

Curso

IE327

**Sensores, Condicionamento e Aquisição de
Dados**

Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica - DSIF

Prof.: Elnatan Chagas Ferreira

Fone: 2397500 e-mail: elnatan@fee.unicamp.br

Homepage: www.demic.fee.unicamp/~elnatan

Curso IE-763 Sensores, condicionamento e aquisição de dados

Índice

1) Sensores Térmicos

- 1.1) Introdução.....
- 1.2) Definição de temperatura.....
 - 1.2.1) Energia Térmica.....
 - 1.2.2) Temperatura.....
- 1.3) Sensores Resistivos.....
 - 1.3.1) Detetores RTD.....
 - 1.3.2) Termistores.....
- 1.4) Termopares.....
- 1.5) Outros Sensores Térmicos.....
- 1.6) Sumário
- 1.7) Sites relacionados

2) Sensores Mecânicos

- 2.1) Introdução.....
- 2.2) Sensores de deslocamento e de posição.....
 - 2.2.1) Potenciométrico.....
 - 2.2.2) Capacitivo.....
 - 2.2.3) Indutivo.....
 - 2.2.4) Relutância variável.....
- 2.3) Sensor de Nível.....
- 2.4) Sensores de Tensão.....
- * 2.5) Sensores de Movimento.....
- * 2.6) Sensores de Pressão.....
- 2.7) Sites relacionados

3) Sensores Ópticos

- 3.1) Introdução.....

3.2) Fundamentos da Radiação.....	
3.2.1) Natureza da Radiação eletromagnética	
3.3) Sensores ópticos.....	
3.3.1) Características e Classificação dos Detetores de radiação.....	
3.4 Sensor especiais – Girômetros a fibra ótica	
3.4) Sites relacionados	

4) Condicionamento de Sinais Analógicos

4.1) Introdução.....	
4.2) Princípios de condicionamento de sinais analógicos.....	
4.3) Considerações sobre amplificadores operacionais - Tecnologias.....	
4.3.1) Tecnologia Bipolar	
4.3.2) Tecnologia Bifet	
4.3.3) Tecnologia CMOS	
4.3.4) Macro modelos de dispositivos e Simulações	
4.4) Aplicações DC	
4.4.1) Projeto de precisão DC	
4.4.2) “Range” dinâmico e Bits de precisão	
4.4.3) Alguns exemplos de projeto DC.....	
4.5) Aplicações AC	
4.5.1) Projeto de precisão AC	
4.5.2) “Range” dinâmico e Bits de precisão	
4.5.3) Considerações sobre ruído	
4.5.4) Alguns exemplos de projeto AC.....	

5) Conversão de dados

5.1) Introdução.....	
5.2) Selecionando um AD para o seu sistema.....	
5.3) Projetando com conversão de dados.....	
5.3.1) Função de transferência ideal.....	
5.3.2) Fontes de erros estáticos.....	
5.3.3) Erro de abertura.....	
5.3.4) Efeitos de quantização.....	
5.3.5) Amostragem ideal.....	
5.3.6) Amostragem real.....	
5.3.7) Efeitos de `aliasing`	

6) Transmissão de Dados

- 6.1) Introdução
- 6.2) Interface RS-232.....
- 6.3) Interface RS-485.....
- 6.4) Interface GPIB.....

7) Introdução a programação gráfica - LabVIEW

- 7.1) O que é LabVIEW?
- 7.2) Instrumentação Virtual
- 7.3) O ambiente LabVIEW
- 7.4) Fundamentos de LabVIEW
- 7.5) Estrutura de controle de programa em LabVIEW
- 7.6) Tipos de Dados

8) Características avançadas em LabVIEW

- 8.1) Aquisição de dados
- 8.2) Estrutura e funções avançadas
- 8.3) Conceito e características avançadas

9) Exemplos de alguns projetos.

Bibliografia:

- I. "Instrumentation for Enginnnering Measuments", 2 Edição, Jmaes W. Dally, William F. Riley e Kenneth G. Mc.Connell, Jonh Wiley & Sons, Inc. New York, 1993;
- II. "Process Control Instrumentation Technology", 4 Edição, Curtis Jonhson, Prentice Hall Career & Technology, New Jersey, 1993;
- III. "Tranducers in Measurements and Control", Peter H. Sydenham, (ISA) Instrument Society of America, North Carolina, 1978;
- IV. "Interface Sensors to IBM PC", Willis, J. tompkins, Jonh G. Webster, Prentice Hall, New Jersey, 1988;
- V. "Sensors", Vol. 1, Vol. 4 Vol.6 e Vol. 7, Editados por W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel, VCH;
- VI. "Tranducers for biomedical Measuments", Cobbold, R. S. C. , Wiley Interscience, 1976.
- VII. "LabVIEW for Everyone", Jeffrey Travis and Jim Kring, Prentice Hall, third edition, 2006.
- VIII. "Data sheet" de componentes .
- IX. "Data Book" de fabricantes.

Prefácio

1) Sensores Térmicos

1.1) Introdução

O Controle de Processo é o termo utilizado para descrever qualquer condição, natural ou artificial, pelo qual uma quantidade física é regulada. Não existe uma evidencia maior de tais controles de aquela associadas com temperatura e outros fenômenos térmicos. A regulação ou o controle de temperatura no meio industrial tem sempre sido de fundamental importância e se tornado ainda mais com o avanço da tecnologia disponível. Nas seções que seguem nós procuramos esclarecer os princípios da energia térmica e temperatura e logo adiante apresentaremos vários sensores térmicos para medida de temperatura.

1.2) Definição de temperatura

As materiais presentes na natureza são constituídos de agrupamentos de átomos. Cada um dos 92 elementos naturais da natureza é representado por um tipo particular de átomo. Os materiais que nos rodeiam normalmente não são puro, mais sim uma combinação de vários elementos que forma uma molécula. Assim, por exemplo, o hélio é um elemento natural composto de um tipo particular de átomo; a água, por outro lado, é composta de molécula cada molécula consistindo de dois átomos de hidrogênio e um de oxigênio. Na análise das interações destas molécula é necessários olhar sob o ponto de vista do estados da materiais: sólido, líquido e gasoso.

1.2.1) Energia Térmica

- **Sólido**

Em qualquer material sólido, os átomos ou as moléculas estão fortemente ligado uns com os outros, de maneira que estes são incapazes de move-se ou afasta-se de sua posições de equilíbrio. Cada átomo, entretanto é capaz de vibrar em torno de sua posição particular. O conceito de energia térmica é considerado pela vibração das moléculas.

Considere um material particular no qual as moléculas não apresentam nenhum movimento; isto é, as moléculas estão em repouso. Tais materiais possuem energia térmica ($W_{ter} = 0$) nula. Se nós adicionarmos energia para este material colocando-o num aquecedor, esta energia faz com que suas moléculas comecem a vibrar. Nós dizemos agora que este material tem alguma energia térmica ($W_{ter} > 0$).

- **Líquido**

Se mais e mais energia é adicionada ao material, as vibrações se tornam, mais e mais violenta quando a energia térmica aumenta. Finalmente, quando uma certa condição é alcançada onde as ligações que mantém as moléculas juntas se quebram e esta se movem ao longo do material. Quando isto ocorre, nós dizemos que o material fundiu e tornou-se líquido. Agora, embora as moléculas mantém atrações mútuas, a energia térmica é suficiente para mover-lhas de

formas randômicas ao longo do material, e a velocidade com que se movem é a medida da energia térmica.

- **Gás**

Um posterior aumento na energia térmica do material intensifica a velocidade das moléculas até que finalmente estas ganham energia suficiente para conseguir escapar completamente da atração das outras moléculas. Esta condição é manifestada pela ebulição do líquido. Quando um material consistido de tais moléculas movendo randômicamente através de um volume contido, nós chamamos este material de gás. A velocidade média das moléculas é novamente a medida da energia térmica do gás.

objetivo dos sensores térmicos esta associado com a medida da energia térmica do material ou de um ambiente contendo diferentes materiais.

1.2.2) Temperatura

A medida da energia térmica média por molécula de um material, expressa em **joules**, poderia ser usada para definir energia térmica; mas isto não é tradicionalmente feito. Ao invés disso um conjunto especial de unidade é, cujas origem estão contida na história de medidas de energia térmica, é empregado para definir a **energia térmica de um material**. Nós escolhemos as três mais comuns unidade. Ao diferentes conjuntos de unidades são chamados de **escalas de temperatura**.

- **Calibração**

Para definir as escalas de temperatura, um conjunto de **pontos de calibração** é utilizado; para isto, a energia térmica média por molécula é definida através da condição de equilíbrio existente entre os estados sólido, líquido e gasoso de vários materiais puros da natureza. Alguns destes pontos de calibração padrão são:

1. Oxigênio: equilíbrio líquido/gás
2. Água: equilíbrio sólido/líquido
3. Água: equilíbrio líquido/gás
4. Ouro: equilíbrio sólido/líquido

- **Escalas de temperatura absoluta**

Uma escala de temperatura absoluta é aquela que associa um zero a unidade de temperatura para um material que não tenha energia térmica. A escala **kelvin** em kelvin (K) é a mais comumente utilizada (fala-se kelvin e não grau kelvin). A tabela 1.1 mostra os valores de temperatura em kelvin de vários pontos de calibração.

Tabela 1.1 pontos de calibração de escalas de temperaturas

Pontos de calibração	Temperatura		
	K	°F	°C
Energia térmica zero	0	-459,6	-273,15
Oxigênio: líquido/gás	90,18	-297,3	-182,97
Água: sólido/líquido	273,15	32	0
Água: líquido/gás	373,15	212	100
Ouro: sólido/líquido	1336,15	1945,5	1063

Escala de temperatura relativa

As escalas de temperatura relativas diferem da escalas absoluta apenas no deslocamento do zero. Assim quando estas escalas indicam um zero na temperatura, não significa zero na energia térmica do material. Estas duas escalas são Celsius e Fahrenheit com as temperatura indicadas por °C e °F respectivamente. A tabela 1.1 mostra vários pontos de calibração desta escalas. A quantidade de energia representada por 1°C é a mesma que 1K, apenas com o zero deslocado na escala Celsius, de modo que

$$T(^{\circ}\text{C}) = T(\text{K}) - 273,15 \quad (1)$$

Para transformar Celsius em Fahrenheit, utilizamos a expressão abaixo

$$T(^{\circ}\text{F}) = 9/5 T(^{\circ}\text{C}) + 32 \quad (2)$$

1.3) Sensores Resistivos

Uma dos métodos principais para medida elétrica de temperatura explora a mudança da resistência elétrica de certos tipos de materiais. Neste caso, princípio da técnica de medida consiste em colocar o dispositivo sensível a temperatura em contato com o ambiente no qual se deseja medir a temperatura. Assim, a medida de sua resistência indica a temperatura do dispositivo e consequentemente do ambiente. O tempo de resposta neste caso é importante porque é necessário que o dispositivo atinja o equilíbrio térmico com o ambiente. Dois dispositivos básicos usados são:

1. Detetor RTD (do inglês, resistance-temperature detector)
2. Termistores

1.3.1) Detetor RTD

Os RTD são simples elementos resistivos formados de materiais como **platina, níquel**, ou uma liga **níquel-cobre**. Estes materiais exibem um coeficiente de resistividade positivo e são usados em RTD's porque são estável e apresentam uma resposta a temperatura reprodutível por longo tempo.

Um RTD típico exibe uma característica resistência x temperatura dado pela expressão:

$$R = R_0 (1 + \mu_1 T + \mu_2 T^2 + \dots + \mu_N T^N) \quad (1.3)$$

onde

$$\begin{aligned} \mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N &= \text{são os coeficientes de resistividade de temperatura} \\ R_0 &= \text{é a resistência do sensor na temperatura } T_0. \text{ (normalmente } T_0 = 0^\circ\text{C)} \end{aligned}$$

o número de termos relacionado na equação 1.3) para qualquer aplicação depende do material usado no sensor, do intervalo de temperatura, e da precisão desejada na medida. As característica de dependência resistência x temperatura para platina, níquel e cobre é mostrada na figura 1.1. Para um intervalo pequeno de temperatura, a equação 1.3) adquire uma forma linear expressa por

$$R/R_0 = \mu_1 (T - T_0) \quad (1.4)$$

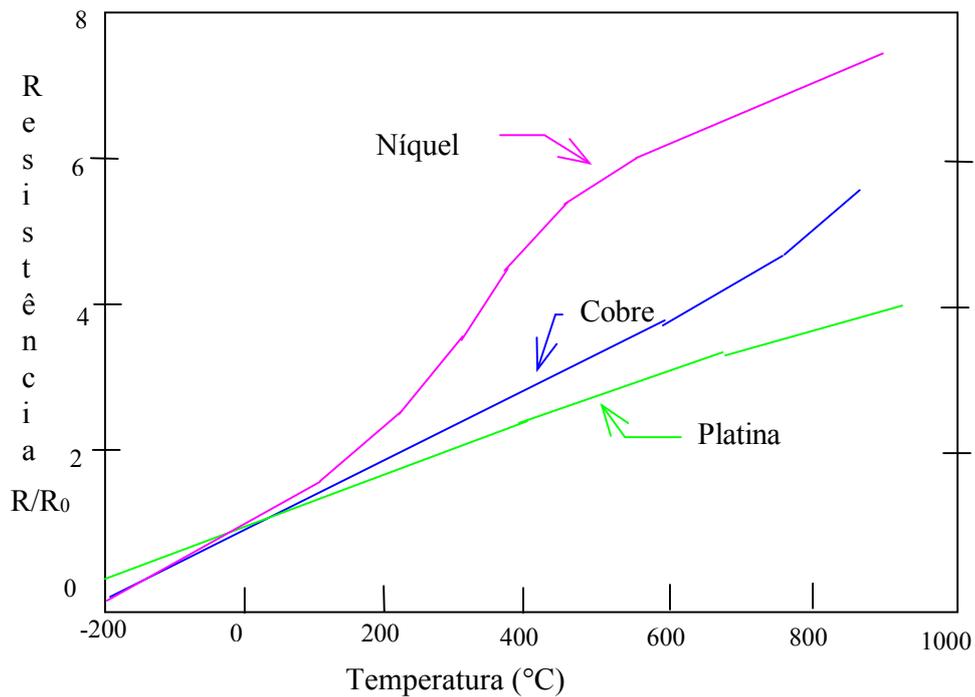


Figura 1.1 Características resistência x temperatura para níquel, cobre e platina

Se uma precisão maior é exigida uma aproximação de segunda ordem é necessária, de maneira que a equação 1.3 torna-se

$$R = R_0 (1 + \mu_1 T + \mu_2 T^2) \quad (1.5)$$

A equação acima é mais complicada de trabalhar, mas fornece uma maior precisão para maiores intervalos de temperaturas .

Os elementos sensível disponíveis são muitos variados. Um dos sensores bastante utilizado consiste de fio de platina com pureza 4 noves (99,99) envolto sob um invólucro de cerâmica e hermeticamente selado em uma capsula de cerâmica. O sensor de platina é utilizado pela sua precisão. Ele resiste a corrosão e contaminação, e suas propriedades mecânicas e elétricas são estável por um longo período. O “ drift ” é normalmente menor 0.1°C quando são utilizados no seu limite superior de temperatura.

Os RDT de platina são construídos com tecnologia de filmes espessos ou filmes finos . Este filmes são depositados em um substrato fino e plano de cerâmica e encapsulados com vidro ou cerâmica. Ambos estes métodos de fabricação de filmes finos permite que a resistência (típica 100 Ohms) do sensor com uma pequena massa e volume. Como resultado, o tempo de resposta de um RDT de filme seja reduzida de forma apreciável, como mostra a figura 1.2).

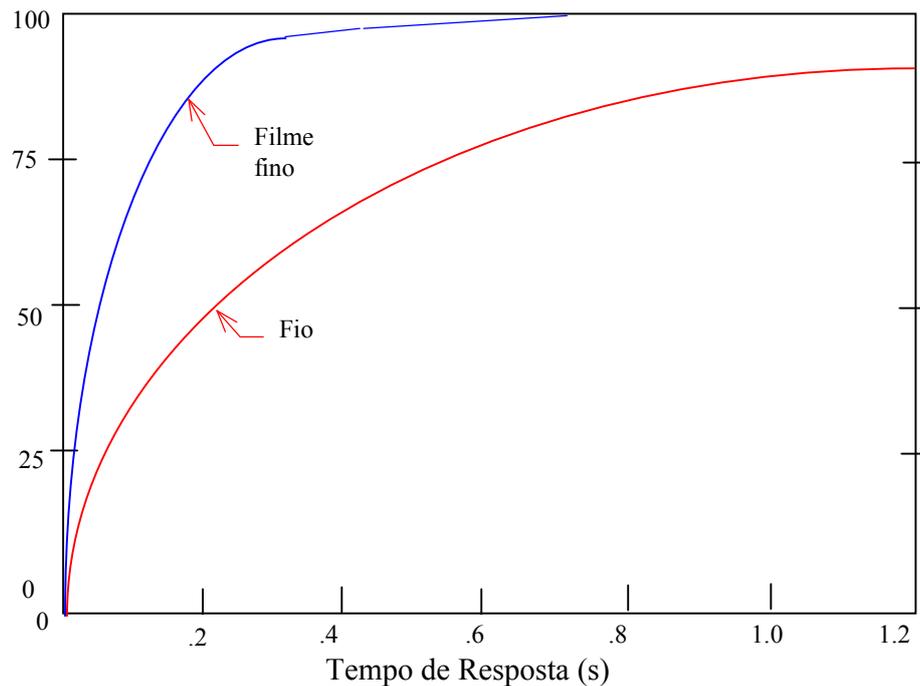


Figura 1.2 Tempo de resposta para RDT's de fio e de filme fino.

Fontes de erros

Os erros comumente encontrados quando os RTD são utilizados para medida de temperatura são:

- 1) Efeitos dos fios de ligação;
- 2) Estabilidade;
- 3) Auto aquecimento e,
- 4) Sensibilidade a pressão.

1) Efeitos dos fios podem ser minimizados fazendo os fios de ligação tão curtos quanto possíveis. Uma regra prática é usar uma fio de ligação que apresente uma resistência menor do 1 por cento da resistência do sensor. O efeito da resistência dos fios de ligação aparece como um "offset" e uma redução na sensibilidade. Os erros causados pela variação das resistências dos fios de ligação por temperatura devem e podem ser eliminados por arranjo adequado do circuito condicionador.

Exercício:

1) Afim de eliminar erros causados pelo fio de ligação de um sensor RTD, sugira um ou mais arranjos na forma de ponte de Wheatstone de forma a minimizar estes erros.

2) A estabilidade do sensor pode se tornar uma fonte de erro quando o limite superior de temperatura suportado pelo o sensor é excedida ou por acidente ou por erro de projeto. Sempre que o limite superior de temperatura for excedido , nova medidas de temperatura devem ser repetidas até que uma leitura repetitível for obtida.

3) Erro devido ao auto aquecimento são produzido quando a voltagem ou a corrente de excitação são usada no condicionamento do sinal. Normalmente não existe razão para excitação com altos valores, desde que um RTD produz uma alto saída (um valor típico é cerca de $1\text{mV}/(\text{V}.\text{°C})$ para um RDT de platina). O auto aquecimento ocorre por causa da potência dissipada no sensor. Esta potência P_T e dada pela expressão

$$P_T = i^2 R_T \quad (1.6)$$

Por exemplo, a potência dissipada por um RDT em uma ponte de Wheatstone com resistência iguais a R_T , excitada com uma voltagem V_S é

$$P_T = V_S^2 / 4R_T \quad (1.7)$$

aumento da temperatura T_S necessário para dissipar P_T é

$$T_S = F_S P_T \quad (1.8)$$

onde F_S é o fator de auto aquecimento ($\text{°C}/\text{mW}$).

Exercício:

O fabricante de um sensor RTD de fio de platina fornece no data sheet um fator de auto aquecimento igual a $0.5 \text{ °C}/\text{mW}$ no ar. Se este sensor ($R_T = 100\text{Ohms}$) for utilizado em uma ponte de quatro braços iguais com uma fonte de alimentação de 1V , qual o erro na medida da temperatura causada pelo o auto aquecimento.

Estes erros pode ser minimizados limitando-se a dissipação de potência no sensor para menos de 2mW .

4) Os sensores RDT são sensível às pressões aplicada sobre os mesmos. Felizmente, a sensibilidade a tensões é pequena quando comparada com a sensibilidade à temperatura. A menos que os sensores sejam submetido a forte pressões, esta fonte de erro pode ser ignorada.

1.3.2) Termistores

Os termistores são resistores sensível a temperatura fabricados de material semicondutor, tais como óxido de níquel, cobalto, ou magnésio e sulfeto de ferro, alumínio ou cobre. Óxido semicondutores, diferente dos metais, pode exibe uma resistência que decresce com a temperatura, são os chamados NTC (do inglês, negative temperature coeficiente). A relação para um termistor deste disso pode ser expressa por

$$\ln(R/R_0) = \beta(1/T - 1/T_0) \quad (1.9)$$

ou

$$R = R_0 \exp[\beta(1/T - 1/T_0)] \quad (1.10)$$

onde

R é a resistência do termistor na temperatura T
 R₀ é a resistência do termistor na temperatura T₀
 β é a constante do material (3000 - 5000 K)

A sensibilidade S do termistor é obtida da equação (1.10) como

$$S = \Delta R / (R \cdot \Delta T) = -\beta / T^2 \quad (1.11)$$

Para β = 4000 K e T = 298 K, a sensibilidade é igual a -0.045/K, que é cerca de uma ordem de grandeza maior do que a sensibilidade de um sensor RDT de platina (S=0.0035/K).

A equação (1.10) indica que a resistência R de um termistor decresce exponencialmente com a temperatura. Uma curva de resposta típica de um termistor é mostrada na figura (1.3). Desde que a saída do termistor é não linear, uma medida precisa de temperatura deve ser feita usando uma tabela de calibração. Esta linearidade pode ser melhorada pelo uso de circuito linearizadores com, por exemplo um resistor em série no caso de um termistor PTC, ou em paralelo para o NTC.

O intervalo de medida de temperatura com termistores na prática esta limitado a 100°C, devido a estabilidade pobre do sensor quando submetido a altas temperaturas. A precisão na medida depende da técnica empregada para medida de ΔR/R e a calibração do sensor. Com o uso de uma técnica apropriada, temperaturas de 125°C pode ser medida com uma precisão de 0,01°C, e o drift de longo termo melhor do que 0,003°C/ano.

Se o sinal de temperatura é lido através de um sistema de aquisição de dados, é mais adequada realizar a linearização da medida após a conversão analógica-digital no microprocessador. Para isto pode se utilizar a relação de Steinhart-Hart que aproxima precisamente a equação (1.9), e é dada por:

$$\frac{1}{T} = A + B \ln R + C(\ln R)^3 \quad (1.12)$$

onde A, B, e C são constantes determinadas da curva de calibração do termistor.

Exercício:

1.3) Mostre que é possível linearizar em primeira ordem uma curva de um termistor NTC, num certo intervalo, simplesmente colocando-se um resistor de valor apropriado e encontre este valor .

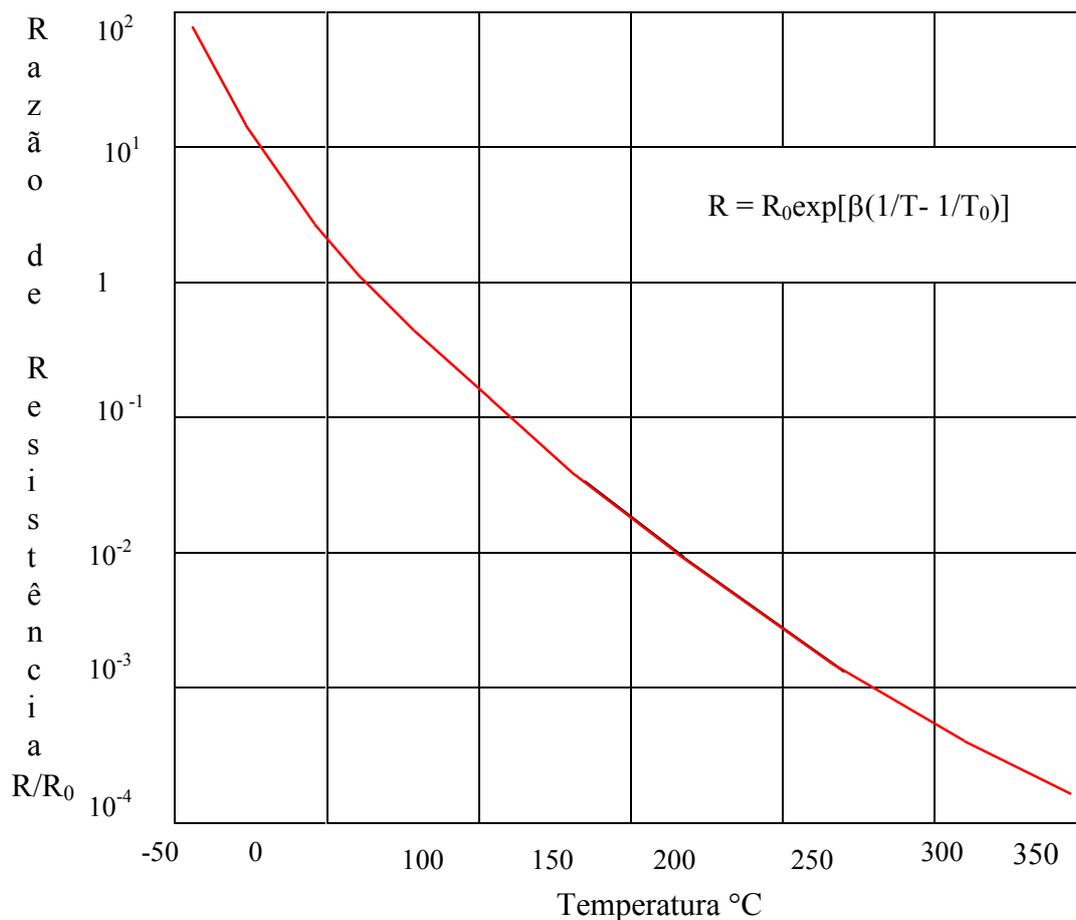


Figura 1.3) Resistência como função da temperatura para termistor tipo NTC

Vários tipos de termistores com vários tipos de formatos estão disponíveis comercialmente que varia de algumas dezenas de Ohms a vários megaOhms. Com o avanço acelerado da tecnologia de materiais é necessário uma constante atualização, e agora, com a revolução da **Internet**, isto tornou-se menos desgastante, desde que você se “pluge”. Através da rede mundial de informação praticamente toda informação necessária para especificação do seu sensor está prontamente disponível.

1.4) Termopares

Um termopar é um simples sensor de temperatura que consiste de dois materiais diferentes em contato térmico. O contato térmico, chamado de **junção** pode ser feito por fusão ou solda de dois materiais diferentes. A figura 1.4a) mostra um termopar de uma simples junção.

A operação de um termopar é baseado na combinação de efeitos termoelétrico que produz uma voltagem de circuito aberto quando duas junções são mantidas em temperaturas diferentes. O diagrama clássico de um circuito de um termopar de duas junções é mostrado na figura 1.4b), onde as junções J_1 e J_2 são mantidas nas temperaturas T_1 e T_2 respectivamente. A voltagem termoelétrica

é uma função não linear com a temperatura que pode ser representada por uma equação empírica na forma

$$V_0 = C_1 (T_1 - T_2) + C_2 (T_1^2 - T_2^2) \quad (1.13)$$

onde

C_1 e C_2 são constante dielétricas que depende do material.
 T_1 e T_2 são as temperaturas das junções

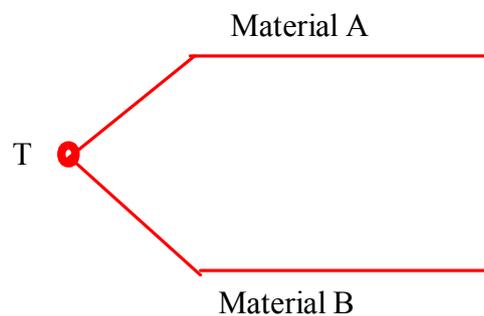


Figura 1.4 a) Termopar de uma simples junção

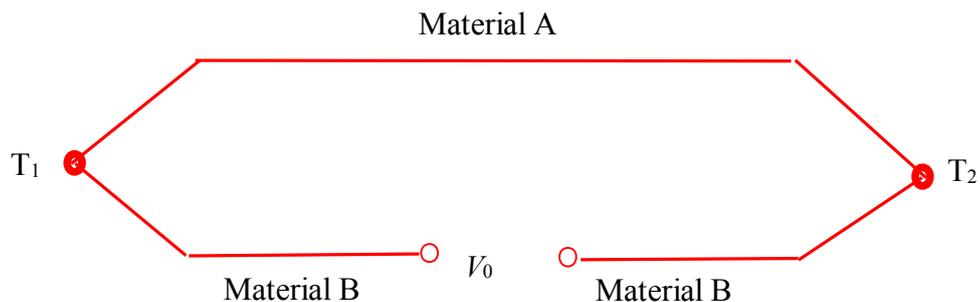


Figura 1.4 b) Circuito de termopar para medição da diferença de temperatura T_1-T_2 .

