilização de um conjunto de instrumentos sensíveis à radiação infravermelho - termovisores e radiômetros - que permite uma visualização do perfil térmico e medições das variações de calor emitido pelas diversas regiões da superfície de um corpo sem a necessidade de contato físico com o mesmo. Desta maneira, podemos formar uma imagem térmica (termograma) no momento da inspeção, com o objetivo de proporcionar informações relativas à condição operacional de um componente, equipamento ou processo permitindo análises e correção de problemas.

A inspeção termográfica é realizada com os equipamentos e sistemas em pleno funcionamento, de preferência nos períodos de maior demanda, quando os pontos deficientes tornam-se mais evidentes, possibilitando a formação do perfil térmico dos equipamentos e componentes nas condições normais de funcionamento no momento da inspeção.

Os aplicativos desenvolvidos para a posterior análise das informações termográficas obtidas, como a classificação de componentes elétricos defeituosos, avaliação da espessura de revestimentos e o cálculo de trocas térmicas, permitem que esses dados sejam empregados em análises preditivas.

10.2 Radiação Infravermelha

Radiação infravermelha é uma parte da radiação eletromagnética cujo comprimento de onda é maior que o da luz visível ao olho do ser humano, porém menor que o das microondas, conseqüentemente, tem menor frequência que a da luz visível e maior que a das microondas. O vermelho é a cor de comprimento de onda mais larga da luz visível, compreendida entre 700 nanômetros e um milímetro.

No espectro eletromagnético, os infravermelhos se subdividem em infravermelhos curtos (0,7-5 μm), infravermelhos médios (5-30 μm) e infravermelhos longos (30-1000 μm). Entretanto, esta classificação não é precisa porque em cada área de utilização, se tem uma idéia diferente dos limites dos diferentes tipos. Os infravermelhos estão associados ao calor porque os corpos na temperatura normal emitem radiação térmica no campo dos infravermelhos.

A vibração de campos elétricos e magnéticos que se propagam no espaço à velocidade da luz, gera uma onda eletromagnética, e o conjunto de ondas eletromagnéticas formam o espectro eletromagnético.

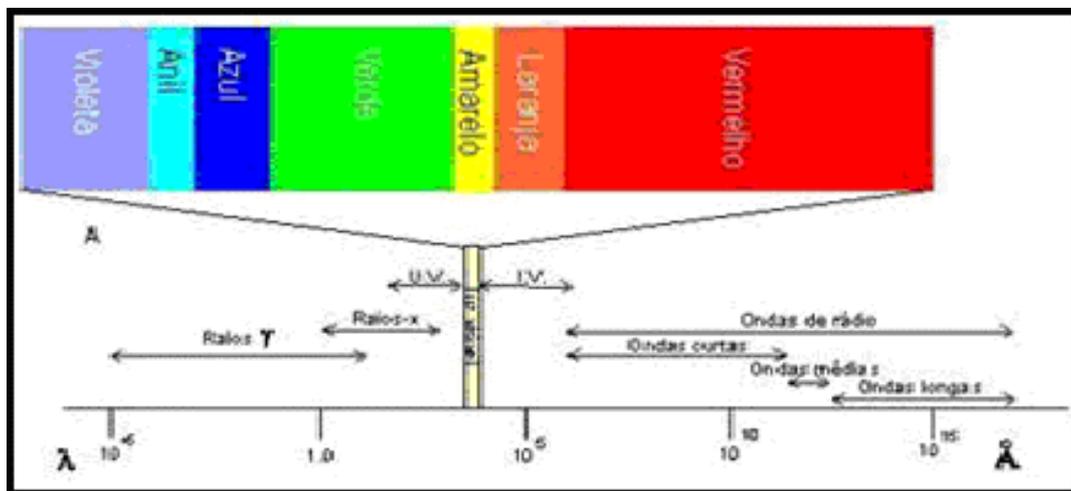


Figura 1: Espectro Infravermelho

Os sistemas infravermelhos tem por objetivo transformar a radiação infravermelha captada em informação térmica. Diversos tipos de sistemas foram desenvolvidos diferindo entre si, na forma de realizar a varredura da cena, no tipo de detector utilizado e na apresentação da informação. Os principais sistemas infravermelhos atualmente em uso são os:

- Radiômetros;
- Termovisores.