A geração da voltagem V_0 é devido ao efeito **Seebeck**, que é produzido pela difusão de elétrons através da interface entre os dois materiais. O potencial do material aceitador de elétrons torna-se negativo na região de interface e o material doador torna-se positivo. Assim um campo elétrico é formado pelo fluxo de elétrons na interface. A difusão continua até uma condição de equilíbrio seja alcançada pela ação do campo elétrico sobre os elétrons (mecanismo semelhante a

formação do potencial de barreira na junção PN). Desde que as forças de difusão são dependente da temperatura, o potencial elétrico desenvolvido na junção fornece uma medida desta temperatura.

Além do efeito Seebeck, dois outros efeito termoelétricos básicos ocorrem no circuito do termopar. Estes são:

- 1) Efeito **Peltier**
- 2) Efeito **Thompson**

O efeito Peltier ocorre quando passa um fluxo de corrente no circuito de termopar. Este efeito consiste na transferência de calor na presença da corrente i . Esta quantidade de calor, em watts é dada por

$$q_P = \pi_{AB} \cdot i \quad (1.14)$$

onde

q_P é a quantidade de calor transferida em watts

π_{AB} é o coeficiente de Peltier de A para B da junção AB

deve-se notar que a equação (1.14) é vetorial, isto é, o coeficiente de Peltier muda de sinal com o sentido da corrente. ($\pi_{AB} = -\pi_{BA}$). A figura 1.5) ilustra este efeito e seu comportamento dual.

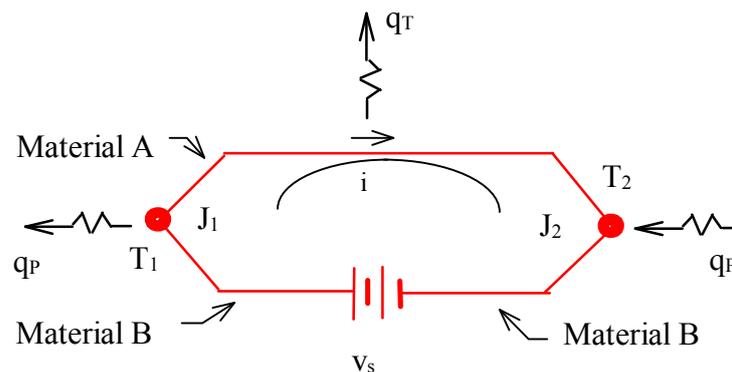


Figura 1.5) Transferência de calor devida ao efeito Peltier, q_p e ao efeito Thompson, q_T

O efeito Thompson é o efeito termoelétrico que afeta o circuito do termopar. Novamente este efeito envolve a geração ou absorção de calor q_T sempre que existe um gradiente de temperatura e há corrente num material. A figura 1.5) ilustra este efeito. A quantidade de calor transferida é dada pela equação

$$q_T = \sigma i(T_1 - T_2) \quad (1.15)$$

onde σ é o coeficiente de Thompson que depende do material condutor.

Ambos estes efeitos produzem (erros) voltagem equivalente que na saída do circuito do termopar e afetam a precisão da medida de temperatura, e portanto devem ser minimizados, limitando-se a corrente que flui através da junção durante a medida de v_0 .

O circuito de termopar da figura 1.4 b) é usado para medir uma temperatura desconhecida T_1 , enquanto a junção J_2 é mantida em uma temperatura referência conhecida, T_2 . Desta forma é possível determinar a temperatura T_1 pela medida da voltagem v_0 . A experiência mostra que a equação 1.13) não é suficiente para representar com precisão a curva característica voltagem X temperatura de um termopar. Na prática utilizar-se tabelas (lookup tables) ou um polinômio de alta ordem na forma

$$T_1 - T_2 = a_0 + a_1 \cdot v_0 + a_2 \cdot v_0^2 + \dots + a_n \cdot v_0^n \quad (1.16)$$

Princípios de operação do termopar

O uso prático de termopares é baseado nos seis princípios de operação do termopar, ilustrados nas figuras 1.5 a) - 1.5 e).

- 1) Um circuito de termopar deve conter no mínimo dois materiais diferentes e no mínimo duas junções (fig. 1.5 a)).
- 2) A voltagem de saída de um circuito de termopar depende somente da diferença entre as temperaturas de junção ($T_1 - T_2$) e é independente da temperatura ao longo do material, desde que não flua nenhuma corrente pelo circuito (fig. 1.5 b)).
- 3) Se um terceiro material C é inserido ao longo do material A ou B, a voltagem de saída é v_0 não é afetada, desde que a temperatura nas duas novas junções sejam as mesma (fig. 1.5 c)).
- 4) A inserção de um material C na junção J_1 ou J_2 , na afeta a voltagem de saída v_0 , desde que as duas novas junções AC ou CB sejam mantidas na mesma temperatura (fig. 1.5 d)).
- 5) Um circuito de termopar com temperatura T_1 e T_2 produz na voltagem de saída $(v_0)_{1-2} = f(T_1 - T_2)$, e se exposta numa temperatura T_2 e T_3 produz uma voltagem de saída

$(v_0)_{2-3} = f(T_2 - T_3)$. Se o mesmo circuito é exposto a temperatura T_1 e T_3 , a voltagem de saída será $(v_0)_{1-3} = (v_0)_{1-2} + (v_0)_{2-3}$ (fig. 1.5 e).

6) Se um circuito de termopar fabricado com materiais A e C gera uma saída $(v_0)_{AC}$ quando exposto a temperatura T_1 e T_2 , e um circuito similar fabricado com materiais C e B gera uma saída $(v_0)_{CB}$, então se um termopar fabricado com materiais A e B gerará uma saída $(v_0)_{AB} = (v_0)_{AC} + (v_0)_{CB}$ (fig. 1.5 f).

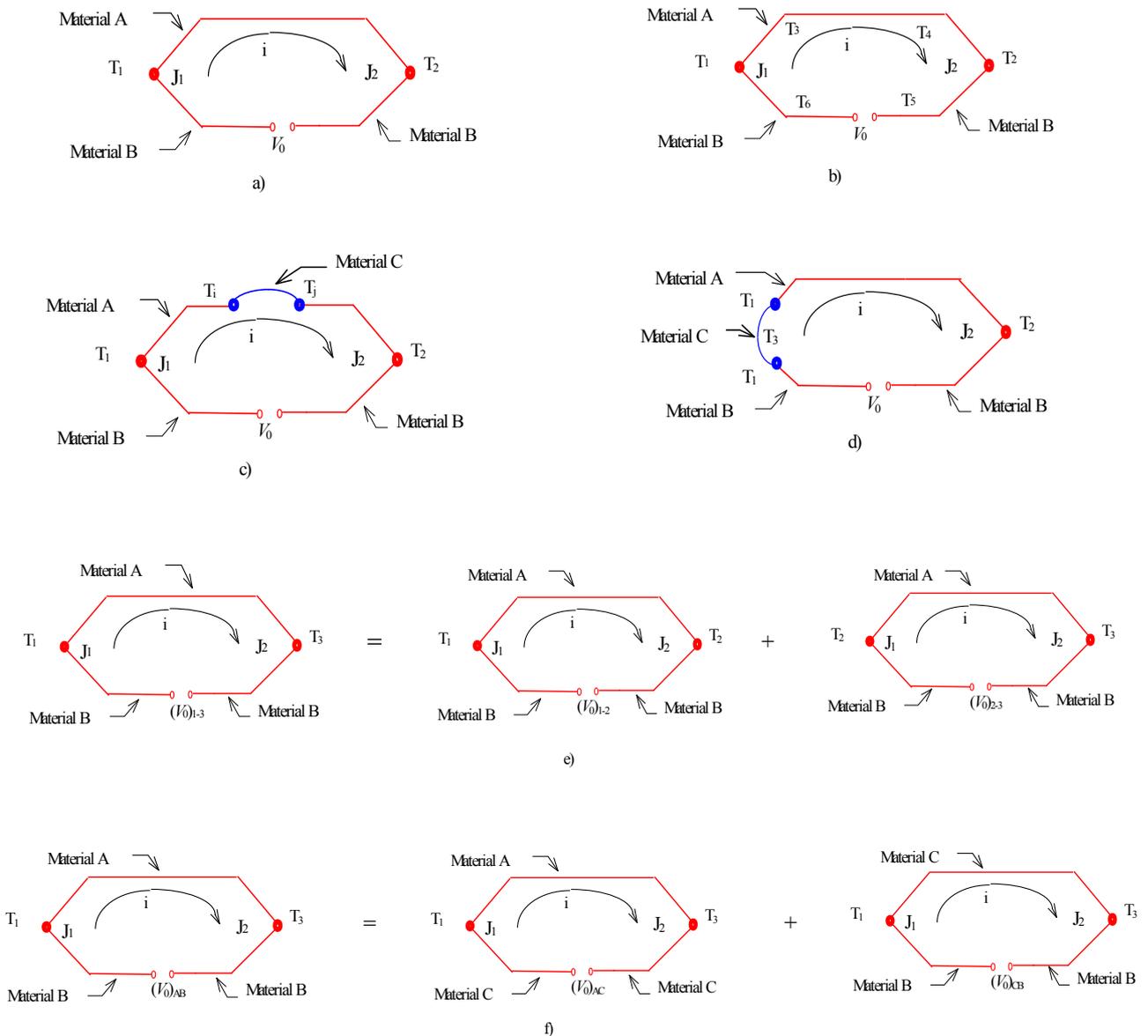


Figura 1.5) Situações típicas encontrada no uso de termopares. a) Circuito de termopar básico. b) Dependência de v_0 somente de $(T_1 - T_2)$. c) Metal intermediário no circuito. d) Metal intermediário na junção. e) Adição da voltagem de saída para diferentes temperatura. f) Adição da voltagem de saída para diferentes termopares para temperaturas idênticas.

Estes seis princípios são importantes porque fornece a base para o projeto de circuito de medida de temperatura.

O primeiro princípio formaliza a observação experimental que um circuito de termopar deve ser fabricado com dois material diferente de modo que duas junções são formadas. A voltagem de saída v_0 tem sido observada se uma função não linear da diferença de temperatura ($T_1 - T_2$) nessa duas junções. Para um fluxo de corrente num sentido mostrado na figura 1.5 a), esta voltagem pode ser expressa por

$$v_0 = e_{BA} \cdot T_1 + e_{AB} \cdot T_2 \quad (1.17)$$

onde

e_{BA} é o potencial da junção por unidade de temperatura na junção quando uma pequena corrente flue do material B para o material A.

e_{AB} é o potencial da junção por unidade de temperatura na junção quando uma pequena corrente flue do material A para o material B.

Desde que $e_{BA} = - e_{AB}$ a equação (1.14) pode ser escrita na forma já vista

$$v_0 = e_{BA} \cdot (T_1 - T_2) \quad (1.18)$$

O segundo princípio indica que a voltagem de saída v_0 do circuito de termopar não é influenciada pela a distribuição de temperatura ao longo do material exceto nos pontos onde as conexões são feitas para formar as junções. Este principio garante na prática que v_0 é independente dos comprimentos dos fios de ligação.

Exercício:

Faça uso do primeiro e segundo princípio de operação do termopar e prove os quatro princípios restantes.

Materiais Termoelétricos

O efeito termoelétrico ocorre sempre se um circuito de termopar é fabricado com dois metais diferentes; portanto uma grande quantidade de materiais são adequado para uso em termopares. Entretanto, estes materiais são selecionados tendo em vista algumas propriedade desejáveis listadas abaixo:

- 1) Estabilidade de longo tempo (long-term stability) em temperaturas elevadas.
- 2) Compatibilidade com a instrumentação disponível.
- 3) Custo reduzido.
- 4) Máxima sensibilidade sobre todo o intervalo de operação

As sensibilidades de vários materiais em combinação com a platina são apresentada na tabela 1.1). Os valores desta tabela permite que a sensibilidade S à 0°C de um termopar fabricado com qualquer material listado na tabela possa ser determinado, como feito no exercício abaixo.

Exercício:

Determinar a sensibilidade à 0°C de um termopar de Cromel-Alumel a partir dos valores listados na tabela 1.1).

Tabela 1.1) Sensibilidade S de Alguns materiais combinados com platina à 0°C .

Material	Sensibilidade S	
	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{F}$
Bismuto	-72	-40
Constantan?	-35	-19,4
Níquel	-15	-8,3
Alumel?	-13,6	-7,6
Nisil?	-10,7	-5,9
Platina	0	0
Mercúrio	0,6	0,3
Carbono	3,0	1,7
Alumínio	3,5	1,9
Chumbo	4,0	2,2
Prata	6,5	3,6
Cobre	6,5	3,6
Ouro	6,5	3,6
Tungstênio	7,5	4,2
Nicrosil?	15,4	8,6
Ferro	18,5	10,3
Cromel?	25,8	14,3
Germânio	300	167
Silício	440	244
Telúrio	500	278
Selênio	900	500

Vale lembrar que a sensibilidade S é uma função não linear da temperatura; de maneira que para todo o intervalo de temperatura de operação do termopar os valores de setes materiais mais usados são mostrado na tabela 1.2).

Tabela 1.2) Sensibilidade S em função da temperatura para os sete tipos de termopar.

Temperatura (°C)	E	J	K	N	R	S	T
-200	25,1	21,9	15,3	9,9	-	-	15,7
-100	45,2	41,1	30,5	20,9	-	-	28,4
0	58,7	50,4	39,5	26,1	5,3	5,4	38,7
100	65,7	54,3	41,4	29,7	7,5	7,3	46,8
200	74,0	55,5	40,0	33,0	8,8	8,5	53,1
300	77,9	55,4	41,4	35,4	9,7	9,1	58,1
400	80,0	55,1	42,2	37,0	10,4	9,6	61,8
500	80,9	56,0	42,6	-	10,9	9,9	-
600	80,7	58,5	42,5	-	11,3	10,2	-
700	79,9	62,2	41,9	-	11,8	10,5	-
800	78,4	-	41,0	-	12,3	10,9	-
900	76,7	-	40,0	-	12,8	11,2	-
1000	74,9	-	39,8	-	13,2	11,5	-

As letras E, J, K, N, R, S, e T são projetadas pelo padrão ANSI (America National Society Instrument - PADRÃO MC 96.1-1975) e os pares de materiais usados nestes termopares são definidos na tabela 1.3).

Tabela 1.3) Materiais empregados nos termopares padrão.

Tipo	Material positivo	Material negativo
E	Cromel	Constantan
J	Ferro	Constantan
K	Cromel	Alumel
N	Nicrosil	Nisil
R	Platina 13% Ródio	Platina
S	Platina 10% Ródio	Platina
T	Cobre	Constantan

A voltagem de saída v_0 em função da temperatura para vários tipos de mais comuns de termopar é mostrado na figura 1.6) . Como podemos observar na figura, o termopar tipo E (Cromel-constantan) gera uma maior saída para uma dada temperatura; mais infelizmente, a sua maior temperatura de operação é de 1000 °C. O intervalo de temperatura e as saídas de voltagem , para os tipos mais comuns de termopar é mostrado na tabela 1.4)

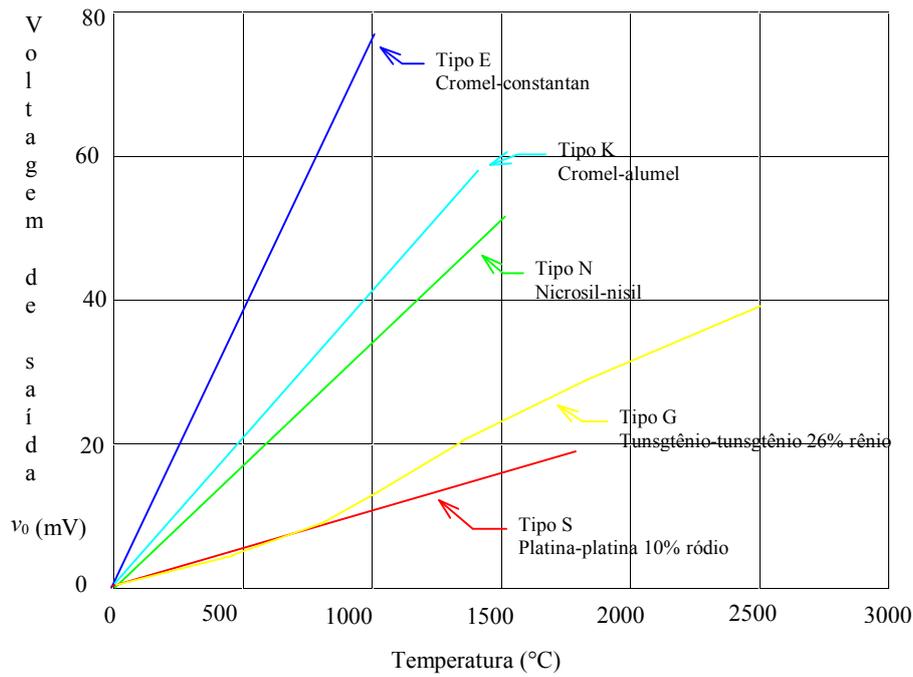


Figura 1.6) Voltagem de saída v_0 versus temperatura T

Tabela 1.3) Intervalo de temperatura e voltagem de saída para vários termopares.

Tipos	Intervalo de temperatura		Voltagem de saída
	°C	°F	(mV)
Cobre-constantan	-185 à 400	-300 à 750	-5,284 à 20,805
Ferro-constantan	-185 à 870	-300 à 1600	-7,52 à 50,05
Cromel-Alumel	-185 à 1260	-300 à 2300	-5,51 à 51,05
Cromel-constantan	0 à 980	-32 à 1800	0 à 75,12
Nicrosil-Nisil	-270 à 1300	-450 à 2372	-4,345 à 47,502
Platina -10% ródio	0 à 1535	32 à 2800	0 à 15,979
Platina -13% ródio	0 à 1590	32 à 2900	0 à 18,636
Platina -30% ródio	38 à 1800	100 à 3270	0,007 à 13,499
Platinel 1813 - Platinel 1503	0 à 1300	32 à 2372	0 à 51,1
Irídio- 60% ródio- 40% irídio	1400 à 1830	2552 à 3326	7,30 à 9,55
Tungstênio 3% rênio-tungstênio 25% rênio	10 à 2200	50 à 4000	0,064 à 29,47
Tungstênio-tungstênio 25% rênio	16 à 2800	60 à 5072	0,042 à 43,25
Tungstênio 5% rênio-tungstênio 26% rênio	0 à 2760	32 à 5000	0 à 38,45

A estabilidade de longo tempo (long-term stability) é uma propriedade importante do termopar se a temperatura deve ser monitorada por um longo tempo. Um relativamente novo tipo de termopar foi recentemente desenvolvido, tipo N (nicosil-nisil) que apresenta uma estabilidade termoelétrica muito elevada. Instabilidade térmica de vários termopares padrão ocorre a partir de 100 à 1000 h de exposição a temperatura.

O erro mais importante introduzido pelos efeitos da instabilidade térmica é o gradual e acumulativo “drift” na voltagem de saída durante a longa exposição do termopar à temperaturas elevadas. Este efeito é devido a mudança na composição na junção causada pela oxidação interna e externa. O termopar tipo N foi desenvolvido para eliminar as oxidações internas e minimizar as oxidações externas.

O “drift de longo tempo na saída de termopares tipos N, E, J, e K é mostrado na figura 1.7) como função do tempo de exposição a uma temperatura constante de 777 °C. como podemos observar o “drift” do termopar tipo J fabricado com fio AWG N°.14 é excessivo após um somente 100 a 200 h . Aumentando o fio para AWG N°.8 melhora-se a estabilidade mais ainda é inadequado para aplicações de longo tempo. Somente os termopares tipo K e N exibem uma estabilidade necessária para medida de temperatura de até 777 °C e no mínimo 1500 h.

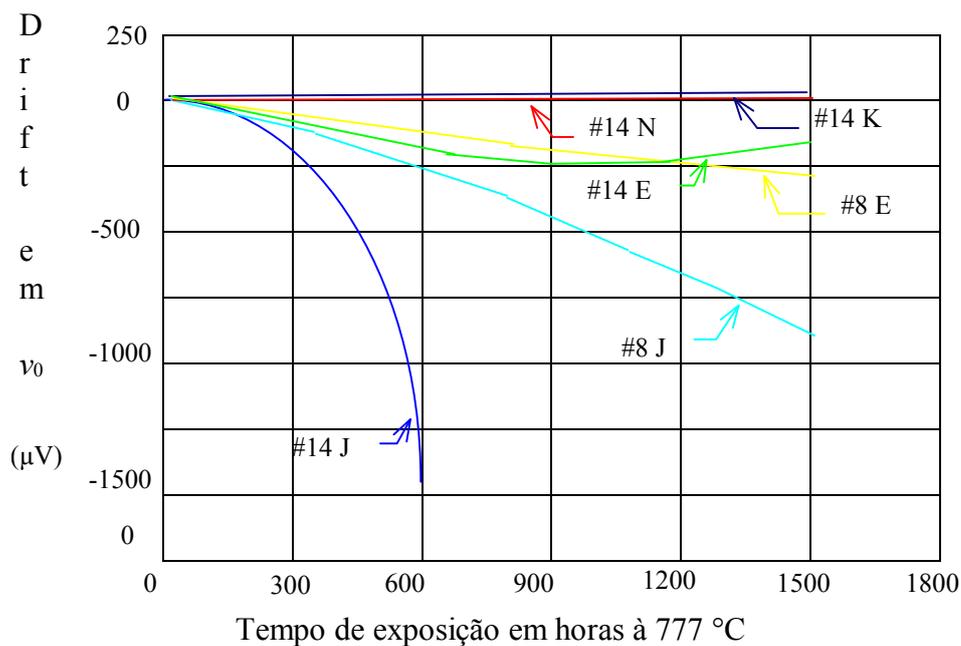


Figura 1.7) “Drift” da saída v_0 para diferentes tipo de termopar em função do tempo de exposição a uma temperatura constante de 777 °C.

Temperatura de referência da Junção Fria

Como vimos anteriormente, o termopar fornece uma saída v_0 proporcional a diferença $(T_1 - T_2)$, assim é imprescindível que a temperatura na junção J_2 (T_2) (chamada de junção fria) seja mantida constante ou precisamente controlada. Os métodos mais comuns são usados para realizar esta função:

- 1) Inserir J_2 na mistura água/gelo em equilíbrio ($T = 0.1^\circ\text{C}$).
- 2) Efeito de refrigeração de Peltier
- 3) Método de ponte elétrica
- 4) Manter a temperatura na junção fria, T_2 maior que a temperatura ambiente
- 5) Método “double-oven” (duplo aquecedor)

No primeiro método insere-se a junção fria numa garrafa térmica com a mistura água/gelo, tampada para evitar perdas e gradientes de temperatura. A água deve ser removida periodicamente e o gelo deve ser adicionado para manter a temperatura constante. Esta mistura mantém a temperatura da junção à 0.1°C .

O segundo método faz uso do refrigerador de Peltier. O termopar é acondicionado num reservatório contendo água deionizada e destilada mantida à 0°C . As paredes externas do reservatório são resfriadas pelos elementos de refrigeração termoelétrica até que a água comece a congelar. O aumento do volume da água quando ela começa a congelar sobre as paredes do reservatório que expande um fole, que contém uma microchave é desativa os elementos de refrigeração. O ciclo de congelamento e descongelamento do gelo nas paredes do reservatório mantém a temperatura da água precisamente à 0°C .

O terceiro método consiste em monitorar a temperatura do ambiente através de um RDT é gerar uma voltagem de saída que é igual e oposta a voltagem do circuito do termopar devido a mudança em T_2 . A figura 1.8) ilustra este método.

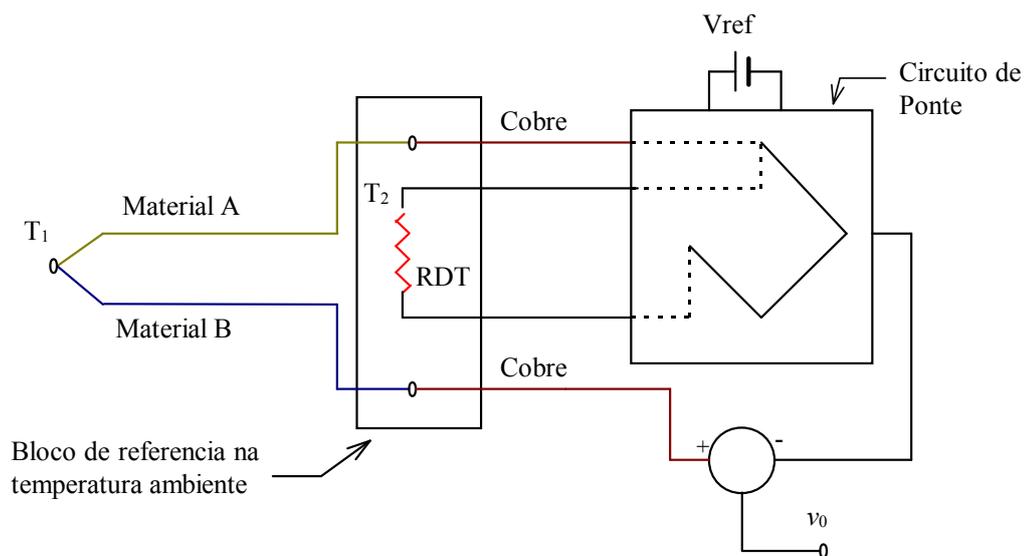


Figura 1.8) Método de ponte elétrica para compensação de junção fria.

O quarto método simplesmente baseia-se no fato que é mais fácil o aquecimento ao resfriamento para trabalhar numa temperatura controlada de junção fria mais elevada e que a temperatura ambiente. A tabela voltagem-temperatura do termopar deve ser deslocada em tensão para corrigir a temperatura de junção fria diferente de 0°C .

Finalmente, o quinto método que elimina a necessidade de correção da temperatura de junção, emprega dois aquecedores em diferentes temperaturas para emular uma temperatura de referencia de 0°C (figura 1.9) . Na figura 1.9) cada uma das duas junções (Cromel-Alumel) no primeiro aquecedor produz uma voltagem de 2.66mV na temperatura do aquecedor de 65.5°C . Esta voltagem total de $2 \times 2.66 = 5.32\text{mV}$ é cancelada pela dupla junção de Alumel-cobre e cobre-Alumel no segundo aquecedor que esta a 130°C . O efeito líquido das quatro junções nos dois aquecedores é produzir uma equivalente termoelétrico com uma simples junção fria à 0°C .

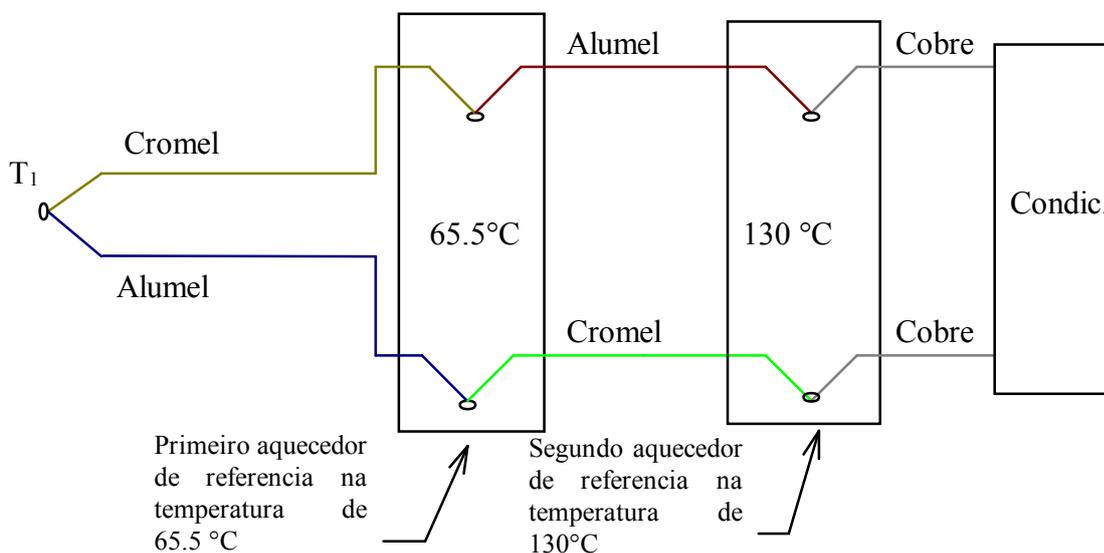


Figura 1.9) Método "double-oven" (duplo aquecedor)

Fios de ligação

O material usado para fornecer isolamento para os fios de ligação é determinado pela máxima temperatura que o termopar estará sujeito. Os tipos de isolamento e seus limites de temperatura estão mostrado na tabela 1.4)

Em aplicações de alta temperatura, os fios de ligação são disponível com uma isolamento de cerâmica tendo de uma blindagem metálica.

Em alguma aplicações faz-se necessário separar a medida e a junção fria por uma distancia apreciável. Nestas circunstâncias, fios especiais, conhecidos como **fios de extensão**, são inseridos entre a junção quente e a junção fria. Os fios de extensão são feitos do mesmo material da junção do termopar e portanto exhibe aproximadamente as mesma propriedades termoelétricas. A principal

vantagem do fio de extensão é a melhora nas propriedades do fio. Por exemplo cachos de fios de menor diâmetro com isolamento de PVC de fácil instalação podem ser usados em sistemas de baixo custo.

Tabela 1.4) Características de isolamento de fios de ligação de termopar

Material	Resistência de abrasão	Flexibilidade	Temperatura (0°C)	
			Max.	Min.
Poliestireno	Boa	Excelente	105	-40
	Boa	Excelente	75	-75
Nylon	Excelente	Boa	150	-55
Teflon-FEP	Excelente	Boa	200	-200
Teflon-PFA	Excelente	Boa	260	-267
Silicone	Regular	Excelente	200	-75
	Regular	Boa	1204	-17
Fibra de vidro	Ruim	Boa	482	-75
	Ruim	Boa	871	-75
	Excelente	Boa	316	-267

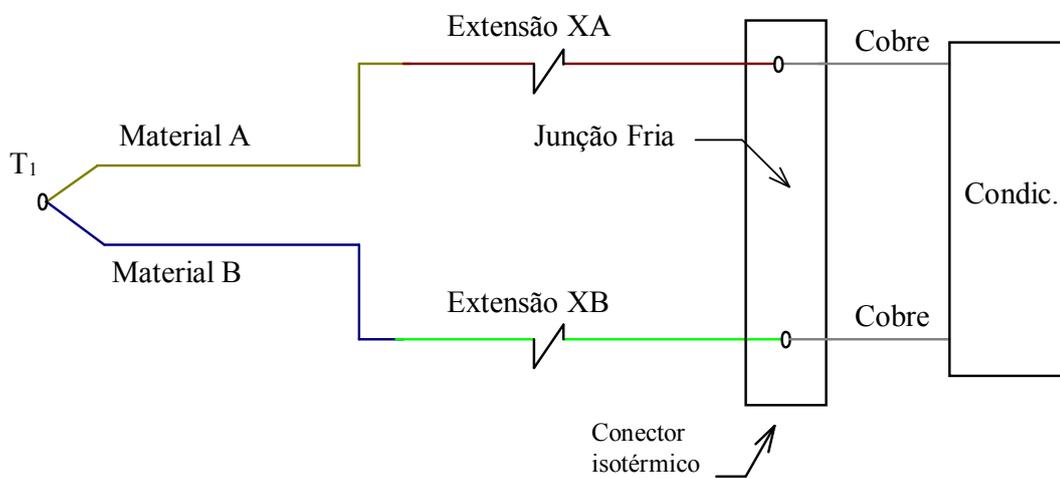


Figura 1.10) Uso do fio de extensão no circuito do termopar

Fontes de erros

Vários tipos de erros podem ser introduzido durante a medida de temperatura com o uso de termopares. Erros devidos a carregamento do circuito do termopar (já descrito) , precisão na leitura, ruído e resposta dinâmica devem ser minimizados afim de alcançar precisão desejada. Existe ainda outro tipo de erro inerente a sensores de temperatura, o chamado **erro de inserção**. O erro de inserção é o resultado do aquecimento ou resfriamento da junção que muda a temperatura da junção T do meio na temperatura T_m . Este erro é classificado em três tipos:

- 1) Erro de condução
- 2) Erro de recuperação
- 3) Erro de radiação

O primeiro erro é devido a transferência ou absorção de calor por condução para o ambiente através do contato do termopar com o corpo a ser monitorado. Este erro é mais significativo quando a massa térmica do termopar é comparável com a do sistema.

O segundo erro acontece sempre que um termopar é inserido no meio de um gás movimentando-se à alta velocidade, resultando na estagnação do gás próximo ao probe de medida.

Finalmente, o terceiro erro é devido a perdas por radiação de calor. Este erro é mais significativo em altas temperaturas.

1.5) Outros sensores térmicos

Outros tipos de sensores térmico são disponíveis no mercado. Dentre estes podemos citar o sensor de temperatura semicondutor na forma de circuito integrado, que fornece normalmente uma saída em corrente proporcional a temperatura absoluta, quando uma voltagem entre 4 e 30 V é aplicado nos seus terminais. Este tipo de sensor de temperatura é um regulador de corrente constante sobre uma temperatura de -55 a 150 °C. O sensor apresenta uma sensibilidade de corrente nominal S_i de $1 \mu\text{A/K}$. As características corrente de saída versus voltagem de entrada para várias temperaturas são mostradas na figura 1.11).

O sensor de temperatura integrado é ideal para aplicações remota desde que ele age como fonte de corrente constante e como resultado, a resistência dos fios de ligação não afeta a medida. Vários problemas encontrado nos sensores RTD, termistores e termopares não estão presente neste sensor.

A voltagem de saída v_0 do circuito do sensor de temperatura é controlado por uma resistência colocada em série, como mostrado na figura 1.12). Desde que o sensor serve como fonte de corrente, a voltagem de saída pode ser expressa por

$$v_0 = i \cdot R_s = S_i n \cdot T \cdot R_s = S_T \cdot T \quad (1.19)$$

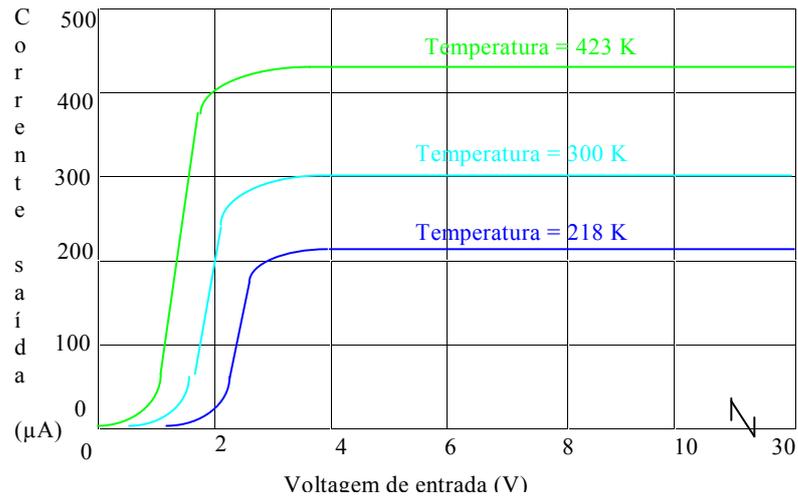


Figura 1.11) Características de um sensor integrado de dois terminais

onde

S_i é a sensibilidade do sensor em corrente

R_s é a resistência série na qual a voltagem de saída é medida

T é a temperatura absoluta

i é a corrente de saída na temperatura T

S_T é a sensibilidade do sensor em volts

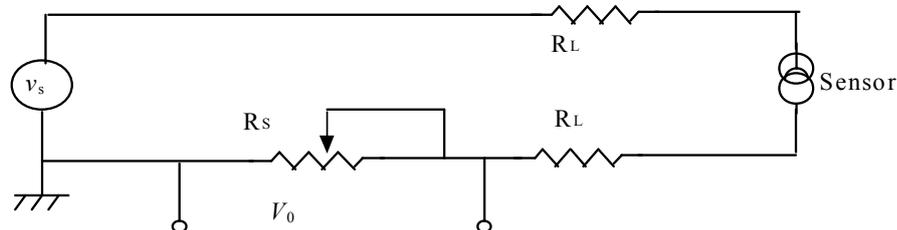


Figura 1.12) Circuito para medição de temperatura com sensor integrado

1.6) Sumário

Os diferentes tipos de sensores disponíveis para medições de temperatura, incluem principalmente RTD (resistance-temperature-detectors), termistores, termopares e Sensores integrados. Cada um destes apresenta suas vantagens e desvantagens; a escolha do sensor apropriado para uma aplicação particular é normalmente baseada nas seguintes considerações:

- 1) Intervalo de temperatura
- 2) Precisão
- 3) Ambiente
- 4) Resposta dinâmica
- 5) Instrumentação disponível

As vantagens e desvantagens dos quatro mais populares sensores para medidas de temperatura são mostradas na figura?. É importante notar que com o rápido avanço em tecnologia de novos material pode modificar as vantagens e desvantagens destes sensores, de maneira que uma constante atualização faz-se necessário.

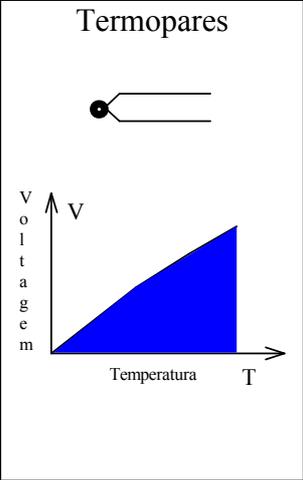
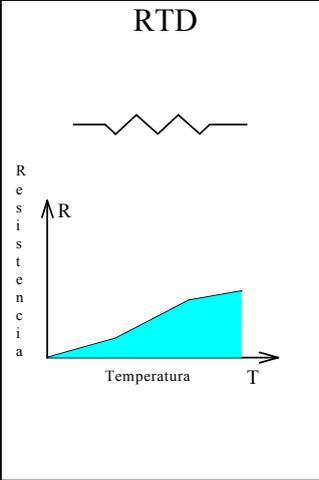
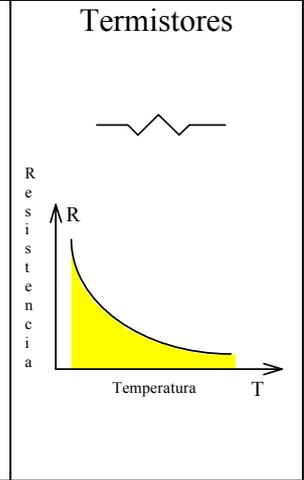
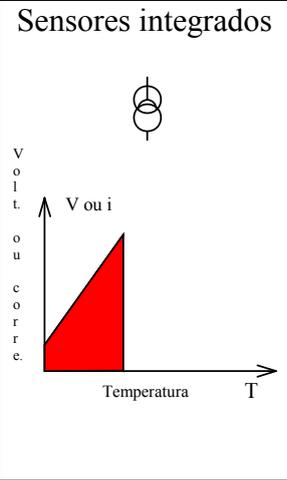
	Termopares	RTD	Termistores	Sensores integrados
				
V a n t a g e n s	<ul style="list-style-type: none"> • Auto excitado • Simples • Robusto • Baixo custo • Grande variedade • Grande intervalo de operação 	<ul style="list-style-type: none"> • Mais estável • Mais preciso • Mais linear que termopar 	<ul style="list-style-type: none"> • Alta sensibilidade • Rápido • Medida com dois fios 	<ul style="list-style-type: none"> • Mais linear • Maior saída • Baixo custo
D e s v a n t a g e n s	<ul style="list-style-type: none"> • Não linear • Baixa sensibilidade • Voltagem de referência necessária • Menos estável • Baixa voltagem 	<ul style="list-style-type: none"> • Caro • Fonte de corrente necessária • Pequeno DR • Baixa resistência • Auto aquecimento 	<ul style="list-style-type: none"> • Não linear • Pequeno intervalo de temperatura • Frágil • Fonte de corrente necessária • Auto aquecimento 	<ul style="list-style-type: none"> • Temperatura <200 0°C • Fonte de potência necessária • Lento • Auto aquecimento • Configurações limitadas

Figura 1.13) Vantagens e desvantagens dos sensores de temperatura mais comum

2) Sensores Mecânicos

2.1) Introdução

Como sensores mecânicos podemos entender todos aqueles dispositivos que realizam a transdução de uma grandeza mecânica em um sinal elétrico.

Uma enorme variedade de sensores é disponível para medidas de quantidades mecânicas, e a descrição detalhada de cada um destes sensores demandaria um tempo razoável, e foge ao objetivo deste curso. Apesar disso, procuramos apresentar de uma maneira breve, e sempre que possível completa, os princípios de funcionamentos dos principais tipo de sensores.

2.2) Sensores de deslocamento e de posição

Os sensores de deslocamento e posição são sensores que transforma as grandezas ângulo, posição e proximidade em sinais elétrico.

Os três tipos mais comum de sensores de deslocamento e posição são:

- 1) Potenciométrico
- 2) Capacitivo
- 3) Indutivo
- 4) Relutância variável
- 5) Ótico

2.2.1) Potenciométrico

O tipo mais simples de sensor potenciométrico de posição é mostrado de forma esquemática na figura 2.1). Este tipo de sensor é bastante utilizado em impressoras jato de tinta para controle do posicionamento do carro que contém os cartuchos de tinta. O sensor consiste de um resistor de fio ou filme deslizante de comprimento l e sobre o qual aplica-se uma voltagem v_i . A relação entre a voltagem de saída v_0 e a posição x do contato deslizante ct , quando este move-se ao longo do comprimento do fio, pode ser expresso por

$$v_0 = x/l \cdot v_i \quad \text{ou} \quad x = v_0/v_i \cdot l \quad (2.1)$$

assim, a posição ou deslocamento pode ser medido.

Os resistores de fio rígido não são possíveis de serem usados em muitas aplicações, pois a resistência de um fio curto é baixa e isto implica em um excessivo consumo de potência da voltagem v_i . Para contornar esta dificuldade, estes tipos de sensores são obtidos enrolando-se um fio de alta resistência sobre um material isolante de formato adequado, como mostra a figura 2.2). Técnicas mais recentes permitem construir sensores potenciométricos através da deposição de filmes sobre película flexíveis de material isolante. A resistência destes filmes exibe uma alta

resolução, baixo ruído, e longo tempo de vida. Por exemplo, uma resistência de 50 a 100 Ohms/mm pode ser obtida e resolução tão alta quanto 0.001 mm pode ser alcançada. Estes sensores apresentam um baixo custo e são usados intensivamente. (figura 2.3).

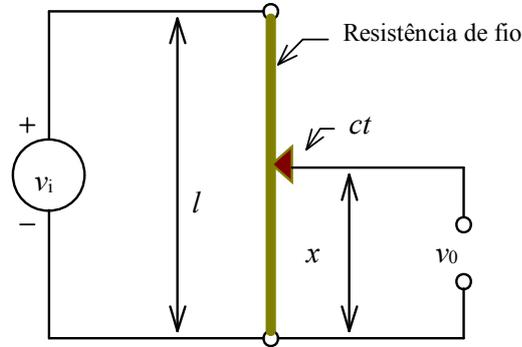


Figura 2.1) Sensor de posição tipo potenciométrico

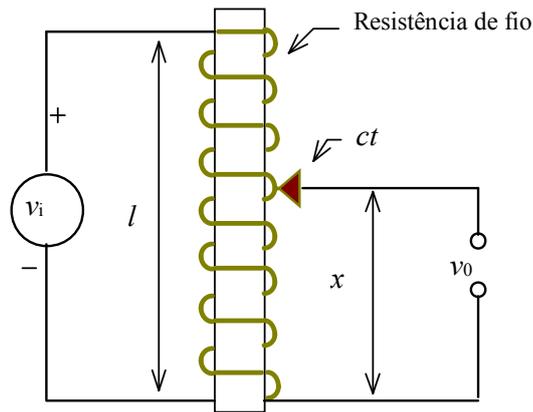


Figura 2.2) Sensor de posição tipo potenciométrico de resistência elevada

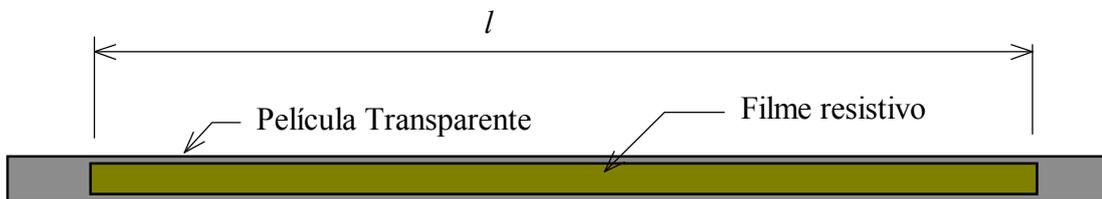


Figura 2.3) Sensor de posição com filme fino

Sensores potenciométricos de formato cilíndrico, similares aqueles ilustrados na figura 2.2), são usado para medida de deslocamento ou posição angular. O valor da resistência deste tipo de sensores situa-se na faixa de 10 a 10^6 Ohms, dependendo do tipo, diâmetro e comprimento utilizado.

O “range” do sensor de posição linear depende do comprimento l . Os sensores lineares podem ser encontrados até o limite de 1 m. O “range” do sensor de posição angular pode ser estendido arranjando-se um sensor no formato helicoidal. Potenciômetros Helicoidal (Helipot) são disponíveis comercialmente com 20 voltas; portanto deslocamentos angulares de até 7200 grau pode ser medidos facilmente.

O contato ct quando em movimento normalmente exibe ruído. Este ruído pode ser minimizado garantindo-se que o contato esteja limpo e livre de oxido.

2.2.2) Capacitivo

Sensor de posição capacitivo é utilizado para medida de posição de até algum milímetro e bastante utilizado em medida de vibrações relativas. Um sensor típico capacitivo é ilustrado na figura 2.4) e consiste de uma placa alvo e uma segunda placa chamada de cabeça do sensor. Estas duas placa são separadas por um “gap” de ar de espessura h e forma os dois terminais de um capacitor, que apresenta uma capacitância C dada por

$$C = k K A/h \quad (2.2)$$

onde

C é a capacitância em picofarads (pF)

A é a área do cabeça do sensor ($\pi \cdot D^2/4$)

K é a constante dielétrica do meio ($K = 1$ para o ar)

k é uma constante de proporcionalidade; $k = 0.225$ para dimensão em polegada e 0.00885 para dimensão em milímetro)

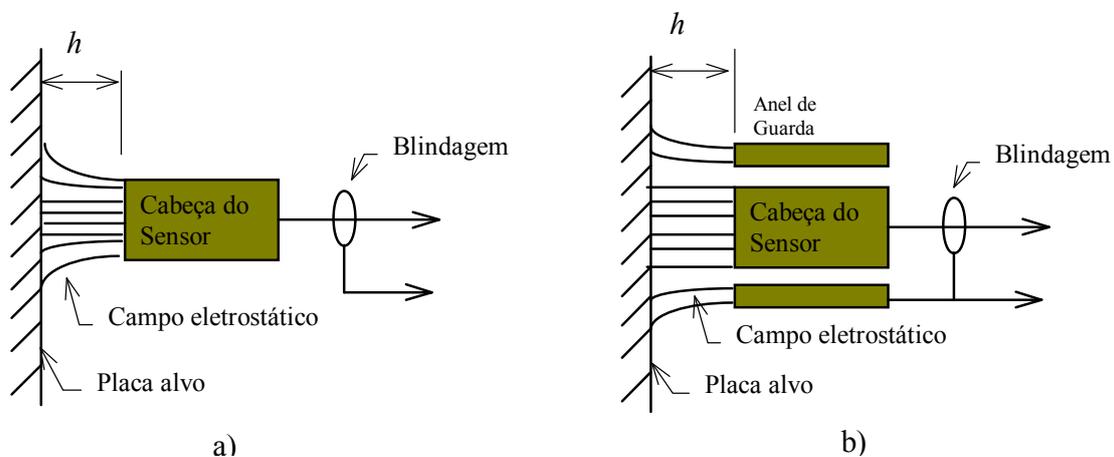


Figura 2.4) Sensor capacitivo. a) sem anel de guarda b) com anel de guarda

Se a separação entre a cabeça e o alvo se altera por uma quantidade Dh , então a capacitância C torna-se

$$C + \Delta C = k * K * A \frac{1}{(h + \Delta h)} \quad (2.3)$$

ou rescrito na forma

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta h/h}{1 + (\Delta h/h)} \quad (2.4)$$

Este resultado mostra que $(\Delta C/C)$ é não linear, devido ao termo $(\Delta h/h)$ no denominador da equação (2.4). Para evitar a dificuldade de se usar um sensor capacitivo com saída não linear, a variação na impedância antes que a capacitância é medida. Usado o fato que

$$Z_c = -\frac{j}{\omega C} \quad (2.5)$$

Com a capacitância mudando de ΔC , então

$$Z_c + \Delta Z_c = -\frac{j}{\omega} \left[\frac{1}{C + \Delta C} \right] \quad (2.6)$$

Substituindo a equação (2.5) em (2.6) resulta

$$\frac{\Delta Z_c}{Z_c} = -\frac{\Delta C/C}{1 + \Delta C/C} \quad (2.7)$$

E finalmente substituindo a equação (2.4) em (2.7) resulta

$$\frac{\Delta Z_c}{Z_c} = \frac{\Delta h}{h} \quad (2.8)$$

Da equação (2.8) é claro que a impedância capacitiva é linear com h e o método de medida de impedância de ΔZ_c permitirá, através de duas placas simples (O alvo com terra e a cabeça do sensor com terminal positivo), a medida do deslocamento Δh .

A cabeça do sensor normalmente tem um formato cilíndrico e a equação (2.8) é válida desde que $0 < h < D/4$ onde D é o diâmetro da cabeça do sensor. O intervalo de linearidade pode ser estendido para $h \cong D/2$ se um anel de guarda ao redor do sensor é usado, como mostra a figura 2.4 b).

A sensibilidade do sensor é obtida com ao auxílio das equações (2.2), (2.5) e (2.8) e é expressa por

$$S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta h} = \left| \frac{Z_c}{h} \right| = \left| \frac{1}{\omega \cdot C \cdot h} \right| = \left| \frac{1}{\omega \cdot k \cdot K \cdot A} \right| \quad (2.9)$$

Como pode ser observado a sensibilidade pode ser melhorada pela redução da área A do sensor; entretanto, como foi visto anteriormente, é limitada pela linearidade. De maneira que claramente existe um **compromisso entre sensibilidade e linearidade**. Da mesma forma existe um compromisso entre a sensibilidade (aumenta quando ω diminui) e a resposta em frequência do sensor (aumenta quando ω aumento).

O sensor capacitivo tem várias vantagens. Ele realiza uma medida sem nenhum contato e pode ser usado com qualquer material para o alvo, desde que este apresente uma resistividade menor do que 100 Ohms-cm. O sensor é robusto e pode ser sujeito a choque operar em ambiente de muita vibração. Pela o exame da equação (2.9) para sensibilidade S , mostra que a constante dielétrica K é somente o parâmetro que pode mudar com a temperatura. Desde que K é constante para o ar para um grande intervalo de temperatura, o sensor de capacitivo tem excelente características de temperatura.

A mudança da impedância capacitiva Z_c é normalmente medida com o circuito mostrado na figura 2.5). A cabeça, a blindagem e o anel de guarda são alimentado com uma fonte de voltagem AC com corrente constante. Um oscilador digital fornece uma frequência constante em 15.6 kHz utilizado para alimentar esta fonte e como referência de frequência para o detector síncrono. A queda de voltagem através da cabeça é sentida com o um pré-amplificador de baixa capacitância. O sinal do pré-amplificador é então amplificado com um ganho fixo por um amplificador de instrumentação. O sinal do amplificador de instrumentação é retificado e fornecido ao detetor síncrono. Após a filtragem (para eliminar “ripple de alta frequência) e linearização adequadas o sinal é entregue ao circuito de saída com ajustes de ganho e de “off-set”).

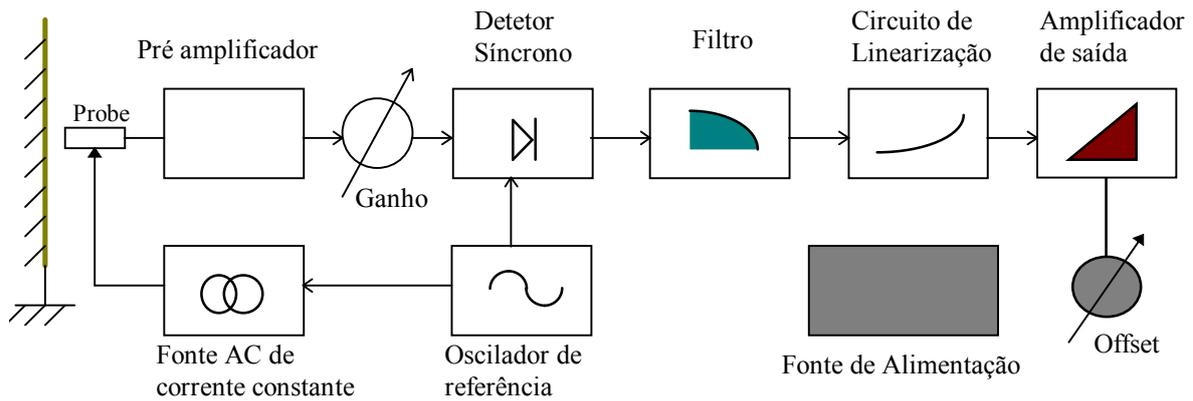


Figura 2.5) Diagrama esquemático de um sistema de medida para um sensor capacitivo

2.2.3) Indutivo

Outro sensor bastante utilizado para medida de pequenas distâncias é o sensor baseado nas **correntes de Eddy** que são induzidas numa superfície condutora quando as linhas de fluxo magnético interceptam com a superfície condutora, como ilustrado na figura 2.6).

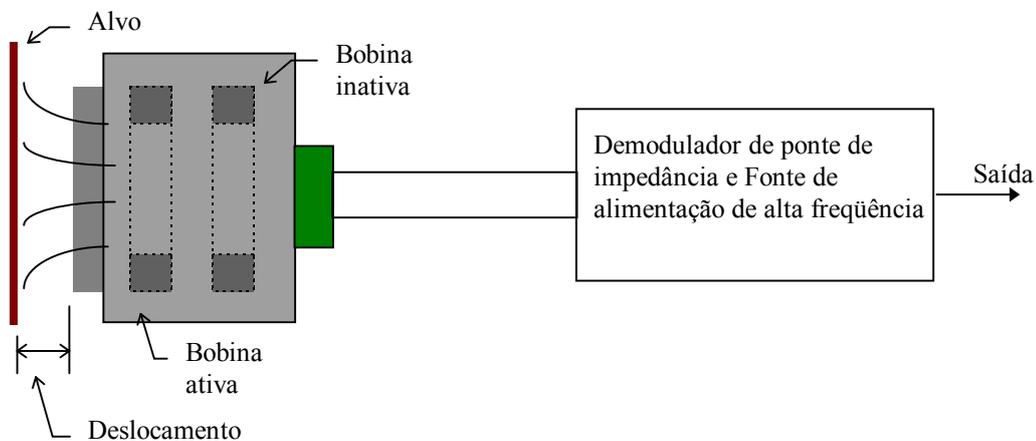


Figura 2.6) Diagrama esquemático para um sensor indutivo

A magnitude das correntes de Eddy produzidas na superfície do material condutor é uma função da distância da bobina ativa e a superfície. As correntes de Eddy aumentam quando a distância diminui.