Radiômetros:

São os sistemas mais simples. Neles a radiação é coletada por um arranjo óptico fixo e dirigida a um detector do tipo termopilha, piroelétrico ou quântico, onde é transformada em sinal elétrico.

Termovisores:

São sistemas imageadores dotados de recursos para a análise e medição de distribuições térmicas. Os termovisores compõem-se, em geral, de uma unidade de câmera e de uma unidade de vídeo (display).

10.3 Tipos de câmeras:

As câmeras de infravermelho podem ser divididas em três categorias, segundo os detectores que utilizam;

- 10.3.1.1 Detector de Visão Piroelétrico;
- 10.3.1.2 Detector de Elemento Único;
- 10.3.1.3 Detector de Plano Focal;

Detector de Visão Piroelétrico:

Neste tipo de câmera, seu detector possui um tubo eletrônico como sensor, e à frente do mesmo existem cristais na função de espelhos. Estes cristais estão em ON ou OFF. Quando a cena passa através do detector, ativa-se o ON/OFF dos cristais, produzindo a imagem térmica da cena. Necessitam que a cena ou o sistema mecânico interno dos cristais esteja em movimento.

Detector Piroelétrico

Certos cristais dielétricos apresentam polarização dielétrica espontânea. Quando o momento de dipolo elétrico for dependente da temperatura o material pode ser usado como um sensor. O detector é construído na forma de um capacitor e as cargas induzidas nas duas faces do cristal pelos dipolos internos estabelecem uma corrente ou diferença de potencial que pode ser medida por um circuito externo.

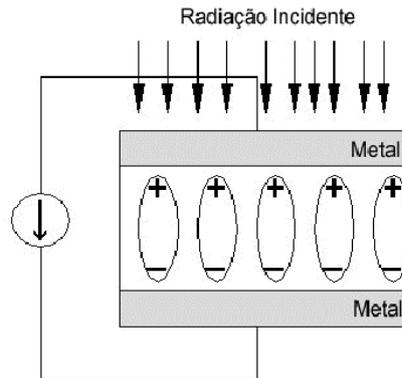


Figura2: Representação esquemática de um sensor piroelétrico.

Detector de Elemento Único:

Consta de um só detector que consiste de um material semicondutor. Este detector pode ser do tipo fotovoltaico (fotodiodo ou fototransistor), que ao receber energia radiante, gera uma saída elétrica que produz a cena.

Um fotodiodo é um componente eletrônico e um tipo de fotodetector. É uma junção PN designada para responder a uma entrada ótica.

Um fototransistor é um transistor bipolar encapsado em uma capa transparente que permite que luz possa atingir a base coletora da junção. O fototransistor funciona de maneira similar a um fotodiodo, apresentando uma sensibilidade muito maior à luz, pois os elétrons gerados pelos fótons na junção da base-coletora são aplicados na base do transistor, e sua corrente é então amplificada pela operação do transistor. O fototransistor apresenta um tempo de resposta menor do que o fotodiodo.

Detector de Plano Focal:

Consiste em uma matriz de detectores funcionando sincronizados. São as câmeras, disponíveis no mercado, que produzem imagens com maior resolução e qualidade das imagens.