A mudança nas correntes de Eddy são sentidas com uma ponte de impedância. As duas bobinas formam os dois braços da ponte. Os outros dois braços são referência de impedância do circuito de condicionamento. A primeira bobina no sensor (bobina ativa) que muda a sua

indutância com o movimento do alvo, é ligada no braço ativo da ponte. A segunda bobina é ligada no braço oposto da mesma ponte. A saída da ponte é demodulada e fornece um sinal analógico que é linearmente proporcional a distancia do sensor ao alvo.

A sensibilidade do sensor é fortemente dependente do material do alvo, onde uma alta sensibilidade está associado com materiais de alta condutividade. A saída do sensor indutivo normalizado com relação ao alumínio para os principais elementos normalmente presente no alvo é mostrado na figura 2.6). Para um alvo de alumínio a sensibilidade típica é de 4V/mm.

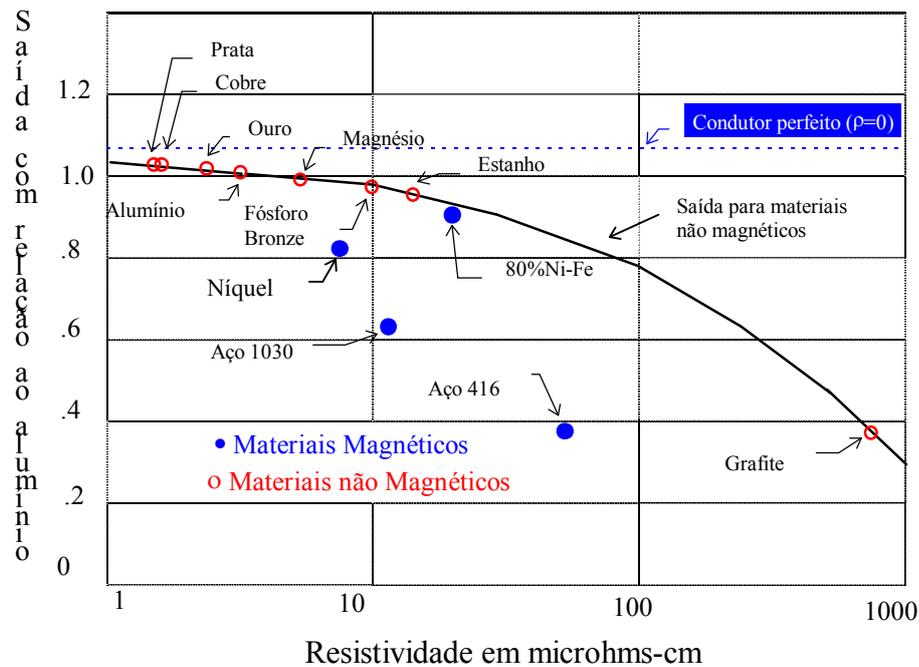


Figura 2.6) Saída relativa de um sensor de corrente de Eddy como função da resistividade do material do alvo.

A influência da temperatura na saída do sensor é pequena devida ao arranjo diferencial proporcionado pelas duas bobinas. A maior causa dessa dependência é devido ao fato de a resistividade do material do alvo varia com a temperatura. Para o alumínio como alvo, o sensor apresenta uma sensibilidade à temperatura de 0.0022%/°C.

Da mesma forma que o sensor indutivo, o intervalo de operação do sensor depende do diâmetro da bobina ativa. A relação intervalo/diâmetro é normalmente igual à 0.25 e a resposta em frequência é da ordem de 20-50 KHz.

2.2.4) Relutância variável

Outros sensores de deslocamento baseiam-se na variação do acoplamento entre indutâncias.

O mais conhecido sensor que se baseia neste princípio para fornecer uma saída proporcional ao deslocamento linear, é o **linear variable differential transformer (LVDT)**. A figura 2.7 mostra uma ilustração de um LVDT. Este consiste de três bobinas simetricamente espaçadas ao redor de um núcleo contendo um cilindro de um material magnético. O cilindro magnético quando se move ao longo do núcleo sem contato, provoca a mudança no fluxo magnético que liga a bobina central e as laterais. Desta forma a posição do cilindro controla a indutância entre as bobinas central e laterais.

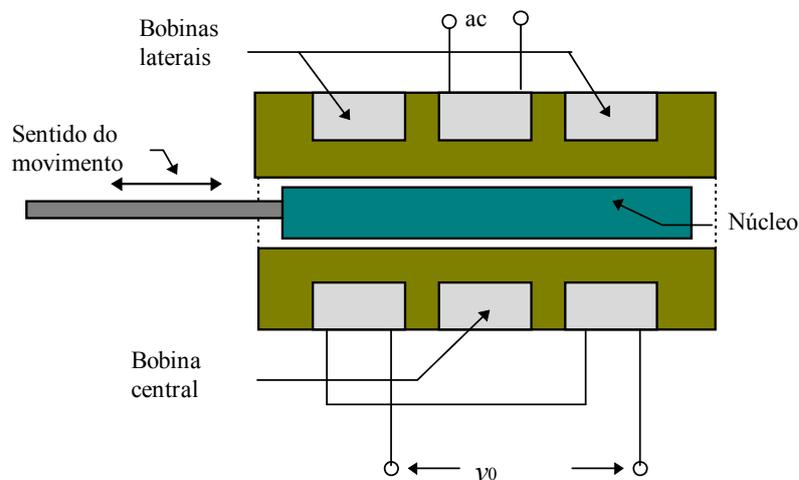


Figura 2.7) Vista transversal de um LVDT

Quando uma voltagem de excitação AC é aplicada na bobina central, voltagens são induzidas nas bobinas laterais. As bobinas laterais são ligadas em série e de fase oposta, como mostra a figura 2.8). Quando o núcleo está centrado entre as duas bobinas laterais, a voltagem induzida nestas são iguais e de fase oposta, de maneira que a voltagem de saída v_0 , como tomada do arranjo em série-oposta das bobinas, será nula. Quando o núcleo é movido do sua posição central, ocorre um descasamento na indutância mútua entre a bobina central e as bobinas laterais e uma saída diferente de zero aparecerá em v_0 .

A voltagem de saída é linear para o intervalo de operação do LVDT, que na prática se situa entre 2 mm, para os chamados “short-stroke” LVDTs de alta sensibilidade (0.2 V/mm por volts de excitação), e 150 mm, para os chamados “long-stroke” LVDTs de baixa sensibilidade (0.02 V/mm por volts de excitação). As frequências de excitação se situam entre 50 Hz e 25 KHz. Para aplicação de alta resposta em frequência deve se usar uma frequência de excitação de no mínimo 10 vezes maior de que a frequência de deslocamento a ser medida. A tabela 2.1) mostra as características típicas de alguns LVDT.

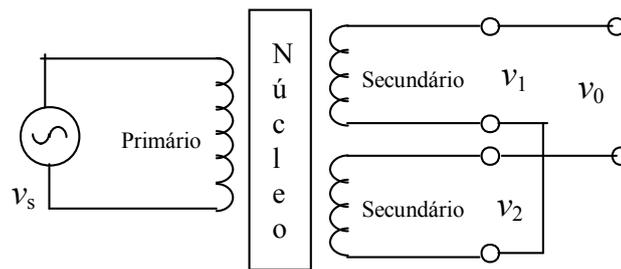


Figura 2.8) Diagrama esquemático de um circuito LVDT

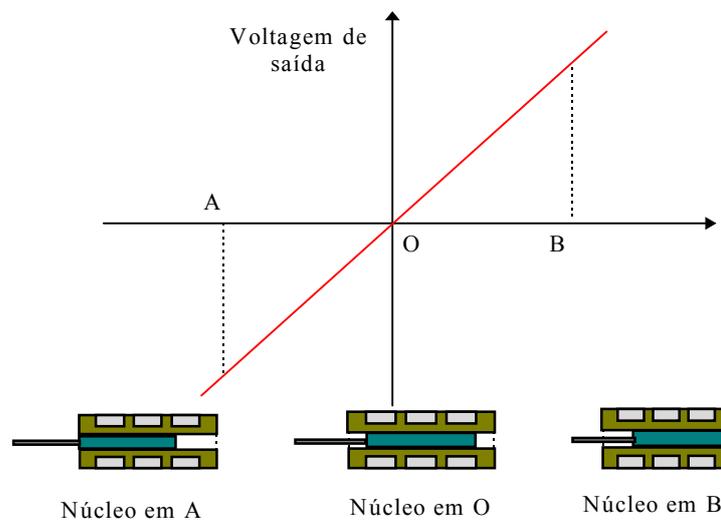


Figura 2.9) Tensão de saída em função da posição do núcleo

Desde o LVDT é um sensor passivo este requer uma fonte de excitação em uma determinada frequência diferente da fonte de alimentação, um circuito condicionador de sinais é necessário para sua operação. Uma configuração típica de um circuito condicionador é mostrado na figura 2.10)

O LVDT tem várias vantagens quando comparado com os outros métodos de medida de deslocamento. Uma delas é não contato entre o núcleo e as bobinas, eliminando, portanto, as fricções e histereses. Isto permite um maior estabilidade e um maior tempo de vida para o sensor. E ainda a pequena massa do núcleo associada a ausência de fricções proporciona uma resposta mais rápida. Outra vantagem é a não limitação mecânica de final de curso, o que permite ao sensor que uma medida atinja eventualmente um valor em excesso, sem danos para o mesmo.

Tabela 2.1) Características Típicas de LVDTs

Obs: ** 1 mil = 0.001 polegadas
* É necessário núcleo

reduzido Modelo	Intervalo Linear (\pm pol.) (\pm mm)		Linearidade \pm %				Sensibilidade		Impedância (Ω)	
			Percentagem do fundo de escala				mV/V.mil ** mV/V.mm		Primário	Secundário
			50	100	125	150				
050 HR	0.050	1.25	0.10	0.25	0.25	0.50	6.30	248.0	430	4000
100 HR	0.100	2.50	0.10	0.25	0.25	0.50	4.50	177.0	1070	5000
200 HR	0.200	5.00	0.10	0.25	0.25	0.50	2.50	100.0	1150	4000
300 HR	0.300	7.50	0.10	0.25	0.35	0.50	1.40	55.0	1100	2700
400 HR	0.400	10.00	0.15	0.25	0.35	0.60	0.90	35.0	1700	3000
500 HR	0.500	12.50	0.15	0.25	0.35	0.75	0.74	30.0	460	375
1000 HR	1.000	25.00	0.25	0.25	1.00	1.30 *	0.39	15.0	460	320
2000 HR	2.000	50.00	0.25	0.25	0.50 *	1.00 *	0.24	10.0	330	330
3000 HR	3.000	75.00	0.15	0.25	0.50 *	1.00 *	0.27	11.0	115	375
4000 HR	4.000	100.0	0.15	0.25	0.50 *	1.00 *	0.22	10.0	275	550
5000 HR	5.000	125.0	0.15	0.25	1.00 *	-	0.15	6.0	310	400

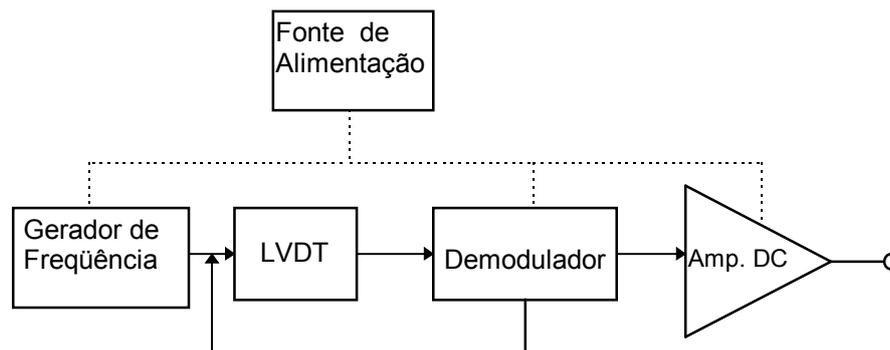


Figura 2.10 Diagrama de bloco de um circuito típico de condicionamento de sinal de LVDT

2.3) Sensores de Nível

A medida de nível de líquidos e sólidos é feita através de sensores de níveis. A medida de nível é normalmente feita com a material contido em um reservatório ou um tanque. Várias técnicas de medidas existem e alguma destas nós descreveremos a seguir.

- **Mecânica**

Uma das técnicas mais comum para medidas de nível, particularmente para líquidos, é o que utiliza boia que se move para cima ou para baixo com a mudança do nível do líquido. Esta boia, como é mostrado na figura 2.11, é conectada a algum sistema de medida de deslocamento, tal como um potenciômetro ou um LVDT.

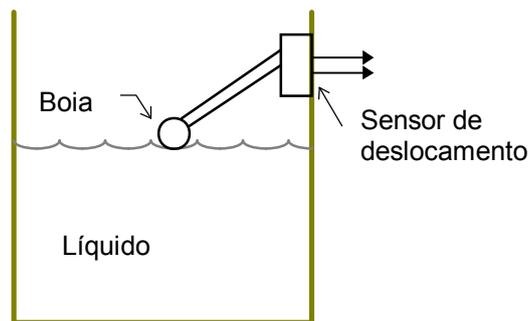


Figura 2.10) Medida de nível por boia e sensores de deslocamento

- **Elétrico**

Existem vários métodos de puramente elétricos para medida de nível. Por exemplo, um método pode usar a condutividade específica do líquido ou sólido para variar a resistência vista de um probe colocado no material. Outra técnica comum é ilustrada na figura 2.11). Neste caso dois cilindros concêntricos são inserido no líquido. O nível do líquido cobre parcialmente o espaço entre os dois cilindros e restante fica preenchido com ar. Este dispositivo configurado desta forma funcionará como dois capacitores em paralelo, senso um deles com uma constante dielétrica do ar ($\cong 1$) e o outro com a constante dielétrica do líquido. Desta forma, uma variação do nível do líquido causará uma variação na medida da capacitância elétrica entre os dois cilindros.

O circuito de condicionamento deste sistema é muito simples e fácil de ser implementado, pois a capacitância a ser medida apresenta uma grande variação, dispensando, desta forma, circuitos mais complexos de ponte capacitiva.

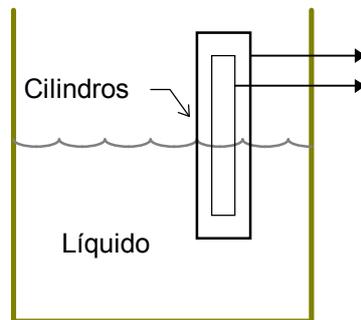


Figura 2.11) Medida de nível através de dois capacitores concêntricos

• Ultrasónico

O uso da reflexão ultrasónica para medida de nível é favorável por esta é uma **técnica não evasiva**, isto é, ela não envolve em colocar nenhuma parte no material. A figura 2.12 a) e a figura 2.12 b), mostram as técnicas interna e externa. É óbvio, que a técnica externa é mais adequada para a medida de nível de material sólido. Em ambos os casos a medida depende do tempo gasto na reflexão do pulso ultrasónico na superfície do material.

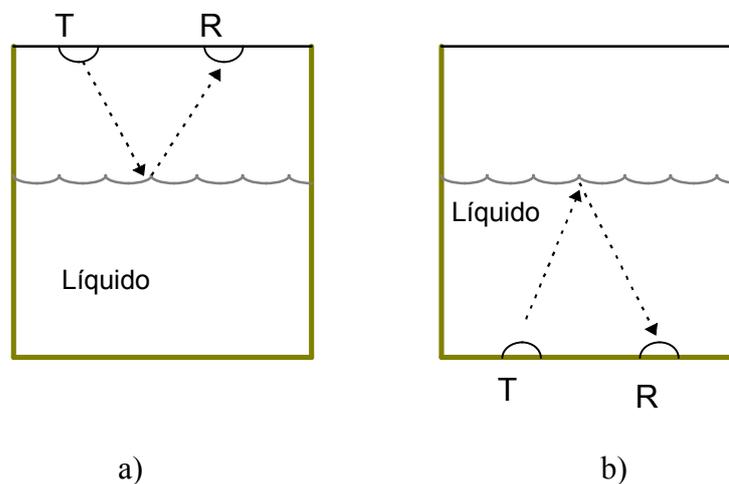


Figura 2.12) Medida de nível ultrasónica a) externa b) interna

• Pressão

A medida de nível também é possível ser feita sem contato se a densidade do material é conhecida. Este método é baseado na relação bem conhecida entre a pressão na base de uma

reservatório e a altura do líquido. Esta pressão depende somente da altura do líquido e da densidade do líquido (massa por unidade de volume). Em termos de uma equação, se um líquido está contido em um reservatório, então a altura da base do reservatório a superfície do líquido pode ser expressa por

$$h = \frac{p}{\rho g} \quad (2.10)$$

onde

h = altura do líquido em m

ρ = densidade em Kg/m^3

g = aceleração da gravidade (9.8 m/s^2)

p = pressão em Pa (pascal)

Desta forma através de um sensor de pressão colocado na base do reservatório pode de medir o nível do líquido com o uso da equação (2.10). A figura 2.13) ilustra uma sistema de medida de nível através de medida de pressão.

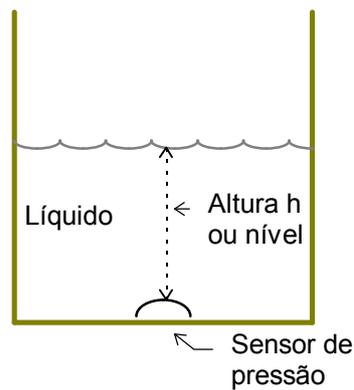


Figura 2.13) Medida de nível através de um sensor de pressão

2.4) Sensores de Tensão

Tensão (strain) é o resultado da aplicação de forças a um objeto sólido. As forças são definidas em um modo especial descrita pelo termo geral **pressão** (stress). Antes de falarmos em sensores de tensão (strain gauge) apresentaremos algumas definições

• Definições

Os sólidos são aglomerados de átomos no qual a espaçamento atômico tem se ajustado para manter o mesmo em equilíbrio com todas as forças aplicadas. Estes espaçamento determina as dimensões físicas do sólido. Se as forças aplicadas mudam os átomos do objeto se arranjam novamente para outra condição de equilíbrio, resultando numa mudança das dimensões físicas que referida como deformação do sólido.

O efeito das forças aplicadas é referida como **pressão** (stress) e a deformação resultante como **tensão** (strain). Para facilidade de um tratamento analítico apropriado do assunto, pressão e tensão são cuidadosamente definidos para enfatizar as propriedades do material sob stress e o tipo específico de pressão aplicada. A seguir mostraremos as três definições mais importantes.

Tensão e Pressão de tração

Na figura 2.14), a natureza de uma força de tração é mostrada como uma força aplicada ao material de modo a alonga-lo ou separa-lo. Neste caso, a pressão de tração é definida como

$$\text{Pressão de tração} = F/A \quad (2.11)$$

onde

F = força aplicada em N

A = área da seção transversal da barra em m²

Nós observamos que a unidade da pressão de tração é N/m² no SI de unidade (ou lb/in² na unidade Inglesa)

A tensão neste caso é definida como a mudança relativa no comprimento da barra

$$\text{Tensão de Tração } (\epsilon) = \Delta l/l \quad (2.12)$$

onde

Δl = variação no comprimento em m (in)

l = comprimento original em m (in)

Assim a tensão é uma quantidade adimensional.

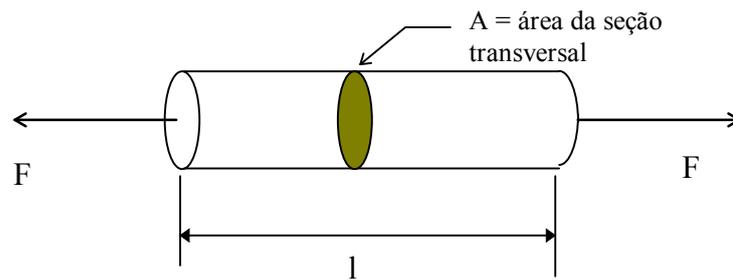


Figura 2.14) Tração aplicada a uma barra

Tensão e Pressão de compressão

Na figura 2.15), a natureza de uma força de compressão é mostrada como uma força aplicada ao material de modo a separá-lo. Neste caso, a pressão de compressão é definida como

$$\text{Pressão de Compressão} = F/A \quad (2.13)$$

onde

F = é a força aplicada em N

A = é a área da seção transversal da barra em m^2

Novamente a tensão (strain) de compressão é definida como a mudança relativa do comprimento da barra

$$\text{Tensão de Compressão } (\epsilon) = \Delta l/l \quad (2.14)$$

onde

Δl = é a variação no comprimento em m (in)

l = é o comprimento original em m (in)

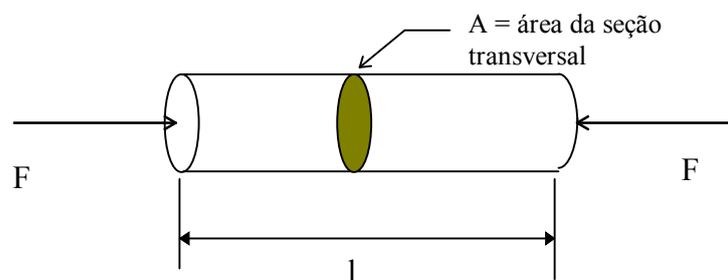


Figura 2.15) Compressão aplicada a uma barra

Tensão e Pressão de cisão

Na figura 2.16), a natureza de uma força de cisão é mostrada como uma força aplicada ao material de modo a parti-lo . Neste caso, a pressão de cisão é definida como

$$\text{Pressão de cisão} = F/A \quad (2.15)$$

onde

F = é a força aplicada em N

A = é a área da seção cisão em m^2

A tensão neste caso é definida como uma variação

$$\text{Tensão de cisão } (\epsilon) = \Delta x/l \quad (2.16)$$

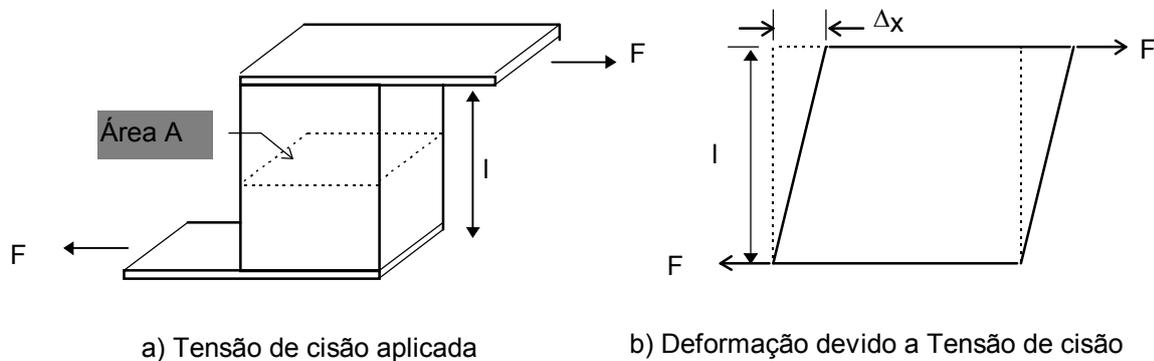


Figura 2.16) Pressão de cisão aplicada a um objeto

Curva pressão x tensão

Se uma amostra específica de um certo material é sujeita a uma tensão num certo intervalo de valores, um gráfico semelhante ao mostrado na figura 2.17) resulta. Este gráfico mostra que a relação entre tensão e pressão é linear até um certo valor de pressão aplicada. Neste intervalo linear o material está na sua região elástica, de maneira que, retirando-se a pressão aplicada a deformação desaparece totalmente. Após este intervalo alguma deformação permanecem mesmo sem a pressão aplicada. Se a pressão continuar aumentando, existirá um certo valor que o material de quebra ou cisalha.

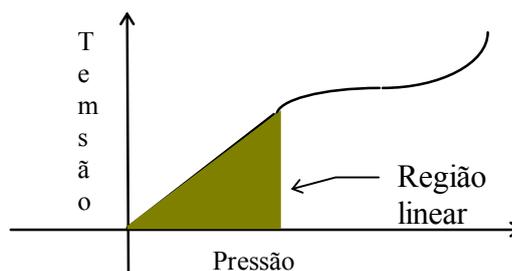


Figura 2.17) Curva típica de tensão x pressão

* **Unidades de tensão**

Embora tensão seja uma grandeza adimensional, é comum expressar a tensão como a razão de duas unidades de comprimento, por exemplo, como m/m ou in/in; como os valores práticos de tensão são pequenos, também é comum utilizar o prefixo micro (μ). Neste sentido uma tensão de 0.001 será expressa por 1000 $\mu\text{m/m}$ ou 1000 $\mu\text{in/in}$. Em geral, o menor valor de tensão encontrado na prática situa-se na faixa de unidades de $\mu\text{m/m}$. Como a tensão é adimensional, não há necessidade de conversão de unidade.

• **Princípio “Strain Gauge” (Gage)**

O princípio “Strain Gauge” (SG) é baseado no fato de que um material condutor sujeito a tensão muda sua resistência elétrica.

O “Strain Gauge” de resistência elétrica são de filme metálico com uma geometria de dobras, como indicado na figura 2.18). O processo de fabricação do “strain gauge” permite que se fabrique uma quantidade enorme de formatos disponível no mercado, para uso nas mais diversas aplicações. Os tamanhos dos SG variam de 0.2m a 100mm.

A sensibilidade a tensões do SG de metais foi primeiro observado em cobre e ferro pelo Lorde Kelvin em 1856. Para a compreensão deste princípio faremos a análise a seguir.

É sabido que a resistência de um condutor metálico pode ser expressa por

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (2.17)$$

onde

ρ = resistência específica do metal

L = comprimento do condutor

A = área da seção transversal do condutor

diferenciando a equação (2.17) e dividindo por R , resulta

$$dR/R = d\rho/\rho + dL/L - dA/A \quad (2.18)$$

O termo dA/A representa a variação relativa na área da seção transversal do condutor devido a tensão exercida sobre o mesmo. Para o caso de uma tensão de tração axial, temos que

$$\epsilon_a = \Delta L/L = dL/L \quad \text{e} \quad \epsilon_t = -\nu \epsilon_a = -\nu dL/L \quad (2.19)$$

onde

ε_a = tensão axial no condutor

ε_t = tensão transversal no condutor

ν = razão de Poisson do metal usado no condutor

Se de diâmetro do condutor é d_0 , antes da aplicação da tensão, então o diâmetro do condutor sob tensão d_f é

$$d_f = d_0 (1 - \nu dL/L) \quad (2.20)$$

da equação (2.20) é fácil verificar que

$$dA/A = -2 \nu dL/L + \nu^2 (dL/L)^2 \cong -2 \nu dL/L \quad (2.21)$$

e, finalmente, substituindo a equação (2.21) na equação (2.18), vem

$$dR/R = d\rho/\rho + dL/L(1+2\nu) \quad (2.22)$$

que pode ser escrita como

$$S_a \equiv (dR/R)/\varepsilon_a = d\rho/(\rho \varepsilon_a) + (1+2\nu) \quad (2.23)$$

onde a quantidade S_a é definida com a sensibilidade do metal ou liga usada no condutor.

A equação (2.23) mostra que a sensibilidade do metal ou da liga é o resultado da mudança nas dimensões do condutor, como expresso pelo o termo $(1+2\nu)$, e pelo mudança na resistência específica, como expresso pelo termo $d\rho/(\rho \varepsilon_a)$. Estudo experimentais mostram que a sensibilidade S_a , apresentam valores na faixa de **2 à 4** para a maior parte das ligas metálicas usadas na fabricação de strain gauge. Além disso a quantidade $(1+2\nu)$ é aproximadamente igual á **1.6** para a maior parte destes materiais, o que significa que o termo $d\rho/(\rho \varepsilon_a)$ contribui com um valor entre 0.4 à 2.4. O aumenta na resistência específica é resultado da variação do número de elétrons livres e na sua mobilidade com a tensão aplicada.

Uma lista da ligas mais comum empregadas na fabricação de SG, juntamente com a sua sensibilidade, é mostrado na tabela 2.2). Os SG mais comuns são fabricados com liga de cobre-níquel como Constantan.

A maior parte dos SG são do tipo filme metálico com dobras (veja a figura 2.18), onde este formato é feito com processos de foto corrosão (“photoetching”). Como este processo é versátil, uma grande quantidade de formatos está disponível para as mais variadas aplicações. O SG mais curto disponível é da ordem de .2mm; e o mais longo é cerca de 100mm. Os valores de

resistências padrões são de 120 e 350 Ohms. Outros valores para aplicações especiais de 500, 1000, e 5000 Ohms são também disponíveis.

Um SG exhibe uma variação na resistência $\Delta R/R$ que é relacionada com a tensão aplicada ϵ pela expressão

$$\Delta R/R = S_g \cdot \epsilon \quad (2.24)$$

onde S_g é o fator de gauge ou a constante de calibração do SG. O fator de gauge S_g é sempre menor do que a sensibilidade da liga metálica devido ao formato de construção do SG (veja figura 2.18).

Tabela 2.2) Sensibilidade a tensões S_A para as ligas mais comuns.

Material	Composição(%)	S_A
Constantan	45 Ni, 55 Cu	2.1
Nicromo V	80 Ni, 20 Cu	2.1
Isoelástico	36 Ni, 8 Cu, 0.5 Mo, 55,5 Fe	3.6
Karma	74 Ni, 20 Cr, 3 Al 3Fe	2.0
Armour D	70 Fe, 20 Cr, 10 Al	2.0
Platina-tungstênio	92 Pt, 8 W	4.0

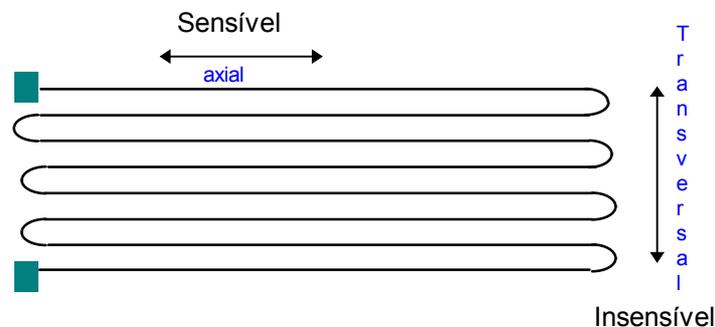


Figura 2.18) Formato típico de um SG

Strain Gauge de semicondutor são também disponíveis. Estes apresentam uma alta sensibilidade negativa (isto é, a resistência diminui com a tensão aplicada) S_g , da ordem de -50 à -200, mas por outro lado, são altamente não linear.

* Fator de Cross-sensibilidade

Como vimos anteriormente, a sensibilidade de um condutor de comprimento uniforme foi definida como

$$S_a = dR/(\varepsilon.R) \cong \Delta R/(\varepsilon.R) \quad (2.25)$$

Em um SG típico, o condutor tem um formato na forma de dedos (ver fig.2.18) afim de manter o comprimento do condutor pequeno. Além disso, o condutor não é uniforme em todo o seu comprimento. Isto resulta no fato de que a sensibilidade do condutor não é igual a constante de calibração do SG, S_g (fator de gauge).

Para um melhor compreensão da resposta de um SG, vamos supor que este esteja sujeito a tensão biaxial (axial e transversal). Nesta situação, temos

$$\Delta R/R = S_a \cdot \varepsilon_a + S_t \cdot \varepsilon_t + S_c \cdot \varepsilon_c \quad (2.26)$$

onde

ε_a = é a tensão (strain) ao longo do eixo axial do SG

ε_t = é a tensão (strain) ao longo do direção transversal do SG

ε_c = é a tensão (strain) de cisão associada as direção a e t

S_a = é a sensibilidade do SG à tensão axial

S_t = é a sensibilidade do SG à tensão transversal

S_c = é a sensibilidade do SG à tensão de cisão

O terceiro termo no segundo membro da equação (2.26) ($S_c \cdot \varepsilon_c$), é muito pequeno e pode ser desconsiderado. Entretanto, a sensibilidade do SG a tensões transversais, S_t , não é pequena e não pode ser desprezada; portanto os fabricantes fornecem um fator de sensibilidade transversal ou **fator de cross-sensibilidade**, K_t para cada SG, que é definido como

$$K_t = S_t / S_a \quad (2.27)$$

se a equação (2.27) é substituída na equação (2.26) com $S_c = 0$, resulta

$$\Delta R/R = S_a (\varepsilon_a + K_t \varepsilon_t) \quad (2.28)$$

e como a sensibilidade do SG é expressa em termos de um fator de gauge S_g , como visto anteriormente

$$\Delta R/R \equiv S_g \varepsilon_a \quad (2.29)$$

então, da equação (2.28) e (2.29), vem

$$S_g = S_a (1 + K_t \varepsilon_t / \varepsilon_a) \quad (2.30)$$

O fator de gauge é determinado pelo fabricante pela medida $\Delta R/R$ para uma amostra de SG extraída de cada lote de produção. No processo de calibração, as amostras são montada sobre um eixo com razão de poisson conhecida e igual à $\nu_0 = 0.285$. Uma tensão axial ε_a conhecida é aplicada ao eixo que produz uma tensão transversal ε_t dada por

$$\varepsilon_t = -\nu_0 \varepsilon_a \quad (2.31)$$

Assim, substituindo a equação (2.31) na equação (2.30), resulta

$$S_g = S_a (1 - \nu_0 K_t) \quad (2.32)$$

A forma simplificada de $\Delta R/R$ versus ε_a indicado pela equação (2.24) é normalmente usada para o cálculo da resposta do SG. É importante notar que esta equação é aproximada a menos que K_t ou ε_t seja igual a zero.

- **Exercício:**

Calcule o erro cometido na valor verdadeiro de ε_a em considerar $S_g = S_a$ e em não levar em conta a tensão transversal ε_t no SG que apresenta um fator de cross-sensibilidade igual à K_t .

2.5) Sensores de Movimento

Uma classe de especial de sensores é usada para medida de **velocidade e aceleração** de objeto no processo industrial e em testes. Normalmente, estas variáveis não estão sob um controle específico mas são usados para avaliar o desempenho, durabilidade, e modos de falhas de produtos fabricados e processo que os produzem.

- **sensor de velocidade**
- **sensor de aceleração**

2.6) Sensores de Pressão

3) Sensores Ópticos

3.1) Introdução

A tecnologia ótica é um tema bastante vasto cobrindo assuntos que vão de óptica geométrica, incluindo lentes, prismas, grades de difração até ótica física com laser, giroscópio de fibra ótica, conversão de frequência, e fenômenos não lineares. Estes assuntos são muito interessantes, mas no momento o nosso interesse é familiarizar-mos com os princípios óticos e o conhecimentos de uma transdução específica com o uso de sensores óticos.

Antes de falarmos sobre sensores óticos propriamente, faremos um breve resumo de alguns conceitos relacionados com as medidas de grandezas óticas ou genericamente falando, de radiação em geral.

3.2) Fundamentos da Radiação

Nós estamos familiarizados com a radiação eletromagnética (EM) como luz visível. A radiação EM em outras formas tais como, sinais de rádio e TV e luz infravermelho e ultravioleta nos é também familiar. Entretanto, a maioria de nós não conseguiria responder se fosse perguntado para dar uma descrição completa de tais radiações incluindo critérios de medidas e unidades.

3.2.1) Natureza da Radiação eletromagnética

A radiação EM é uma forma de **energia** em movimento, ou melhor, esta se propaga pelo espaço. Um objeto que libera ou emite tal radiação perde energia. E aquele que absorve radiação ganha energia. Desta forma nos devemos descrever como esta energia se apresenta como radiação EM.

- **Frequência e comprimento de onda**

O termo radiação eletromagnética sugere que esta forma de energia esteja intimamente relacionado com eletricidade e magnetismo. De fato estudos mostram que os fenômenos elétricos e magnéticos produzem radiação EM. A radiação se propaga pelo espaço de uma maneira análoga ao de ondas de água propagando-se de algum distúrbio na sua superfície. Como tal, é definido ambos frequência e comprimento de onda da radiação. A frequência representa a oscilação por segundo quando a radiação passa por algum ponto fixo no espaço. O comprimento de onda representa a distância espacial entre dois máximos ou dois mínimos sucessivos da onda na direção de propagação.

- **Velocidade de propagação**

a radiação EM propaga-se pelo vácuo com uma velocidade independente da frequência e do comprimento de onda. Neste caso, a velocidade é dada por

$$c = \lambda \cdot f \quad (3.1)$$

onde

$c = 2.999 \times 10^8 \text{ m/s} \cong 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ = velocidade da radiação EM no vácuo

λ = comprimento de onda em metros

f = frequência em hertz (Hz)

Quando tal radiação move-se através de meio que não o vácuo, a velocidade de propagação é reduzida para um valor menor de que c . A nova velocidade está relacionado com o índice de refração do meio que definido por

$$n = \frac{c}{v} \quad (3.2)$$

onde

n = é o índice de refração do meio

v = é a velocidade da radiação EM no meio.

• Unidade de comprimento de onda

A descrição mais consistente da radiação EM é via a sua frequência ou o seu comprimento de onda. Para muitas aplicações, esta especificação é feita através da frequência da radiação, como em um sinal de 100 MHz de rádio ou de 1 GHz de microonda. Por convenção, entretanto, tem se tornado mais comum descrever a radiação EM pelo seu comprimento de onda. Isto é particularmente verdadeiro perto da banda visível. A unidade usada é metros com os prefixos associados. Assim, por exemplo, um sinal de 10 GHz é descrito por um comprimento de onda de 30 mm.

Outra unidade comumente encontrada é o **Angstrom** (A), definido como 10^{-10} m. assim, a luz vermelha é descrita como uma radiação EM como tendo um comprimento de onda de $0.7 \mu\text{m}$ ou 7000 A.

• Espectro da radiação EM

O espectro da radiação EM é mostrado na figura 3.1). Este espectro vai desde ondas longas de rádio ao raios cósmicos de onda extremamente curta. O estudo das propriedades e características destas radiações, como elas interagem com os dispositivos, e as características das fontes e receptores de radiação, é chamado de **Radiometria**. Na radiometria, nós medimos radiações com dispositivos eletrônicos, e o resultados dessas medidas são expressadas em unidade da física (como, watts, watts/m^2 , etc). A ciência da radiometria é relativamente nova. Ela nasceu com o surgimento da tecnologia eletrônica no começo do século.

O espectro do radiometria inclui comprimentos de onda de 400 a 700 nm, o intervalo da luz visível. A grande maioria dos dispositivos optoeletrônicos operam neste intervalo cujo o principal objetivo é interagir e comunicar com os seres humanos. Portanto, o receptor final é o olho humano. A ciência que trata com a luz visível e sua percepção com a visão humana é chamada de **Fotometria**.

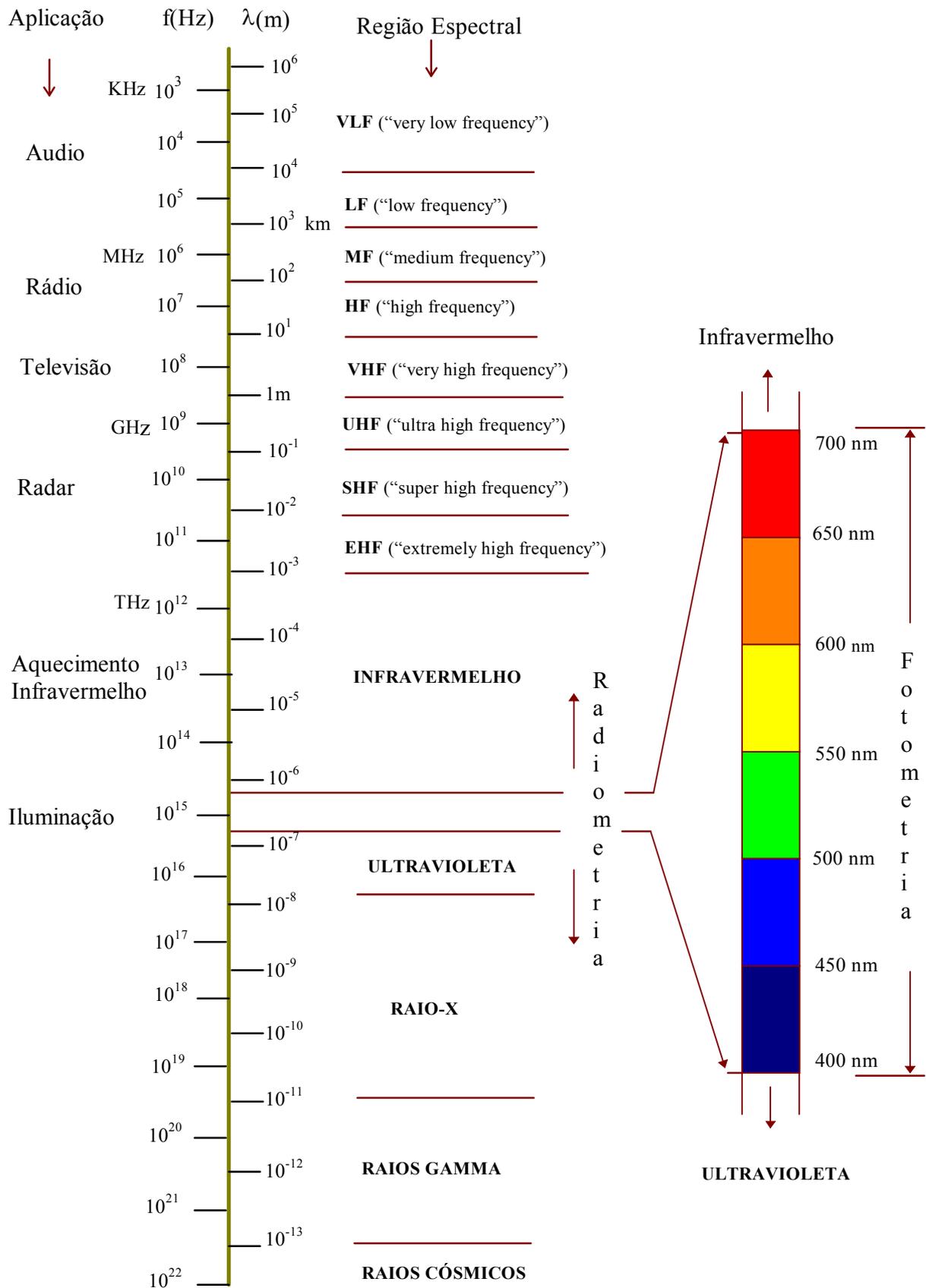


Figura 3.1) Espectro de radiação eletromagnética

A fotometria, ao contrário da radiometria, é uma ciência antiga, criada por cientistas e artistas no século dezanove. Existem diferenças fundamentais entre a radiometria e a fotometria. A mais significativa envolve o dispositivo receptor ou de medida. Na radiometria, as medidas são feitas com dispositivos eletrônicos objetivos; na fotometria, a medida é feita pelo olho humano. Outra diferença, é que, na fotometria as unidades de medidas usadas são diferentes: a potência de luz (fluxo luminoso) é medida em **lúmens** (1 watts = 683 lúmens) , ao invés de watts, e a densidade de potência é medida em **lux**, ao invés de watts/m².

3.3) Sensores ópticos

Os Sensores ópticos são um tipo especial de detector de radiação que responde a esta radiação no intervalo que compreende desde o infravermelho até o ultravioleta. Nesta seção nós faremos um resumo dos vários tipos de detectores de radiação não importando o intervalo de operação na região espectral da radiação EM.

3.3.1) Características e Classificação dos Detectores de radiação

- **Características**

Vários termos e parâmetros são necessários para descrever as características do detector. Os mais importantes são descritos abaixo

Responsividade (RE) - Descreve a figura de mérito do sistema de detecção. É aplicado para o detector que responde a radiação produzindo na sua saída um sinal, na forma de corrente ou voltagem. A responsividade é a razão da saída com a radiação de entrada:

$$RE = \frac{V_0}{\phi_i} \quad \text{ou} \quad \frac{I_0}{\phi_i} \quad (3.1)$$

onde

RE = é a responsividade (V/W), (V/l), (A/W), ou (A/lm)

V_0 = é a voltagem de saída do detector (V)

I_0 = é a corrente de saída do detector (A)

Φ_i = é a radiação ou o fluxo luminoso aplicado (W), (lm)

A responsividade pode ser especificada (calculada) para um comprimento de onda específico ou integrada para um intervalo de comprimento de onda.

Potência de ruído equivalente (NEP) - É uma figura de mérito de um detector e descreve o menor nível de radiação detectável. De forma mais precisa o NEP é a potência de radiação de entrada que produz na saída do detector uma razão sinal/ruído igual a 1 ou 0 dB.

Assim, admitindo que a corrente de ruído (ou tensão) é igual a I_N (rms) o NEP pode ser calculado como segue

temos

$$S/N = 1 = I_0/I_N = RE \times NEP / I_n \quad (3.2)$$

logo

$$NEP = I_N/RE \quad (3.3)$$

onde

NEP = é a potência de ruído equivalente (W)

RE = é a responsividade (A/W) ou (V/W)

I_N = é a corrente ou tensão de ruído (a) ou (V)

O NEP depende da área do detetor e da largura banda de frequência. Um menor NEP indica que o detetor é capaz de medidas mais sensíveis. Desde que nós estamos acostumados a usar maior número para maior figura de mérito, é comum o uso do termo detectividade.

Detectividade - é o recíproco de NEP :

$$D = 1/NEP = RE/I_N \quad (3.4)$$

Um detetor mais sensível que pode detectar um menor nível de radiação tem uma maior detectividade que um menos sensível. A detectividade, assim como NEP , também depende da largura de banda e da área do detetor. Para eliminar esta dependência, uma figura de mérito normalizada é usada.

D* (pronuncia-se dê estrela) - é a detectividade normalizada para um detetor de área igual a 1 cm^2 e largura de banda de ruído igual a 1 Hz:

$$D^* = D \sqrt{A_D \Delta f} = \sqrt{A_D \Delta f} \frac{1}{NEP} \quad (3.5)$$

onde

D^* = é a detectividade normalizada ($\text{cm} \times \text{Hz}^{1/2}/\text{W}$)

A_D = é a área do detetor (cm^2)

Δf = é largura de banda de ruído (hz)

Eficiência quântica - Descreve a eficiência intrínseca de um detetor. É a razão do número de fotoelétrons gerados com um número de fótons incidentes, em um dado comprimento de onda. Um detetor ideal com uma eficiência de 1 produz 1 elétron por 1 fóton incidente. A eficiência quântica pode ser calculada da responsividade pelo seguinte equação:

$$\eta = 1.24 \times 10^3 RE_\lambda \frac{1}{\lambda} \quad (3.6)$$

onde

η = é a eficiência quântica
 RE_λ = é a responsividade no comprimento de onda λ (A/W)
 λ = é o comprimento de onda da radiação (nm).

Tempo de resposta - é um fator crítico para muitos detetores, especialmente aqueles usados em comunicação. Este pode ser expresso de duas maneiras, como uma constante de tempo ou como um tempo de subida e descida (“rise-and-fall time”).

A constante de tempo é usada quando a resposta é exponencial, que é normalmente o caso com detetores térmicos. Este é o tempo que o detetor requer para alcançar $(1-1/e)$, ou 63%, do seu valor final.

O tempo de subida e descida é o tempo requerido para alcançar de 10% a 90% da resposta final. A figura 3.2) ilustra estes termos.

O tempo de subida e descida determina a maior frequência do sinal que o detetor responde. Uma boa aproximação do ponto -3dB da resposta em frequência e o tempo de subida é expresso pela seguinte equação:

$$f_{-3dB} = 0.35/t_R \quad (3.7)$$

onde

f_{-3dB} = é ponto -3dB da resposta em frequência do detetor (Hz)
 t_R = é o tempo de subida (s).

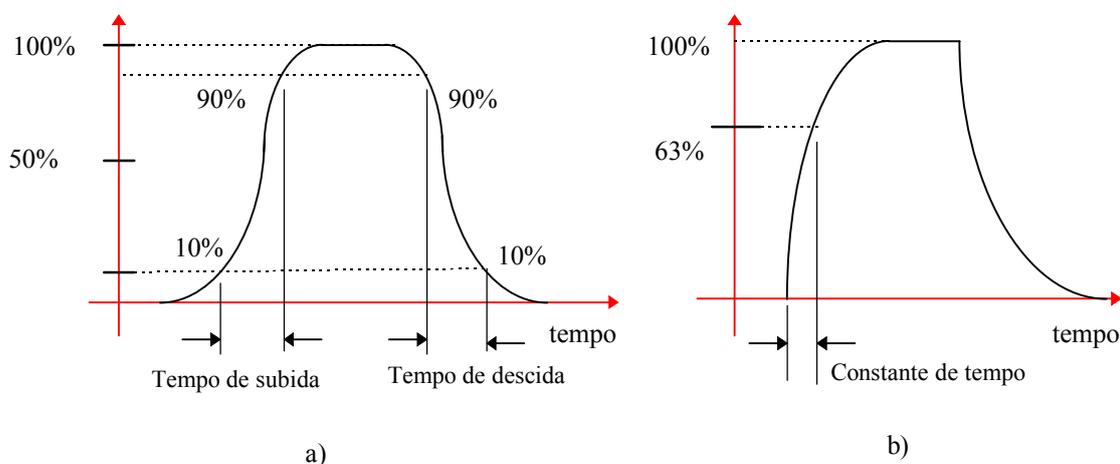


Figura 3.2) Definições do a) tempo de subida e descida e b) constante de tempo

Ruído no detetor - A eletricidade (fluxo de elétrons) e a radiação (fluxo de fótons) são de natureza discretas. O fluxo destes portadores nestes fenômenos não é constante mas exibe uma variação randômicas. Desta forma, toda portadora de sinal nestes meios sempre contém uma componente de frequência randômica, chamada **ruído**.

O ruído é um fator crítico no projeto de sistemas de detecção de baixo nível. O ruído mascara o sinal de baixo nível fazendo sua detecção impossível. Assim, a compreensão da **natureza** do ruído e a sua **origem** é essencial para estes sistemas. O ruído no sistema pode ser gerado nas fontes de radiação, no detetor e também no circuito de condicionamento do sinal. Vários tipos ruído então presentes no sinal, entre estes podemos citar:

- **Ruído térmico, Nyquist ou Johnson** ----- Branco sempre presente no resistor
- **Ruído Shot** ----- Branco sempre presente no semicondutor
- **Ruído de geração e recombinação** ----- Branco sempre presente no semicondutor
- **Ruído 1/f ou Flicker** ----- 1/f sempre presente no semicondutor e carbono

Ruído térmico (I_{trms}) - é causado pelo movimento térmico de partículas carregadas num elemento resistivo. Este ruído é gerado em todo resistor, não importando o tipo a construção. A voltagem ou corrente de ruído depende do valor da resistência da temperatura e da largura de banda do sistema. (tabela 3.1)

Ruído Shot (I_{srms}) - gerada num fotodetetor (semicondutor), é causada pela natureza discreta dos fotoelétrons gerados. A corrente de ruído depende da corrente média que passa através do fotodetetor e da largura de banda do sistema. (tabela 3.1)

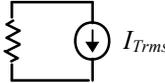
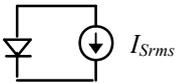
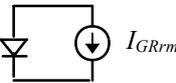
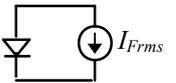
Ruído de geração e recombinação (I_{GRrms}) - gerada num fotodetetor (semicondutor), é causada pelas flutuações na taxa de geração, de recombinação, ou de armadilhas dos portadores de correntes no fotodetetor ou semicondutor. Este tipo de ruído é predominante em detetores fotocondutivos operando no infravermelho. (tabela 3.1)

Ruído 1/f ou flicker (I_{frms}) - gerado em todos condutor não metálico, por exemplo em semicondutores e carbono. Até hoje, não existe uma boa explicação para a sua origem. Este depende do material semicondutor usado e seu tratamento da superfície. Também, não existe uma equação exata para calcular o ruído, mas este segue uma relação mostrada na tabela 3.1). Este ruído apresenta uma importante característica: a densidade espectral de potência do ruído é inversamente proporcional a frequência. Normalmente este ruído é predominante em frequência abaixo de 100Hz e existe em todo semicondutor que necessita de uma corrente de polarização para sua operação.

O ruído equivalente total (I_{Neq}) pode ser calculado pela adição de todas as corrente ou voltagem de ruído, como mostrado abaixo:

$$I_{Neq} = \sqrt{I_{Trms}^2 + I_{Srms}^2 + I_{GRrms}^2 + I_{Frms}^2} \quad (3.8)$$

Tabela 3.1) Ruídos em detetores

	Ruído			
	Térmico	Shot	Geração Recombinação	Flicker ou 1/f
Circuito				
Fórmula	$V_{Trms} = \sqrt{4kTR\Delta f}$ <p>ou</p> $I_{Trms} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}}$	$I_{Srms} = \sqrt{2qI_{medio}\Delta f}$	$I_{GRrms} = 2qG\sqrt{\eta EA\Delta f}$	$I_{Frms} = C\sqrt{I_{DC}^a \frac{\Delta f}{f^b}}$
Parâmetros	k = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23}) T = temperatura absoluta Δf = largura da banda do sistema R = valor da resistência	q = carga do elétron I_{medio} = corrente média que atravessa o fotodetector Δf = larg. da banda do sistema	q = carga do elétron G = n° de elétrons gerado/n° de foton η = eficiência quân. E = radiação incid. A = área do detetor Δf = larg da banda do sistema	C, a, b = constante arbitrária I_{DC} = Corrente média através do con. f = freqüência de operação Δf = larg. da banda do sistema

• Classificação

Os detetores de radiação podem ser classificados em dois tipos, dependendo da sua **resposta espectral** (O intervalo de comprimento de onda ou freqüência que o detetor responde). Estes tipos são:

- a) Detetor de banda larga;
- b) Detetor de banda estreita.

Com relação ao princípio de operação os detetores podem ser divididos em vários grupos. A figura 3.3) mostra os vários grupos de detetores segundo o princípio de operação. Os dois grupos mais importante são:

- a) Detetores Térmicos;
- b) Detetores Fotoelétricos.

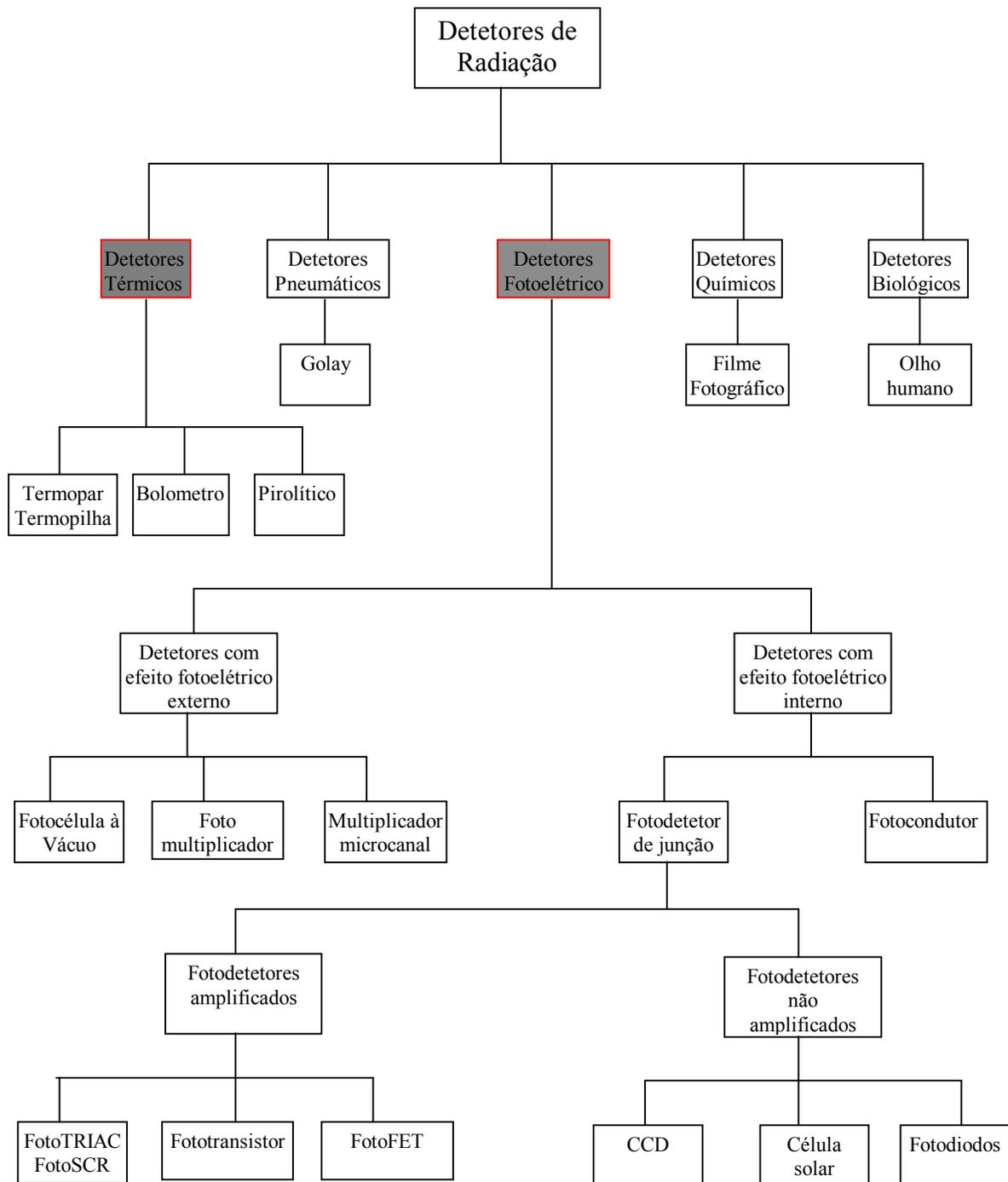


Figura 3.3) Grupos de detetores de radiação

3.4) O GIRÔMETRO INTERFEROMÉTRICO A FIBRA ÓPTICA

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio físico sob o qual está baseado o funcionamento do girômetro óptico é o efeito de Sagnac. Este efeito foi proposto teoricamente em 1911 por Max von Laue, mas acabou recebendo o nome devido à Georges Sagnac que em 1913 demonstrou o efeito [1]. Sagnac mostrou que duas ondas adquirem uma diferença de fase ao se propagarem em direções opostas em uma malha interferométrica, que sofre rotação em seu eixo. A Figura 3.4.1 ilustra a montagem do experimento realizado para comprovação do efeito de Sagnac.