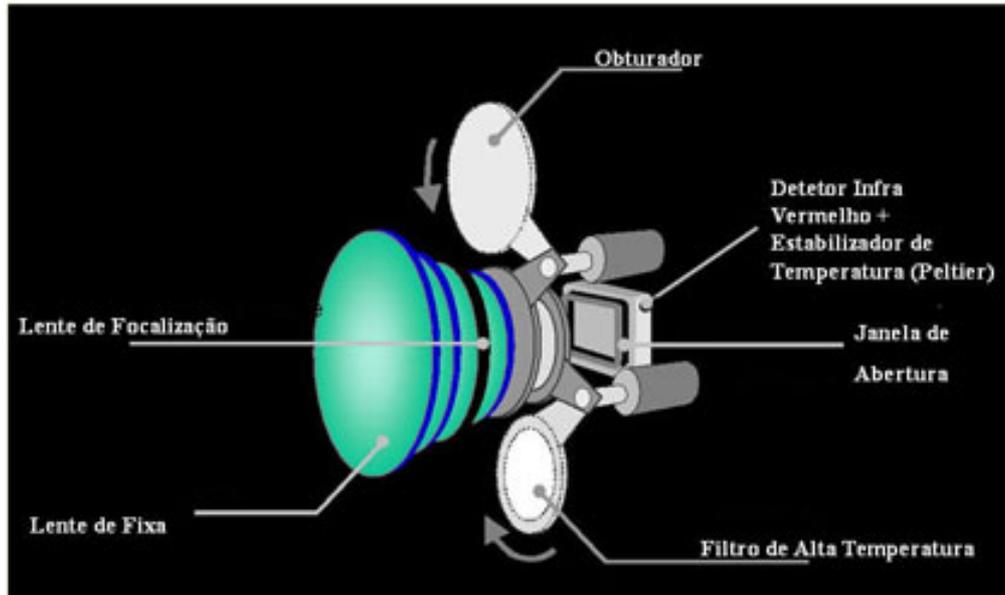


Figura 3: Câmera Infravermelha

10.4 Técnicas de Ensaio

A termografia é uma das técnicas de inspeção chamada de: Técnicas de Manutenção Preditiva definida por alguns como uma atividade de monitoramento capaz de fornecer dados suficientes para uma análise de tendências.

As técnicas termográficas geralmente consistem na aplicação de tensões térmicas no objeto, medição da distribuição da temperatura da superfície e apresentação da mesma, de tal forma que as anomalias que representam as discontinuidades possam ser reconhecidas. Duas situações distintas podem ser definidas:

- Tensões térmicas causadas diretamente pelo próprio objeto durante a sua operação: equipamento elétrico, instalações com fluido quente ou frio, isolamento entre zonas de diferentes temperaturas, efeito termoelástico, etc.

- Tensões térmicas aplicadas durante o ensaio através de técnicas especiais (geralmente aquecimento por radiação ou condução) e certas metodologias a serem estabelecidas caso a caso, para que se possa obter boa detecção das discontinuidades.

Em ambas situações é necessário haver um conhecimento prévio da distribuição da temperatura superficial (ou pelo menos que possa ser assumida com uma certa segurança), como um referencial comparativo com a distribuição real obtida durante o ensaio. O caso mais simples ocorrerá quando a distribuição da temperatura for

uniforme e as discontinuidades se manifestarem como áreas quentes (por exemplo: componentes com maior resistência elétrica em uma instalação), ou áreas frias (fluxo interno de ar nos materiais).

Procedimento

Durante a inspeção termográfica é adotado o seguinte procedimento:

- Varredura qualitativa das instalações, com o termovisor, para formar a imagem térmica do equipamento analisado, detectando pontos quentes;
- Medição de temperatura dos pontos relevantes com radiômetro (termômetro infravermelho), para classificação no Critério Elétrico.
- Confecção de fotografias reais digitais e de termogramas digitais (imagens térmicas) para a localização e registro dos pontos relevantes.

Termografia em Sistemas Elétricos

Nos sistemas elétricos os processos liga-desliga provocam nas conexões de metais mecanicamente conectados, ciclos de aquecimento e resfriamento, dilatação e contração, gerando folgas e maus contactos.

A passagem da corrente elétrica por zonas de mal-contato produzem um aquecimento nas emendas ou conexões devido a centelhamento ou perdas por efeito Joule. Este aquecimento pode chegar a uma intensidade tal que faça fundir ou romper as conexões ou emendas.

Desequilíbrios de cargas podem facilmente causar desequilíbrios de correntes em sistemas polifásicos, o que fatalmente causa um desequilíbrio térmico entre as fases. Uma fase sobrecarregada é facilmente detectada pela termografia infravermelha.