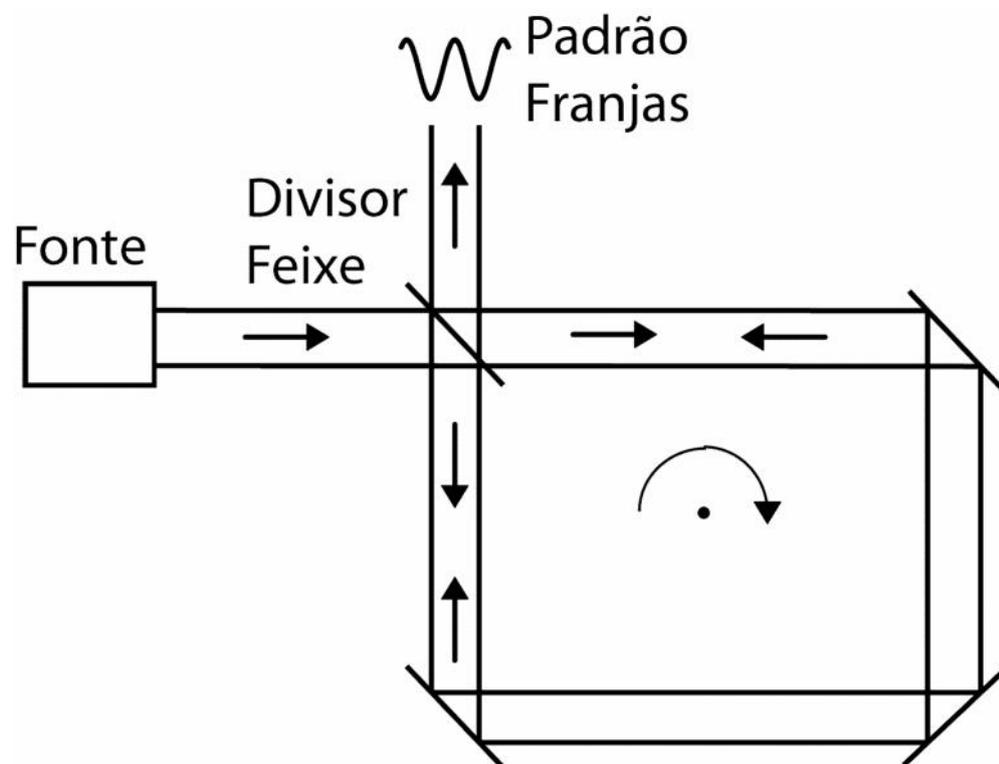


Figura 3.4.1 - Representação esquemática de uma malha interferométrica utilizada para demonstrar o efeito de Sagnac [2].

Essa diferença de fase se deve ao aumento do tamanho do caminho percorrido por um dos feixes e diminuição do tamanho do caminho atravessado pelo outro feixe. A Figura 3.4.2 mostra o comportamento dos feixes quando há rotação do meio para o caso do girômetro interferométrico a fibra óptica (IFOG) a bobina de fibra óptica. Os feixes partem do mesmo ponto com a mesma velocidade. Quando não há rotação ($\Omega = 0$) o tamanho do caminho percorrido por ambos os feixes (L) é exatamente igual, porém quando há uma rotação ($\Omega \neq 0$), um dos feixes percorrerá uma distância ΔL a mais do que o outro feixe.

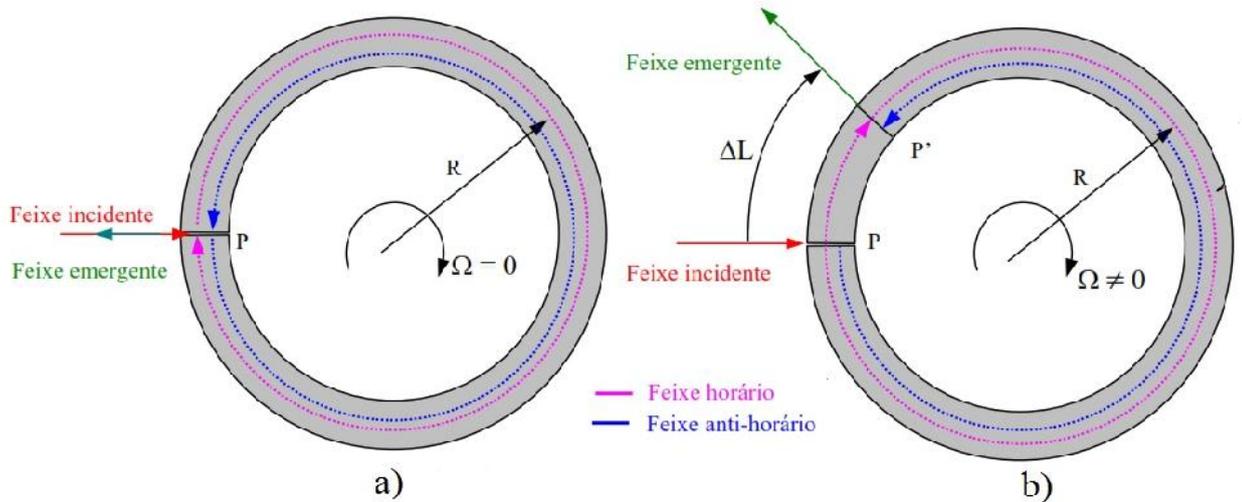


Figura 3.4.2 – Feixes contrapropagantes em uma malha circular de fibra óptica com rotação igual a zero (a) e com rotação diferente de zero (b) [3].

A diferença do tamanho dos caminhos pode ser expressa como [2]:

$$\Delta L = \frac{4A}{c_0} \Omega \quad (1.1)$$

Onde ΔL a diferença de distância percorrida, A a área do círculo de raio R , c_0 a velocidade da luz no meio, e Ω o ângulo total de rotação. Contudo o que é medido é a defasagem de Sagnac dos dois feixes em uma bobina, que normalmente possui um número N de voltas. A defasagem $\Delta\phi_s$ pode ser expressa como [2]:

$$\Delta\phi_s = \frac{8\pi AN}{\lambda c_0} \cdot \Omega \quad (1.2)$$

Onde λ é o comprimento de onda do feixe de luz. É mais comum a representação em função do comprimento total da fibra ($L = \pi DN$) e do diâmetro da bobina de fibra óptica ($D^2 = 4A/\pi$), resultando na seguinte expressão:

$$\Delta\phi_s = \frac{2\pi LD}{\lambda c_0} \cdot \Omega = F_s \cdot \Omega \quad (1.3)$$

Onde F_s é conhecido como fator de escala do interferômetro. A estabilidade do fator de escala do girômetro é de suma importância durante o funcionamento do girômetro. Qualquer variação do fator de escala irá alterar o valor da defasagem adquirido.

Outra característica importante do girômetro é o tempo de trânsito de um feixe luminoso, que é definido como a relação entre o comprimento total da fibra óptica (L) e a velocidade da luz no meio (v), como pode ser visto na Equação 1.4:

$$t_{\text{trânsito}} = \frac{L}{v} \quad (1.4)$$

CONFIGURAÇÕES DE GIRÔMETROS

Com relação à parte óptica, os girômetros podem ser de malha aberta ou malha fechada. Os girômetros de malha óptica fechada apresentam, em geral, melhor desempenho e maior custo do que os girômetros de malha óptica aberta.

Malha óptica aberta com modulação analógica

A configuração mínima de um girômetro interferométrico a fibra óptica, utiliza fibras monomodo e um polarizador para assegurar que os feixes de luz contrapropagantes percorram o mesmo caminho óptico e tenham o mesmo modo de polarização espacial. Uma representação deste tipo de girômetro é apresentada na Figura 3.4.3.

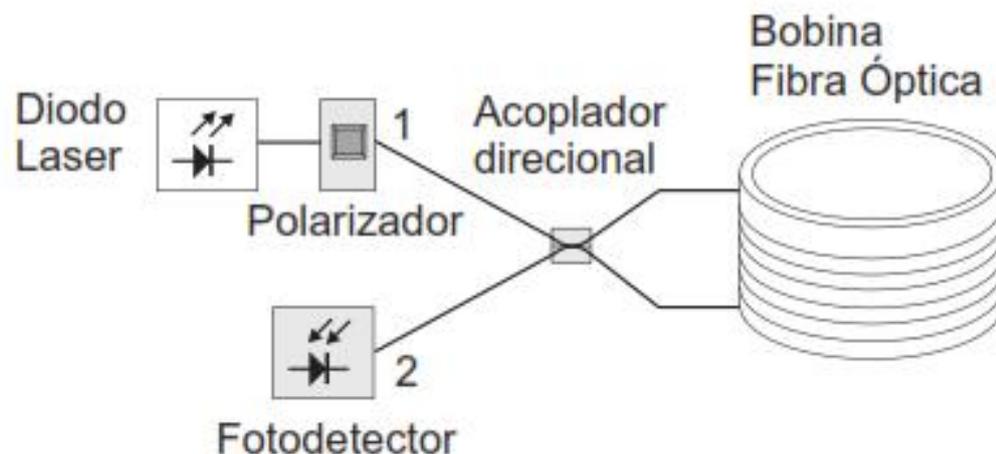


Figura 3.4.3 –Configuração clássica do girômetro a fibra óptica [4].

Esta configuração não possui nenhuma realimentação do sinal detectado com o objetivo de anular a defasagem de Sagnac, por isso é denominada malha aberta óptica. A corrente de saída do fotodetector I_d é expressa por [3]:

$$I_d = \frac{I_0}{2} (1 + \cos \Delta\phi_s) \quad (1.5)$$

Em que I_0 , a corrente máxima de saída é expressa por [3]:

$$I_0 = \frac{\eta_a P_0 q}{h\nu} \quad (1.6)$$

Onde P_0 é a potência óptica da luz incidente no fotodetector, η_a a eficiência quântica do fotodetector, q a carga do elétron, $h\nu$ a energia do fóton, sendo h a constante de Plank. Algumas conclusões sobre o funcionamento da configuração mínima do girômetro podem ser tiradas observando-se a equação (1.5): (i) a sensibilidade para pequenas rotações é muito baixa, o que para um sistema de alto desempenho é problemático, (ii) a função da equação (1.5) é uma função par, o que impede a determinação do sentido de rotação e (iii) a corrente de saída é passível a possíveis flutuações da potência da fonte luminosa, provocando erros nas medições.

Para contornar esses problemas pode-se incluir um modulador de fase no sistema de tal modo que a corrente de saída se transforme numa função ímpar. Este modulador, na configuração clássica, gera um atraso de fase de $\pi/2$. Na Figura 3.4.4 é mostrado como ficaria a configuração clássica do girômetro em malha aberta com o modulador de fase.

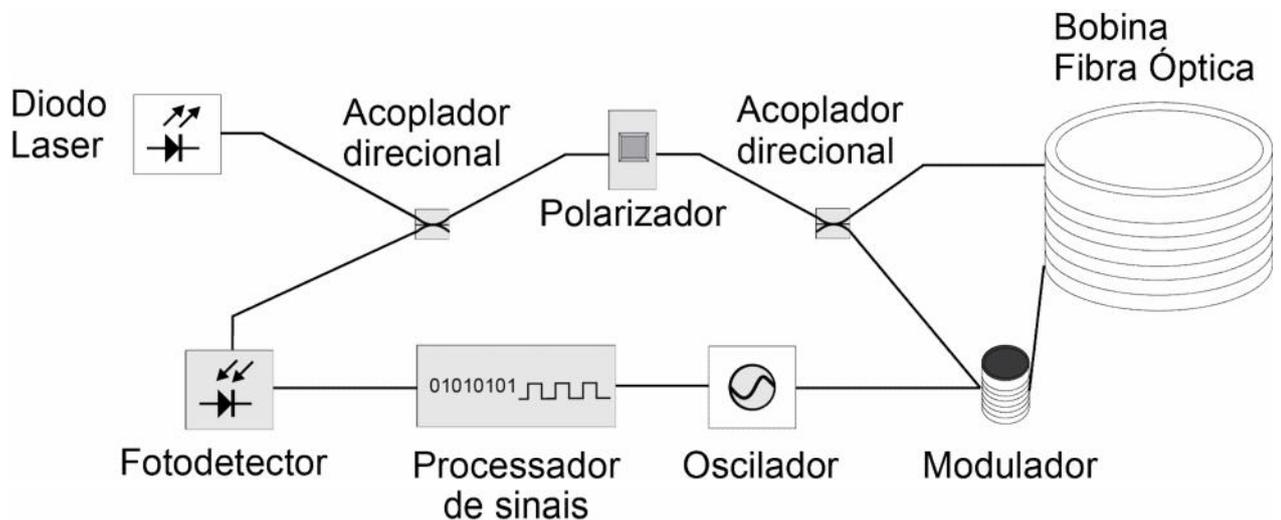


Figura 3.4.4 – Configuração clássica do girômetro a fibra óptica com a inclusão do modulador de fase[4].

Este modulador é, por exemplo, um cilindro de material piezoelétrico submetido a variações de tensão na forma senoidal para aumentar de modo controlado o caminho óptico do feixe que por ele passa ao expandir a fibra óptica. A corrente de saída do fotodetector após a inclusão do modulador fica [3]:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} (1 + \cos(\Delta\phi_s + \phi_n \sin(\omega_m t))) \quad (1.7)$$

Onde ϕ_n é a profundidade de modulação introduzida entre os dois feixes. A expansão da equação (1.7) em série de Fourier resulta em uma função dependente da função de Bessel de primeira espécie e de ordem n. Essa dedução e mais detalhes sobre a expansão podem ser vistos nas referências [3-5]. É interessante observar a resposta do sistema com a modulação para as situações de operação. Na Figura 3.4.5 é apresentada a resposta do sistema quando não há rotação.

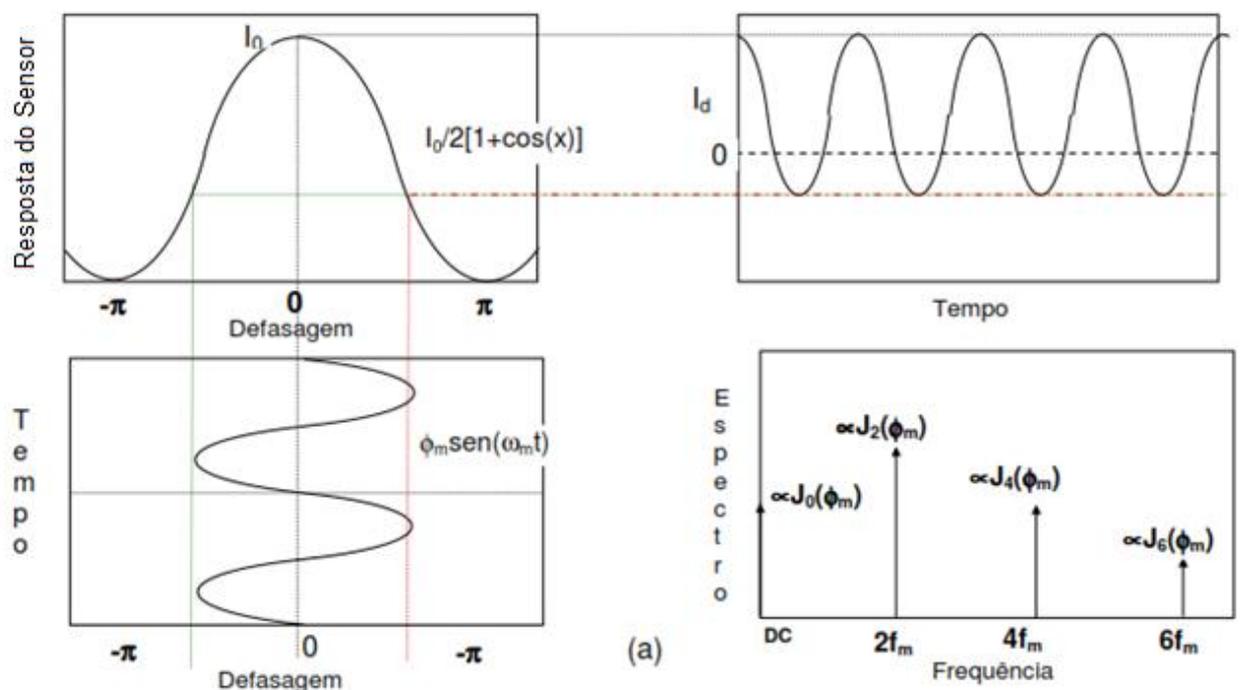


Figura 3.4.5 – Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e da frequência, quando não há rotação[5].

Na Figura 3.4.6 é mostrado o comportamento da corrente do fotodetector quando há rotação. A onda senoidal (modulação) do gráfico da defasagem no tempo (gráfico inferior esquerdo) não está mais em torno do zero, há o acréscimo de um nível DC referente à defasagem introduzida pela rotação $\Delta\phi_s$, isto leva a outros pontos na curva de resposta (gráfico superior esquerdo), o que deforma a resposta da corrente de saída.

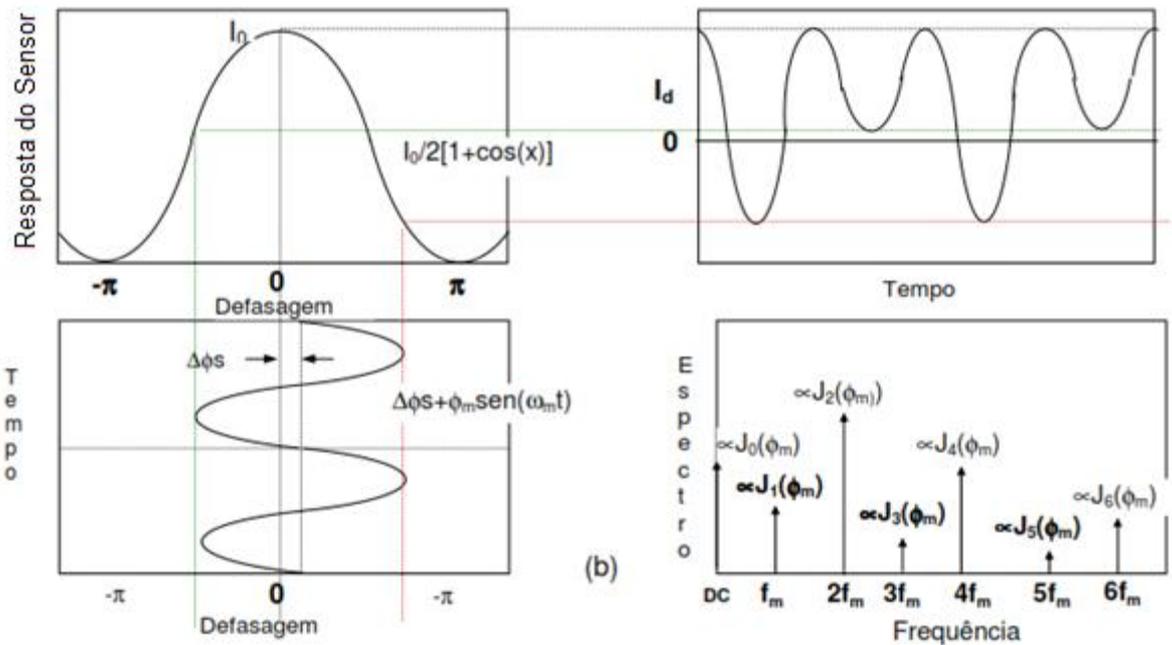


Figura 3.4.6 – Resposta em corrente do fotodetector no espaço do tempo e da frequência, quando há rotação[5].

Esta variação na resposta é utilizada para medir a velocidade angular, assim como mostrado por Tselikov [6]. Detectando os cruzamentos da resposta pelo nível DC médio é possível, através da diferença de área de dois vales consecutivos, medir um valor proporcional à defasagem de Sagnac.

Na Figura 3.4.7 é ilustrado o efeito da rotação na corrente do detector. O tempo de trânsito é $1/f$, mostrado na primeira parte da figura, correspondente a um período da onda de modulação. Observa-se que quando há um aumento na rotação, os vales M tem sua área diminuída, enquanto os vales N tem sua área aumentada. A técnica utilizada nos trabalhos anteriores desenvolvidos no DEMIC [3-5] utiliza este princípio. Os valores médios das tensões de cada vale são amostrados com o uso de chaves em ramos separados do circuito, para então ser realizada uma conversão analógico-digital diferencial dos sinais.

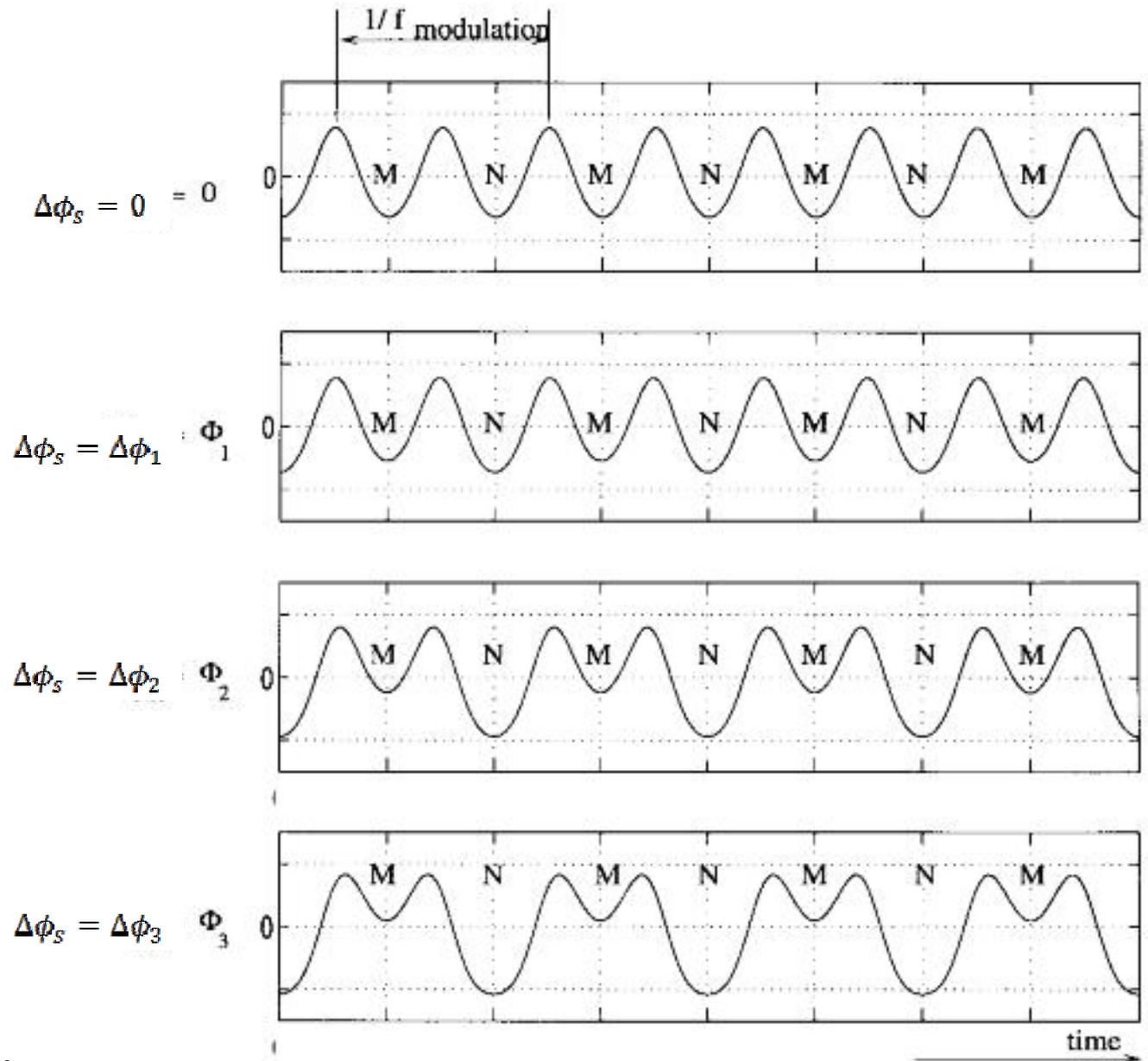


Figura 3.4.7 – Diagrama de tempo da técnica de detecção do cruzamento de zero, onde $\Delta\phi_1 = 0.1$, $\Delta\phi_2 = 0.4$, $\Delta\phi_3 = 0.7$, $\phi_m = 2 \text{ rad}$ [6].

Devido ao fato da malha ser aberta, existem alguns efeitos indesejados na operação do girômetro: (i) o sinal de saída apresenta baixa linearidade próximo ao final da escala e (ii) as rotações máximas são determinadas pela forma de onda senoidal. O sinal adquirido se torna instável, principalmente para rotações altas (próximas do limite da escala), além de ser muito sensível à variação da temperatura. Para superar alguns desses problemas foi proposto em 1984 por Bergh [2] a operação em malha óptica fechada.

Malha Óptica Fechada com Modulação/Demodulação Digital

Um girômetro em malha óptica fechada possui um atuador. Esse atuador realimenta o circuito para manter o sinal de saída do fotodetector no nível equivalente a rotação zero. Há a compensação da defasagem de Sagnac ao se introduzir uma diferença de fase de valor igual e sinal oposto à defasagem de Sagnac [4].

No início da década de 80, quando surgiram os primeiros trabalhos com girômetros de malha óptica fechada, já eram usados componentes integrados ópticos (IOC). O uso destes componentes permitiu que trabalhos fossem publicados em 1985 [7, 8] abordando a possibilidade de fechar a malha óptica, inclusive com o uso de uma rampa digital, diferindo da abordagem analógica utilizada até então. A montagem proposta por Lefevre [9] é semelhante a da Figura 3.4.4, porém usando um modulador do tipo IOC.

O sinal de realimentação enviado ao IOC é a soma de uma modulação de dois níveis (onda quadrada) com uma rampa digital. A inclinação da rampa compensa a defasagem de Sagnac, deixando o sinal de saída do fotodetector ao redor do ponto de rotação nula.

Um aspecto importante da rampa digital é a necessidade de “reiniciar” o valor dela. Quando se chega perto da tensão limite dos componentes eletrônicos, é necessário reconduzir o sinal para um valor intermediário. Na ilustração apresentada na Figura 3.4.8 observa-se uma queda de 2π e como isso influencia a diferença de fase. Como pode ser observado no gráfico inferior, no momento da “reinicialização” da rampa há uma descontinuidade na diferença de fase, se o valor equivalente a 2π não estiver ajustado isto pode gerar uma descontinuidade no sinal da saída.