Como se faz a interpretação da Imagem?

Todo corpo irradia energia eletromagnética em forma de calor, em maior ou menor intensidade. Esta energia é irradiada em espectros que produzem varias tonalidades de cores de acordo com o seu comprimento de onda.

Então, cada faixa de temperatura gera um determinado comprimento de onda, ao qual corresponde uma tonalidade de cor que pode ser representada em uma escala cromática que varia de acordo com as diferentes faixas de temperatura do objeto em observação.

Este espectro pode ser visualizado em uma escala monocromática ou policromática. Em ambas as escalas a cor preta se associará à faixa mais fria do espectro, e a cor branca se associará à faixa mais quente.

Escalas

ESCALA MONOCROMÁTICA



A escala monocromática vai do preto ao branco através de suaves variações de tonalidades de cinza. É conhecida como escala Grey.

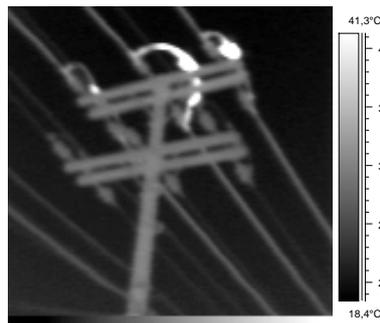


Figura 4: Exemplo termografia – cabo de ligação.

ESCALA POLICROMÁTICA



A escala policromática vai do preto ao branco através de suaves variações de tonalidades de cores, que dependem da escala usada. Em nosso caso usamos a escala IRON, que vai do preto ao branco através de tonalidades de violeta, azul, rosa, vermelho, laranja e amarelo.

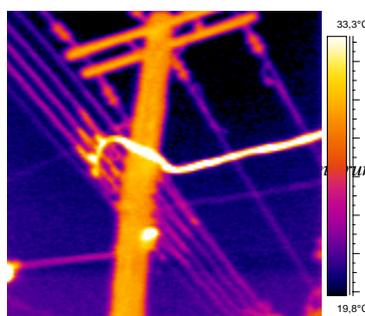


Figura 5: Exemplo termografia – cabo de ligação.

Como é formada uma imagem térmica?

É uma imagem montada a partir de milhares de sensores calibrados (76800) que são sensíveis ao Infravermelho. A cada 1 segundo eles são zerados e atualizados 60 vezes com novas leituras do calor irradiado pelo objeto.

10.5 Principais Aplicações

SISTEMAS ELÉTRICOS:

A Termografia Infravermelha é uma ferramenta essencial na manutenção preditiva de equipamentos elétricos. Uma inspeção termográfica identifica possíveis problemas antes que os mesmos ocorram e possibilita a realização de ajustes ou correções antes da próxima parada programada. Além disso é uma técnica 100% segura, não oferecendo risco nenhum a equipe que realiza ou acompanha a inspeção.

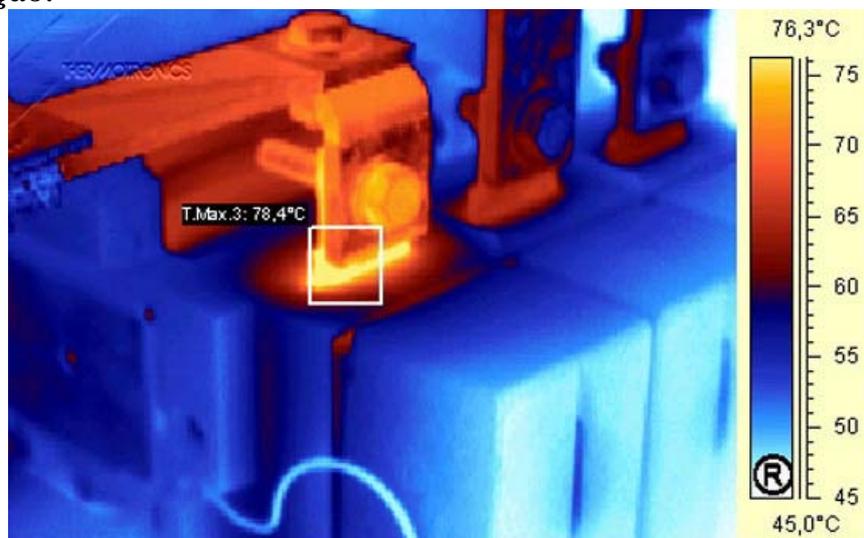


Figura 6: Exemplo termografia: Contator.