Sendo $\Delta\phi_R$ o valor da fase gerada pela rampa. Nos sistemas de malha fechada óptica, o valor desta inclinação irá compensar a defasagem de Sagnac provocada pela rotação.

Na Figura 3.4.9 é apresentado o comportamento da saída para uma modulação de dois níveis quando o girômetro está em repouso e quando há rotação. Os picos que são mostrados no sinal de saída são devidos às transições dos níveis de modulação que não ocorrem instantaneamente.

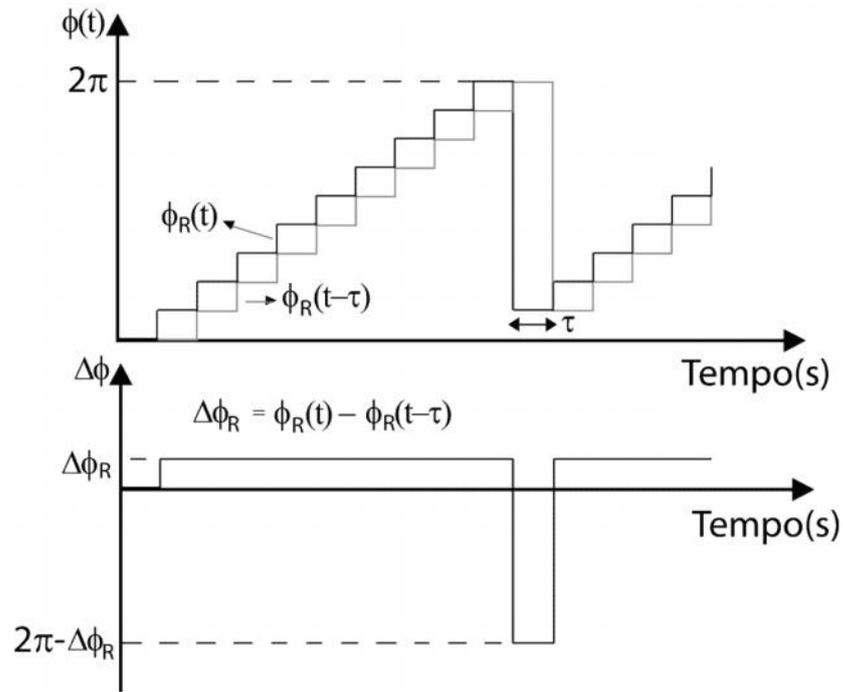


Figura 3.4.8– Rampa digital (acima) e defasagem gerada pela rampa (abaixo).

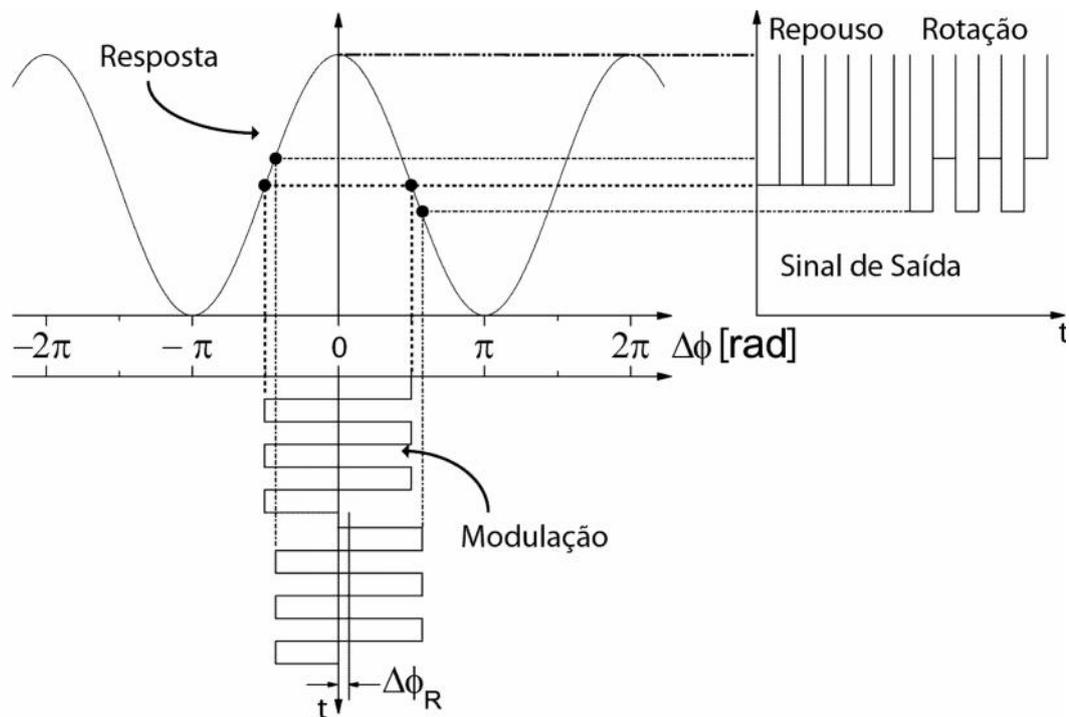


Figura 3.4.9 – Modulação com onda quadrada e o sinal de saída [10].

O grande limitador para esta técnica era a qualidade dos componentes integrados ópticos (IOC), ou qualquer outro atuador. Em 1988 foi publicado um artigo que apresenta guias de onda de LiNbO_3 como alternativa aos guias de onda de titânio como solução de componentes integrados

ópticos (IOC) para o uso em girômetros [10]. Após essa publicação outros trabalhos foram propostos com o uso de IOC para girômetros com malha fechada óptica [11-15]. O IOC introduz um atraso de fase no sinal luminoso a partir da aplicação de uma tensão conforme a equação [15]:

$$\Delta\phi = \frac{n_e^3 \gamma_{33} L_1 \Gamma \pi}{G \lambda} \cdot V \quad (1.8)$$

Onde n_e é o índice de refração do guia de onda do IOC, γ_{33} o índice da matriz de variação do índice de refração do IOC, V a tensão aplicada nos terminais do IOC, L_1 o comprimento do guia de onda do modulador, Γ é a sobreposição do campo elétrico e campo óptico, G o espaço entre os eletrodos e λ é o comprimento de onda da fonte luminosa [15].

Há ainda uma técnica que utiliza uma dupla rampa com inclinação positiva e negativa [16]. Nesta técnica a modulação é feita através de uma onda triangular, que ao atingir um determinado nível inverte o sinal da sua inclinação. As variações na onda triangular são sempre a soma de um incremento fixo de inclinação (mesmo módulo independente do sentido da inclinação da onda triangular) com um valor para compensar a rotação. Como pode ser observado na Figura 3.4.10, caso não haja rotação os tempos T_1 e T_2 serão iguais. Na presença de rotação um dos tempos irá aumentar e o outro diminuir, devido ao módulo das inclinações resultantes de subida e descida serem diferentes. A obtenção da rotação pode ser feita através da contagem dos tempos T_1 e T_2 , ou então, do valor que é acrescido ao valor fixo da inclinação.

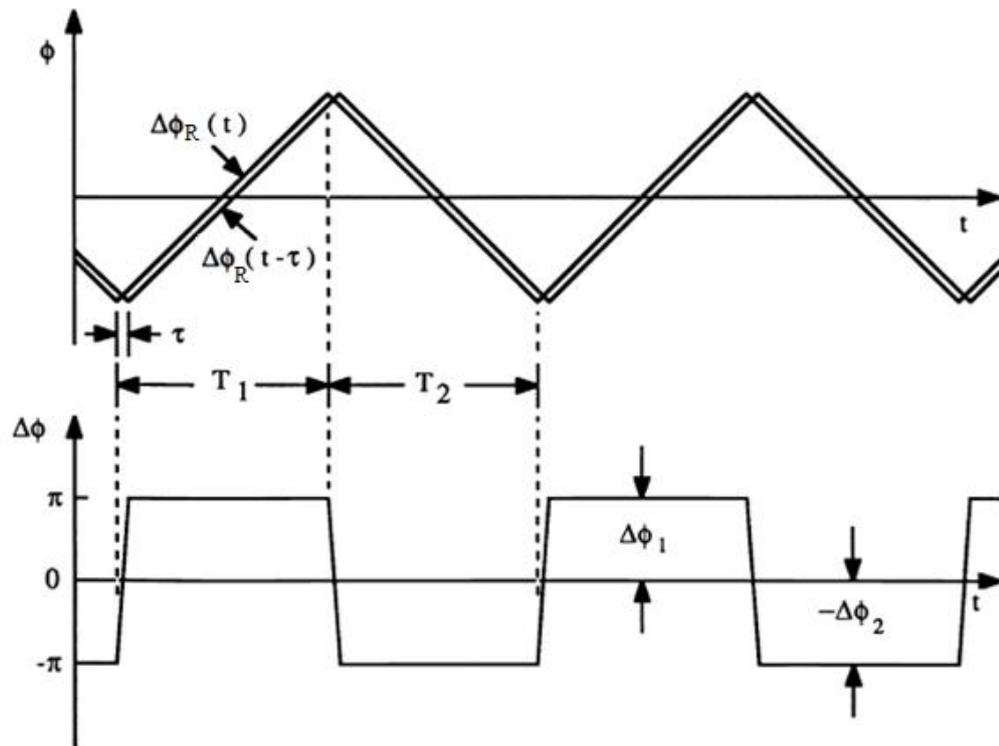


Figura 3.4.10 – Gráficos que mostram como a aplicação de uma modulação de fase com onda triangular resulta uma onda moduladora quase quadrada de diferença de fase [14].

Os próximos avanços nas técnicas de malha fechada óptica que usam uma rampa somada a uma modulação foram no sentido de conseguir uma maior estabilidade no fator de escala. Para isso foram propostos trabalhos com algumas modulações diferentes da de dois níveis (onda quadrada), a maioria apresentando uma modulação de quatro níveis [15-18].

Na Figura 3.4.11 são apresentados os níveis da modulação de 4 níveis e 4 fases. Os níveis são escolhidos de forma que em duas fases é obtida a informação relacionada à rotação (que se busca compensar) e em outras duas há a possibilidade de verificar como está a estabilidade do fator de escala do girômetro.

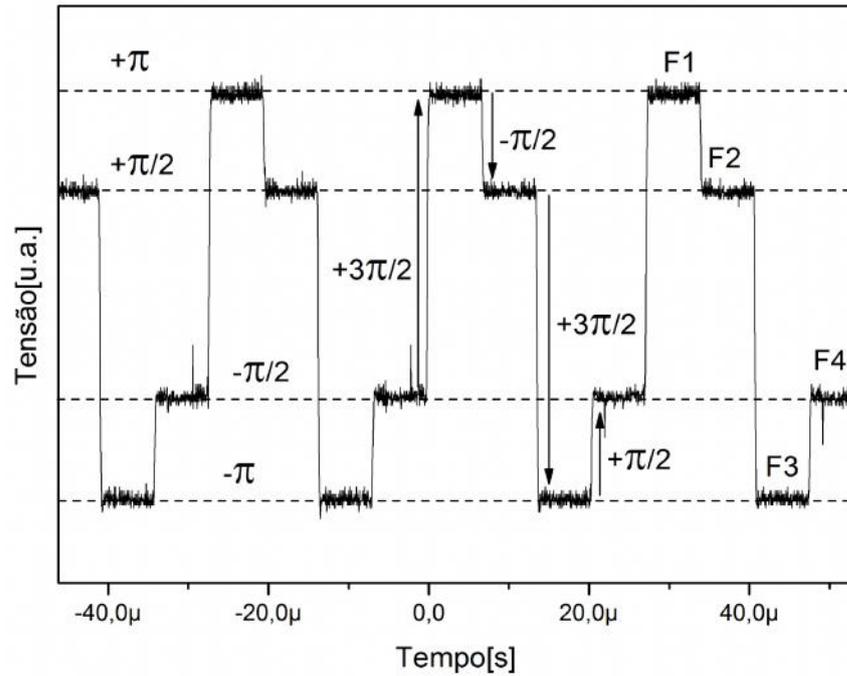


Figura 3.4.11 – Modulação de quatro fases.

Na Figura 3.4.12 são mostrados os atrasos sentidos pelo sistema. Nas fases 2 e 4 os feixes luminosos são submetidos a um atraso de π , usados para medir a rotação. Nas fases 1 e 3, o atraso percebido pelo sistema é de 2π , possibilitando a verificação da estabilidade do fator de escala global.

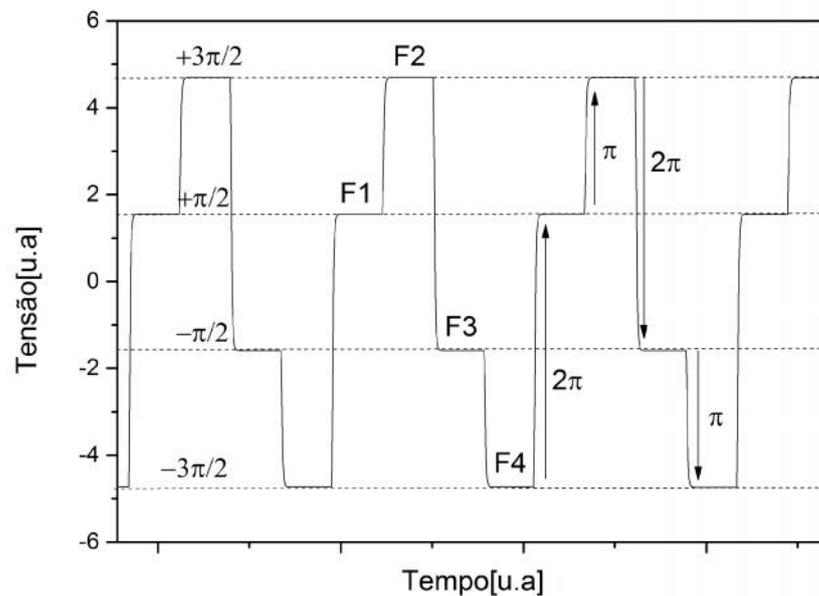


Figura 3.4.12 – Atrasos percebidos pelo sistema para a modulação de quatro fases.

Na Figura 3.4.13 é apresentada a saída do fotodetector para um girômetro utilizando modulação de quatro níveis e quatro fases, quando não há rotação (esquerda) e quando há rotação (direita).

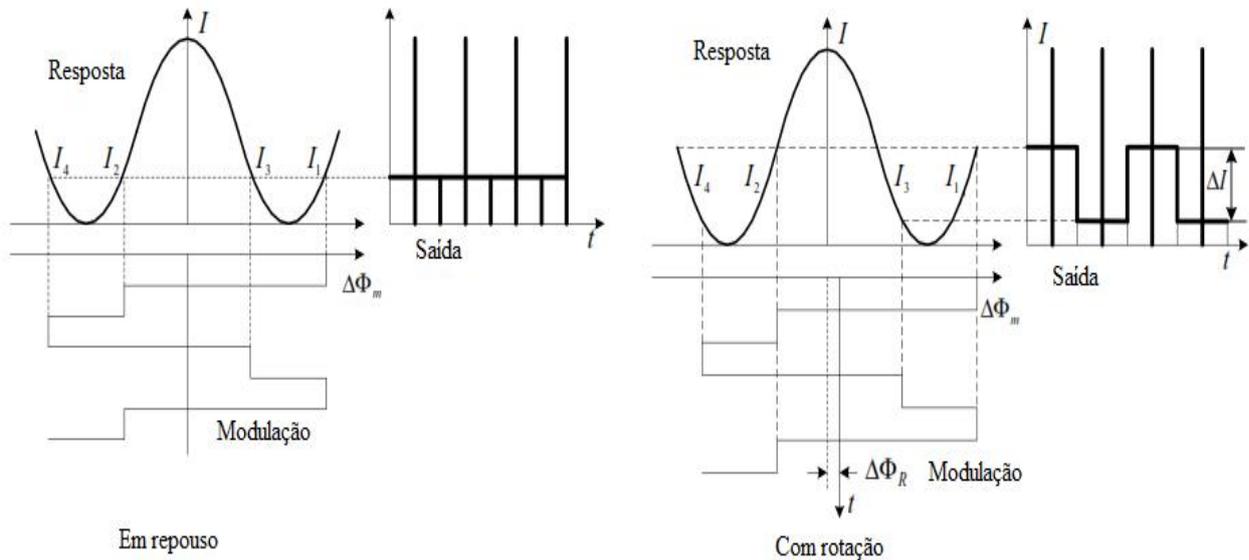


Figura 3.4.13 – Saída em função da modulação e também da rotação [16].

Alguns trabalhos utilizam outras modulações, modulação de 5 pontos [19], inserções periódicas da modulação de 4 níveis em uma modulação normal de 2 níveis [20] e modulação de 10 níveis [21]. Neste trabalho será apresentada no Capítulo 3 uma nova modulação de quatro níveis e seis fases, desenvolvida com o objetivo de minimizar problemas inerentes às outras modulações.

CLASSIFICAÇÃO DE GIRÔMETROS

Os girômetros podem ser classificados de acordo com o princípio físico envolvido em sua operação, aplicação ou então em relação ao desempenho. Neste trabalho o princípio de operação é óptico e a aplicação é aeroespacial, o desempenho que se almeja é o de classe inercial.

Um trabalho de 2010 [22] apresenta uma tabela para o desempenho típico de girômetros comerciais das três classes. A Tabela 3.4.1 mostra o desempenho típico do girômetros:

• TABELA 3.4.1 – DESEMPENHO TÍPICO DE CLASSES DE GIRÔMETROS [22]

Classes	<i>Random Walk</i>	Deriva (<i>bias instability</i>)	Estabilidade do Fator de Escala
Inercial	10^{-4} - $10^{-3}^{\circ}/h$	10^{-4} - $10^{-2}^{\circ}/h$	1-100ppm
Tática	10^{-2} - $10^{-1}^{\circ}/h$	10^{-2} - $10^{\circ}/h$	100 a 1000ppm
<i>Rate</i>	1 - $10^{\circ}/h$	10 - $10^{2}^{\circ}/h$	0,1% a 1%

Os parâmetros *random walk* e a deriva são calculados através de métodos estatísticos, sendo que a norma para caracterização de girômetros proposta pelo IEEE [23], recomenda o uso da Variância de Allan.

O *random walk*, também chamado de *angle random walk* (ARW), é uma especificação de ruído, em unidade de $^{\circ}/\sqrt{h}$, que é diretamente aplicável a cálculos de ângulo [25]. O ARW estima o desvio médio que irá afetar o sinal integrado, este erro está intrinsicamente ligado ao nível do ruído no sinal. Este parâmetro pode ser melhorado aumentando a potência luminosa do sistema e minimizando as fontes de erro espúrios do sistema.

A deriva (*bias instability*) tem características de baixa frequência, que no sinal amostrado aparecem como flutuações lentas nos níveis medidos. A principal origem deste tipo de ruído é na parte eletrônica [23], porém componentes suscetíveis a oscilações térmicas também podem originar este ruído.

A estabilidade do fator de escala está relacionada a erros na medição causados pela variação do termo F_s , visto na Equação 1.3. O valor medido de rotação é proporcional à rotação, com a proporção definida como o fator de escala. Para pequenas rotações o efeito da variação no fator de escala não é crítico, porém quando o sistema é submetido a rotações maiores, pequenas flutuações no valor do fator de escala implicam em alterações significativas no valor de saída.

A evolução do desempenho do girômetro interferométrico a fibra óptica é apresentada no capítulo a seguir.

4) Condicionamento de Sinais Analógicos

4.1) Introdução

A grande variedade de sensores necessária para transformar um grande número de variável existente num sistema de controle de processo em sinais elétricos analógicos produz um igualmente grande número de sinais com características diferentes. Assim, o **condicionamento de sinais** é necessário para converter tais sinais e então “interficiar” de forma adequada com outros elementos no loop do controle de processo. Neste capítulo, nós só estamos interessado com a conversão analógica, onde a saída condicionada ainda é representada por uma variável analógica. Mesmo em aplicações envolvendo processamento digital algum tipo de processamento analógico é requerido antes que a conversão analógica-digital seja feita. A conversão de sinais, que trata sobre isto, será discutido no próximo capítulo.

4.2) Princípios de condicionamento de sinais analógicos

Um sensor mede uma variável pela conversão da informação acerca da daquela variável em um sinal dependente da natureza elétrica ou pneumática. Para desenvolver tais sensores, nós exploramos que algumas característica do material, em circunstancias eventuais, são influenciadas por alguma variável dinâmica. Conseqüentemente, existe pouca escolha no tipo e no tamanho de tal proporcionalidade. Por exemplo, uma vez pesquisado na natureza e achado que a resistência de sulfeto de cromo varia inversamente com a intensidade de luz, nós devemos aprender como explorar este dispositivo para medida da intensidade de luz dentro das restrições deste dispositivo. O **condicionamento de sinais analógicos** proporciona a operação necessária para **transformar** a saída de um sensor em uma forma necessária e adequada para “interficiar” com outros elementos do “loop” de controle de processo (figura 4.1). Nós limitaremos nossa a atenção a esta transformação elétrica.

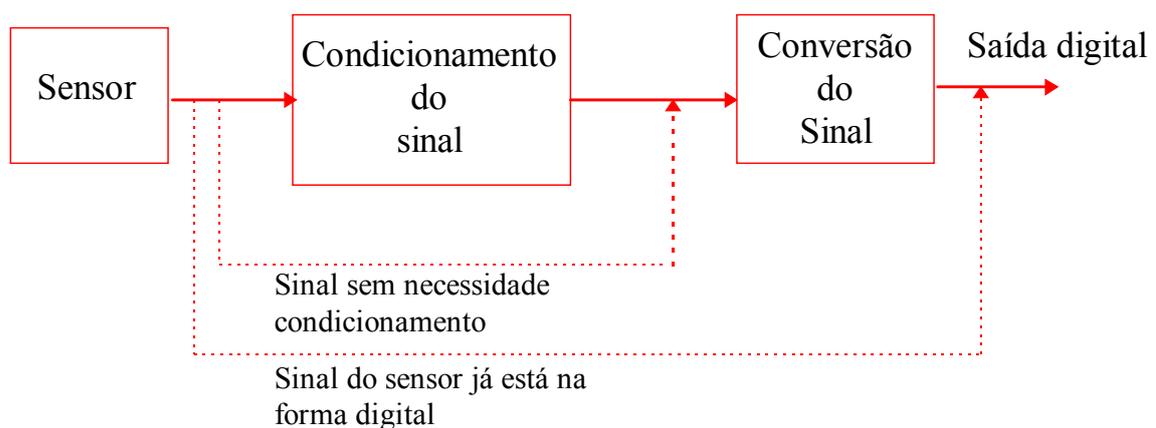


Figura 4.1) Condicionamento do sinal

Nós quase sempre descrevemos o efeito do condicionamento de sinais pelo termo **função de transferência**. Assim, um simples amplificador de voltagem tem uma função de transferência

uma constante que, quando multiplicado pelo sinal de entrada, dar o sinal de saída.

É possível categorizar um condicionamento de sinais em vários tipos, como veremos a seguir, estes **principais tipos** são:

- 1) **Mudança no nível;**
- 2) **Linearização;**
- 3) **Conversão;**
- 4) **Isolação;**
- 5) **Filtragem e**
- 6) **Casamento de impedância.**

- **Mudança no nível**

O deslocamento de nível é o método mais simples e mais usado condicionamento de sinais. Um exemplo típico é a necessidade de **amplificar** ou **atenuar** um nível de voltagem. Geralmente, em aplicações de controle de processo resulta em sinais que variam lentamente com o tempo (baixas frequências), onde amplificadores DC ou de baixas frequências podem ser utilizados. Um fator importante na escolha destes amplificadores é a sua impedância de entrada. Em controle de processo os sinais são sempre representativos de alguma variável do processo, e qualquer efeito de carregamento afetará o correspondência entre o sinal medido e o valor da variável. Em alguns casos, tais como acelerômetros ou detetores ópticos, a resposta em frequência é muito importante.

- * **Linearização**

Como foi visto, o projetista tem pouca escolha sob a característica de saída do sensor versus variável de processo. Normalmente a dependência que existe entre a entrada de a saída é não linear. Até mesmo aqueles dispositivos que são aproximadamente linear podem apresentar problemas quando é necessário uma medida precisa de uma variável. Uma das funções do condicionamento de sinais é a de linearização da resposta do sensor.

Atualmente, com o surgimento de processadores de sinais digitais, os chamados DSP, faz com que o projetista do sistema, em algumas aplicações resolva por linearizar o sinal após a conversão do mesmo no DSP.

A linearização pode se realizada por uma amplificador cujo o ganho é função do nível de voltagem de entrada. Um exemplo de linearização ocorre freqüentemente para um sensor cujo a saída é uma função exponencial de alguma variável de dinâmica de processo. A figura 4.2) ilustra este tipo de comportamento onde a voltagem do sensor é assumida ser exponencial com relação a intensidade de luz I. Isto pode ser expresso por

$$V_1 = V_0 \exp(-\alpha I) \quad (4.1)$$

onde

- V_1 = é a voltagem de saída na intensidade I
- V_0 = é a voltagem de saída na intensidade zero
- α = é a constante exponencial

I = é a intensidade de luz

Para linearizar este sinal, nós empregamos um amplificador cuja saída varia no logarítmico natural ou inverso do sinal de entrada. Isto na prática poderia ser implementado com um diodo colocado na malha de realimentação de um amplificador operacional. Feito isto a saída pode ser expressa por

$$V_A = K \ln(V_{in}) \quad (4.2)$$

onde

V_A = é a voltagem de saída do amplificador

K = é a constante de calibração

V_{in} = é a voltagem de entrada do amplificador = V_I [da equação (4.2)]

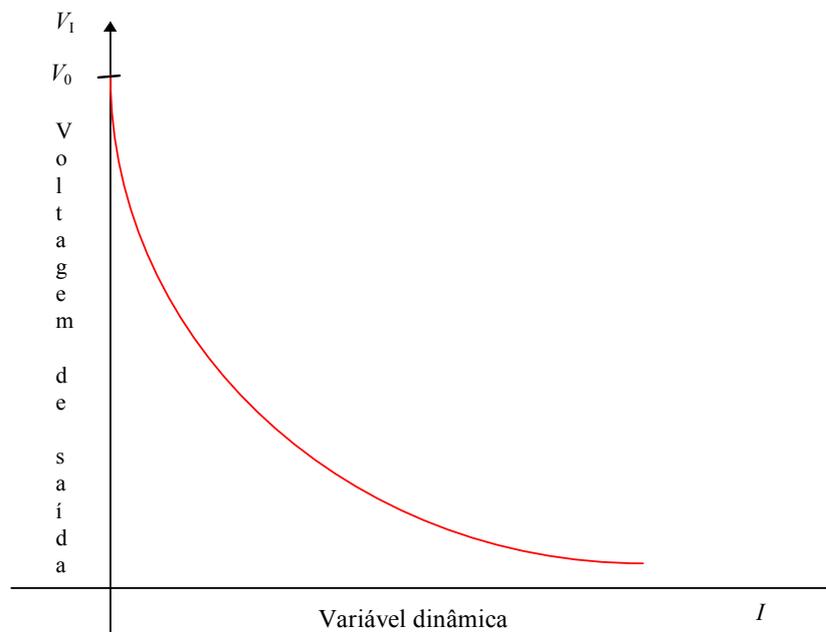


Figura 4.2) Exemplo de uma saída não linear de um sensor

Substituindo a equação 4.1) na equação 4.2) e sendo $V_{in} = V_I$, resulta

$$V_A = K \ln(V_0) - \alpha K I \quad (4.3)$$

onde todos os termos já foram definidos

Desta forma a saída do amplificador variará linearmente com a intensidade e tendo uma voltagem de offset $K \ln(V_0)$ e um fator de escala $-\alpha K$ como mostrado na figura 4.3). Um

condicionamento de sinal posterior pode ser realizado para eliminar a tensão de offset.