EQUIPAMENTOS MECÂNICOS

As aplicações da Termografia em equipamentos mecânicos são as mais diversas, incluindo a identificação de problemas em potencial em equipamentos rotativos, caldeiras, sistemas de refrigeração e ventilação. Como parte integrante de um programa de manutenção preditiva, auxilia a implementação de um programa de manutenção de parada zero.

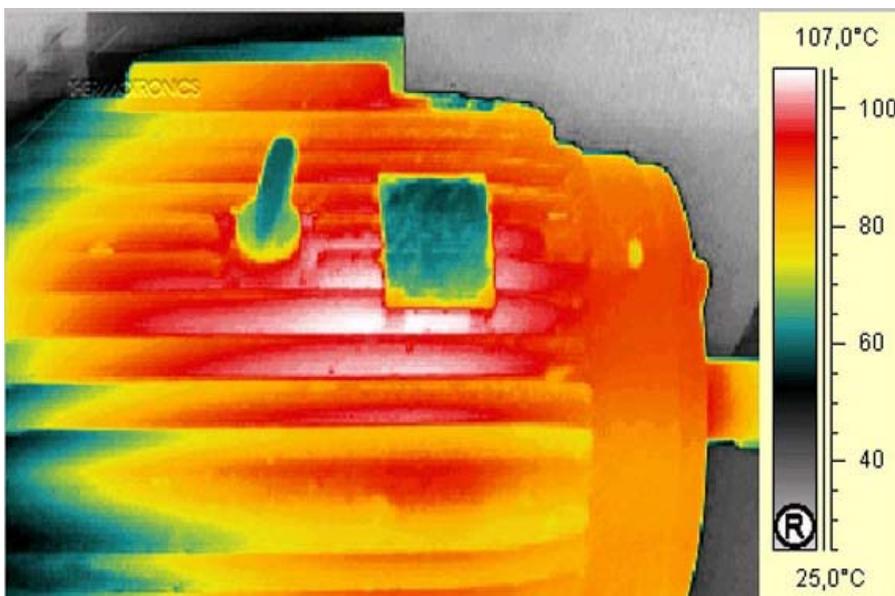


Figura 7: Exemplo termografia: Motor.

UTILIDADES ELÉTRICAS

O uso de termografia infravermelha em sub-estações, torres de energia, transformadores e linhas de transmissão é uma parte crítica de qualquer programa de manutenção preditiva, identificando potenciais falhas graves e catastróficas antes das mesmas ocorrerem.

CONTROLE DE PROCESSOS INDUSTRIAIS

Visando manter uma performance máxima dos equipamentos envolvidos em seu processo industrial, o uso de Termografia no programa de manutenção preditiva é essencial. Exemplos de inspeção termográficas em processos industriais são: verificação de refratários em fornos, medição de variação de temperatura em rolos de papel, laminações, secadores de laranja, máquinas de plástico, entre outros.

Este capítulo sobre termografia foi redigido por completo pela aluna Giovana Zanella (2006), a qual damos nosso muito obrigado por sua contribuição ao nosso curso.

Referências Bibliográficas:

- *<http://instrumentacao-grupo1.port5.com/traba.php>*
- *<http://www.las.inpe.br>*
- *www.thermotronics.com.br/*
- *www.abende.org.br/termografia.html*
- *<http://infraredservice.com.br/termografia.htm>*
- *<http://pt.wikipedia.org/wiki/Termografia>*
Acesso em 06/11/2006
- *Giovana Zanella (2006) ,Relatório de Inspeção Termográfica – Usina Colorado.*