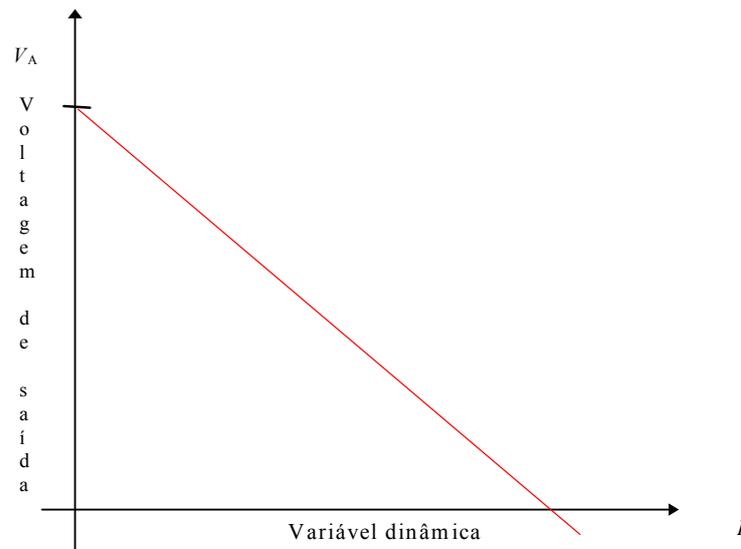


Figura 4.3) Saída linearizada

• Conversões

Freqüentemente, o condicionamento de sinais é usado para converter um tipo de variação elétrica em outra. Assim, como vimos anteriormente, uma grande quantidade de sensores fornece mudança na resistência quando a variável dinâmica muda. Neste caso, é necessário projetar um circuito que converte variação de resistência em sinal de corrente ou tensão. Quando a variação é pequena isto é normalmente feito com um circuito na forma bem conhecida de ponte. Ou através de um amplificador cujo ganho depende deste resistor, quando a variação for grande. O circuito de ponte é extremamente utilizado e por isso, mais adiante, faremos uma descrição deste mais detalhada.

Outros tipos de conversão são necessária devida a imposições do sistema, como por exemplo, quando o sinal da variável dinâmica de interesse é monitorada a distancia. Nestes caso, é comum converter o sinal em corrente no padrão conhecido como **4-20mA**. Nestes circuitos conversores corrente x tensão e tensão x corrente são utilizados.

Quando a distancia é maior ainda o uso da telemetria (medidas remotas de variáveis dinâmicas) sem fio é utilizada, e a conversão do sinal numa forma de fácil propagação (modulação AM, FM, etc.) é feita.

Outra forma de conversão é comum em algumas aplicações onde uma precisão, apenas moderada é exigida, é converter o sinal em um sinal digital de intervalo de tempo, ou um em sinal digital PWM (“pulse width modulated”). Desta forma é possível eliminar uma possível conversão AD, e assim reduzir custos.

- **Isolação**

Em algumas situações na prática é possível que o sinal do sensor contenha uma voltagem de modo comum muito acima do valor máximo tolerável do circuito de condicionamento de sinal. Nesta situação faz-se o uso de **amplificadores isolados** para interfaciar este sinal ao circuito de condicionamento e aquisição de sinal.

- **Filtragem**

Outra forma de condicionamento de sinal consistem em filtragem do sinal. Frequentemente, sinais espúrios de considerável intensidade estão presente em ambiente industrial, tais como sinais da linha de 60 Hertz, transientes de motores e outros sinais indesejáveis. Em muitas situações é necessário a utilização de filtros passa altas, passa baixa ou rejeita faixa para eliminar ou minimizar este sinais indesejáveis. Estes filtro podem ser implementados apenas com elementos passivos, como resistores, capacitores ,indutores, ou filtros ativos, com o uso de amplificadores realimentados.

- **Casamento de impedância**

O casamento de impedância é uma característica importante na interface entre sistemas, quando um a impedância interna do sensor ou a impedância da linha podem causar erro na medida da variável dinâmica. Neste caso, tanto malhas ativas ou passivas podem ser empregadas para realizar tal casamento.

4.3) Considerações sobre amplificadores operacionais - Tecnologias

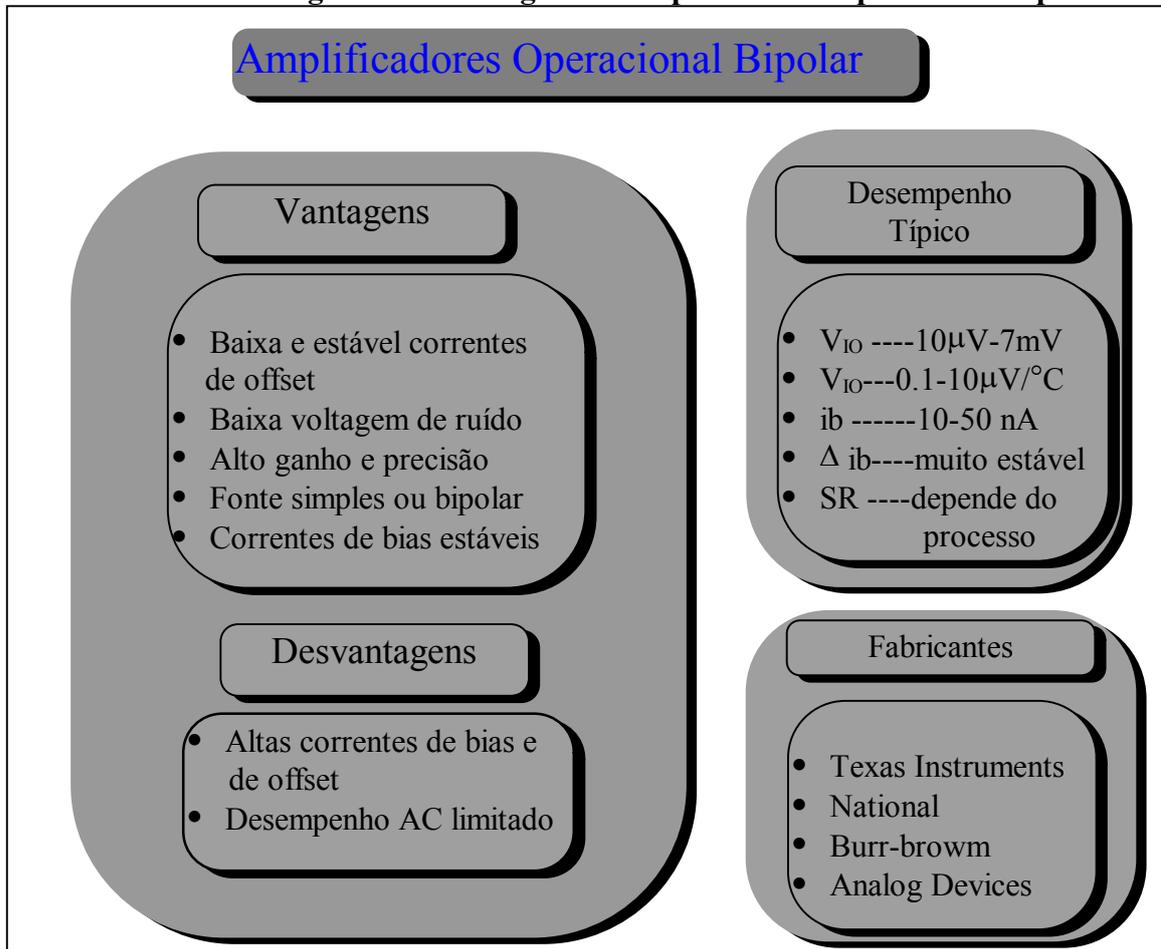
É essencial para o engenheiro projetista ser capaz de usar a tecnologia mais avançada e mais adequada para possibilitar um melhor desempenho dos produtos desenvolvidos. Os fabricantes de circuitos integrados, pelo fato de desejarem abocanhar uma maior fatia do mercado, investem pesadamente no desenvolvimento de novas tecnologias do processo de fabricação e novas configurações de circuitos. E isto, acontece numa velocidade bem maior que o tempo de vida dos “Data Books” e “Data Sheets” da bandada do projetista, de maneira que, se antes uma atualização se fazia necessário, hoje (ano de 1997) tornou-se de vital importância. Felizmente, com a chegada da **Internet**, esta atualização pode ser facilmente realizada, desde que você esteja “plugado”.

4.3.1) Tecnologia Bipolar

A tecnologia bipolar é ainda, de longe, a **tecnologia mais popular** usada para desenvolver amplificadores operacionais (op. Amp.) e novas tecnologias bipolar de alto desempenho estão sendo desenvolvidas continuamente (o μ a741 não reconheceria a tecnologia que está sendo usada hoje).

Os dispositivos projetados com tecnologia bipolar apresentam (hoje 1997) várias vantagens e desvantagem com relação aos outros dispositivos projetados com tecnologias, Bifet e Cmos. Na tabela 3.1 nós mostramos um resumo das principais vantagens e desvantagens, além de alguns valores típicos de parâmetros e a lista dos principais fabricantes.

Tabela 3.1 - Vantagens e desvantagens de amplificadores operacional bipolar



As principais vantagens do amplificador operacional bipolar são:

- **Baixa e estável voltagem de offset**

Desde que os transistores bipolares são relativamente fácil de casar e o seu comportamento com a temperatura e bem entendido, é possível projetar Op. Amp. Com voltagem de offset baixa e estável (baixo “drift” de offset). As voltagens de offset são devidos ao descasamento de V_{be} 's e diferentes correntes de coletor que passa através dos transistores do par de entrada. Através de técnicas de “trimming”, os projetos bipolares são disponíveis hoje (1995) com voltagem de offset tão baixa quanto $10\mu V$ e “drift” menor do que $0.1\mu V/^{\circ}C$.

- **Baixa voltagem de Ruído**

Uma especificação de baixa voltagem de ruído é mais importante do que a de baixa

corrente de ruído na maioria das aplicações (por exemplo, áudio) . Os Op. Amp. Bipolares apresentam uma menor voltagem de ruído entre dispositivos disponíveis comercialmente. A voltagem de ruído de amplificador bipolar é devido principalmente ao ruído térmico da resistência de “spreading” (r_{bb}) de base e da resistência de pequeno sinal ($r_e = 1/g_m$) de emissor. Estes, e outros fatores, podem ser otimizados para conseguir Op. Amp. com voltagem de ruído tão baixa quanto $2nV/\sqrt{Hz}$. Este desempenho é impossível de ser alcançado com amplificadores com transistores FET de entrada. Quando interfaciando com fontes de sinal de alta impedância entretanto, estes amplificadores tornam-se inferior ao projeto com CMOS, devido a sua alta corrente de ruído.

- **Alto ganho**

A transcondutância, g_m , do transistor bipolar do estágio de entrada é alta e portanto o ganho de malha aberta relacionado também é alto. Isto possibilita que projeto de circuito sejam mais precisos que aqueles com Bifet e Cmos. O alto ganho, entretanto, significa uma malha de compensação necessária para garantir estabilidade, o que não acontece com JFETs, permitindo alcançar maior “slew rate”.

As principais desvantagens do amplificador operacional bipolar são:

- **Alto offset e correntes de bias (polarização DC)**

Devido ao estágio de entrada bipolar, as correntes de bias (efetivamente as correntes de base dos transistores de entrada), são altas. O uso de várias técnicas tais como, uso de transistores NPN superbeta, circuitos de cancelamento de corrente de bias, podem ser usadas para reduzir estas correntes, entretanto será muito difícil para o transistor bipolar competir com projetos FET a temperatura ambiente (as corrente de estágios com FET dobram a cada $10^\circ C$).

As correntes de bias de projetos bipolares são, entretanto, muito mais estáveis que a de projetos com entrada FET. Em alta temperatura é possível até que as corrente de estágio com FET sejam mais elevadas que com bipolar, particularmente com superbeta.

- **PNPs de baixo desempenho**

Os transistores PNPs laterais são mais lentos (e mais ruidoso) que os transistores NPNs no mesmo processo. Uma tecnologia típica bipolar produz PNPs com F_T (largura de banda do transistor) de 3 MHz, enquanto os NPNs tem F_T de 150 MHz. Como é muito difícil projetar um dispositivo sem fazer uso de transistores PNPs, o desempenho AC global do amplificador é severamente limitado.

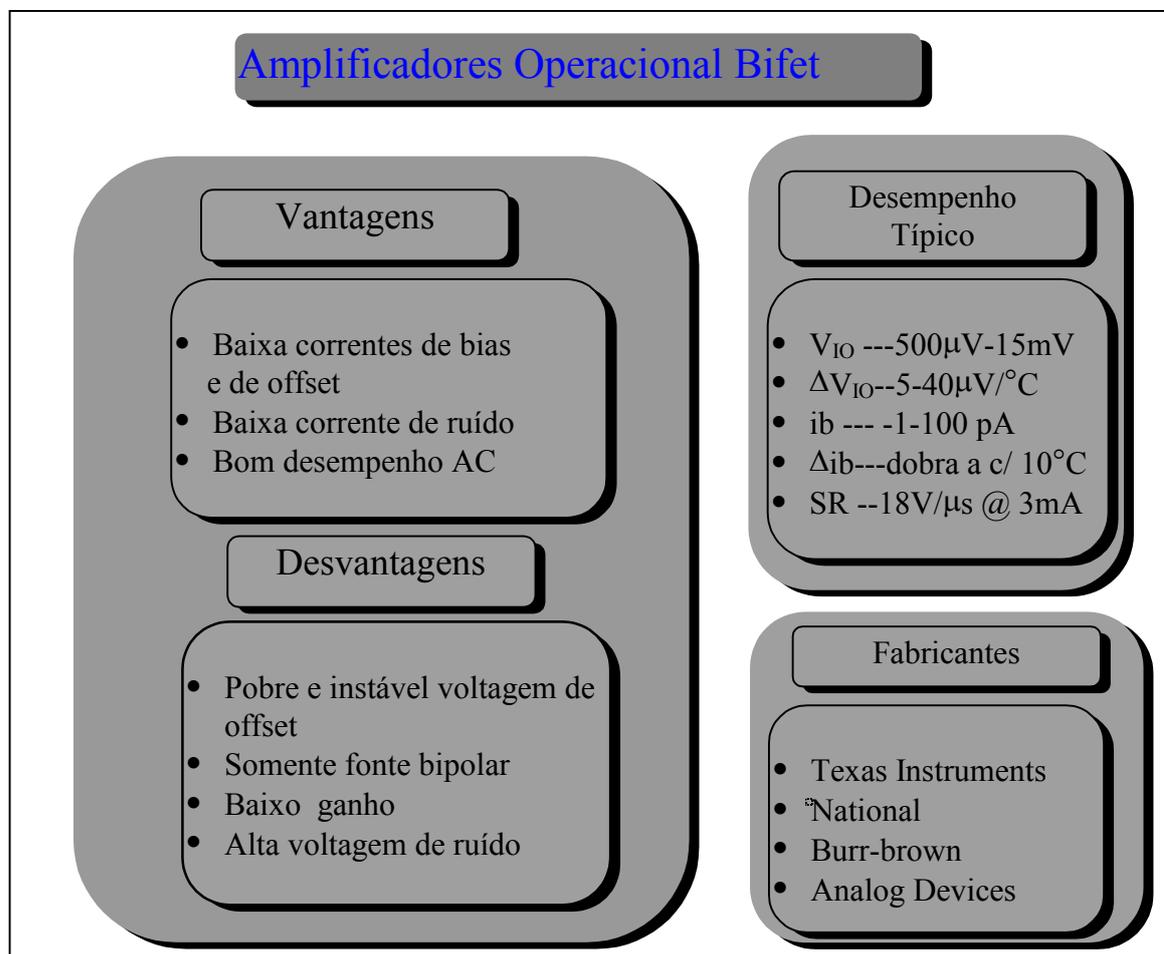
Para fugir desta imposição muito fabricantes desenvolveram tecnologias bipolar complementar que tem PNPs verticais rápido com F_T 's similares aos do NPNs. O resultado é que Op. Amp. bipolar com produto ganho x banda do ordem de 1 Giga Hertz podem ser alcançado. A Texas Instruments possui um processo bipolar chamado **Excalibur** que além de possuir PNP's de alto desempenho inclui outras características necessárias para o desenvolvimento de amplificadores de alta performance.

4.3.2) Tecnologia Bifet

Os amplificadores operacionais Bifet foram introduzido no começo dos anos 70 e hoje (1997) ele estão entre os tipos de Op. mais comum. Eles são essencialmente Op. Amp. bipolar que utilizam transistores de entrada JFET's canal p compatíveis de alta voltagem.

Os dispositivos projetados com tecnologia bipolar apresentam (hoje 1997) várias vantagem e desvantagem com relação aos outros dispositivos projetados com tecnologias, Bipolar e Cmos. Na tabela 3.2 nós mostramos um resumo das principais vantagens e desvantagens, além de alguns valores típicos de parâmetros e a lista dos principais fabricantes.

Tabela 3.2 - Vantagens e desvantagens de amplificadores operacional Bifet



As principais vantagens do amplificador operacional Bifet são:

- **Alta impedância e baixas correntes de bias**

A alta impedância inerente dos transistores FET (JFET's) propicia Op. Amp. com correntes de bias extremamente baixas. Isto acarreta vantagens significantes para muitas aplicações incluindo integradores, sample-hold e circuito tipo filtros. Entretanto, um cuidado especial deve ser tomado em aplicações envolvendo altas temperaturas, pois as correntes de bias destes Op. Amp. dobram a cada 10 °C com o aumento da temperatura.

- **Desempenho AC melhorado**

Quando os JFET's são utilizados na entrada de um Op. Amp., o resultado é um que o ganho diferencial do estágio de entrada será bastante reduzido com relação ao estágios com bipolar. Portanto, o capacitor de compensação (que fornece estabilidade ao dispositivo) pode ser reduzido resultando num aumento significativo no "Slew rate". Para uma mesma corrente de alimentação um Op. Amp. Bifet pode facilmente ter um "Slew rate" cerca de 5 (cinco) vezes maior do que o equivalente bipolar.

- **Corrente de ruído reduzida**

A corrente de ruído de entrada de Op. Amp. Bifet é determinada pela ruído shot da corrente de porta, que é muito baixa a temperatura ambiente. Isto significa em baixa corrente de ruído de entrada, que é muito importante quando a impedância da fonte de sinal é muito elevada.

As principais desvantagens do amplificador operacional Bifet são:

- **Alto e instável voltagem de offset**

Projetos Bifet apresenta tipicamente maior voltagem de offset do que os equivalentes bipolares. A característica dc menos uniforme e o pobre "drift" térmico faz com que o casamento dos transistores de entrada seja muito difícil. Estes também são muito propenso a tensão induzidas de encapsulamento de plástico. Os amplificadores Bifets de precisão são normalmente disponíveis em encapsulamento de cerâmica e metal.

A seleção típica padrão de Bifets em encapsulamento de plástico apresentam offset de 2 à 3mV e pobre estabilidade térmica. Projetos mais recente, tais como os da série TL051 e TL031 da Texas Instruments permite se obter novos níveis de precisão e estabilidade

- **Pobres especificações de CMRR, PSRR e ganho de malha aberta**

ganho reduzido do estágio de entrada dos Bifet's, que é responsável pelo desempenho ac, também causa uma redução em vários parâmetros de ganho do dispositivos, que por conseguinte o torna menos adequado para uso em projeto de precisão.

- **Alta voltagem de ruído**

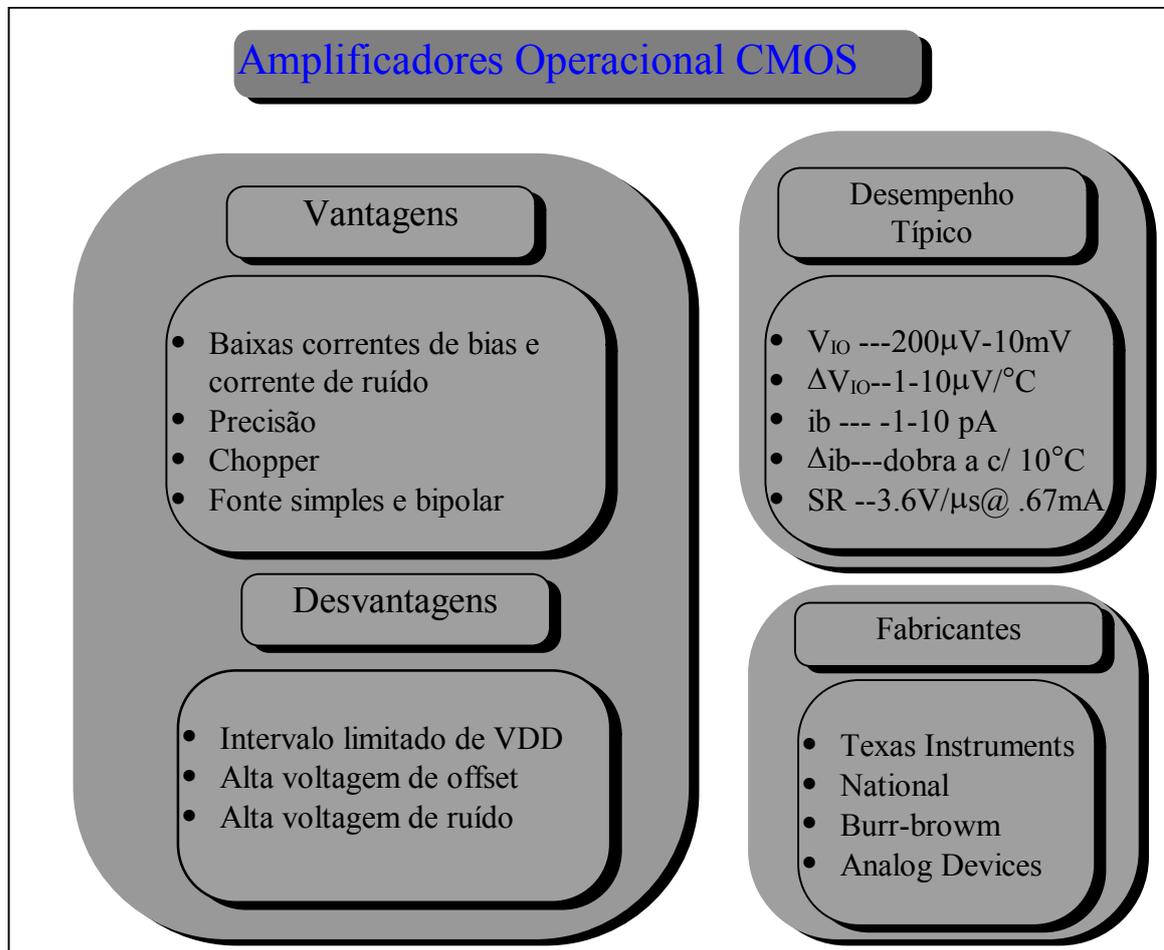
Um estágio de entrada FET apresenta uma maior voltagem de ruído e maior frequência 1/f quando comparado com dispositivos bipolares.

4.3.3) Tecnologia CMOS

Embora considerado originalmente ser bastante instável para muitas funções lineares, a Op. Amp. CMOS são hoje reconhecidos como uma alternativa real para muitos Op. Amp. bipolares, Bifet e até em Op. Amp. isolados dielectricamente.

Com o avanço da tecnologia, a partir de 1983, os primeiros Op. Amp. projetados com processos CMOS avançados estavam disponíveis no mercado. Assim os dispositivos projetados com tecnologia CMOS apresentam (hoje 1997) várias vantagens e desvantagens com relação aos outros dispositivos projetados com tecnologias, Bipolar e Bifet. Na tabela 3.3 nós mostramos um resumo das principais vantagens e desvantagens, além de alguns valores típicos de parâmetros e a lista dos principais fabricantes.

Tabela 3.2 - Vantagens e desvantagens de amplificadores operacional CMOS



As principais vantagens do amplificador operacional CMOS são:

- **Operação com fonte simples**

De longe a principal vantagem do uso de Op. Amp. CMOS é sua excelente operação em

aplicações em fonte simples. O uso de transistores PMOS no estágio de entrada e NMOS no estágio de saída é possível conseguir amplificadores com intervalo de tensão modo comum que incluem os valores limites da fonte de alimentação e o estágio de saída pode atingir o extremo inferior da fonte de alimentação. Esta característica juntamente com o seu baixo consumo obviamente o torna ideal para aplicação com baterias.

- **Aplicações em baixas voltagem e correntes de alimentação**

Os Op. Amp. CMOS são capazes de operar com fonte de corrente de alimentação de menos que $10\ \mu\text{A}$ e fonte de alimentação tão baixa quanto $1.4\ \text{V}$. esta característica o torna único para aplicação com baterias.

- **Alta impedância de entrada e baixas correntes de bias**

Da mesma forma que os Op. Amp. Bifet, o uso de transistor MOS no estágio de entrada possibilita projetar amplificadores com alta impedância de entrada e baixas correntes de offset e bias. Op. Amp. CMOS são disponíveis com correntes de entrada da ordem de $10\ \text{fA}$ à $25\ ^\circ\text{C}$. Entretanto, esta corrente dobra a cada $10\ ^\circ\text{C}$ com o aumento da temperatura.

As principais desvantagens do amplificador operacional CMOS são:

- * **Intervalo de voltagem de alimentação limitada**

Embora ideal para aplicação com fonte simples, a maior parte de transistores CMOS não opera com tensão de alimentação maior que $16\ \text{V}$. Esta é uma limitação para o uso deste amplificadores em aplicação em instrumentação.

- * **Voltagem de offset limitada**

O melhor dispositivo CMOS pode alcançar voltagem de offset tão baixa quando $200\ \mu\text{V}$ que é melhor que grande parte do Op. Amp. Bifet, mais não compete com os melhores projetos bipolares. As voltagens de offset típicas de Op. Amp. CMOS são da ordem de $2\ \text{mV}$ à $10\ \text{mV}$. A estabilidade da voltagem de offset é entretanto, melhor quando comparado com os projetos Bifet.

Amplificadores conhecidos como **chopper amplifier**, são disponíveis em tecnologia CMOS e alcançam o ultimato em precisão dc. As voltagem de offset máxima destes amplificadores são tão baixas quanto $1\ \mu\text{V}$.

- * **Alta voltagem de ruído**

Da mesma forma que os Op. Amp. Bifet, um estágio de entrada MOS produz alta voltagem de ruído e alta frequência de corte $1/f$, embora as corrente de offset sejam extremamente baixas. Tecnologias mais recente já estão tornando possível amplificadores com especificações de ambas voltagem e corrente de ruído baixas.

4.3.4) Macro modelos de dispositivos e Simulações

Desde a introdução do amplificador operacional, modelos muito simplificados de seu comportamento tem sido usado para prever a saída do dispositivos quando excitados pelas várias formas de sinal de entrada.

O modelo mais simplificado é o que utiliza o conceito de **curto virtual** (terra virtual é um caso particular). Este assume ganho e impedância de entrada infinito (veja figura 4.4a). Este modelo funciona razoavelmente bem com Op. Amp de alto desempenho com ganho de malha aberta maior que 1 (um) milhão (120 dB). Mas fornece um resultado não satisfatório quando deseja-se considerar outros aspectos no desempenho do Op. Amp., tais como os erros associados com as entradas e sua resposta em frequência.

Para aplicações DC, a alta impedância de entrada é normalmente uma boa suposição, já que quase todos os Op. Amp. tem impedância de entrada maior que 1 M Ω e o ganho de malha fechada é freqüentemente baixo, de maneira que o amplificador opera com alto ganho de malha aberta, de modo que este modelo é uma boa aproximação. Teremos um modelo mais completo se levarmos em contas a voltagem de offset, as correntes de bias e de offset, no modelo simplificado. Todos estes são efeito dc, e pode descrever o comportamento do Op. Amp. razoavelmente bem, entretanto, nenhum aspecto ac poderá ser previsto.

O Op. Amp. pode ser considerado como um filtro passas baixas com um ganho enorme, A_{ma} , configurado com uma malha de realimentação negativa de ganho β (veja figura 4.4b). A equação do sistema como um todo será dada por

$$G_{mf} = \frac{A_{ma}}{1 + A_{ma} \cdot \beta} \quad (4.4)$$

onde

G_{mf} = é o ganho de malha fechada (V_{out}/V_{in})

A_{ma} = é o ganho de malha de malha aberta

β = é o ganho da malha de realimentação (V_{-}/V_{out})

V_{-} = é a entrada não inversora do Op. Amp.

Usando o modelo acima aumenta consideravelmente a precisão do modelo mas pode aumentar a complexidade de análise, especialmente em sistemas com muitos Op. Amp.

Com o advento do Computador Pessoal (Personal Computer , PC), um modo muito simples de fazer análise de circuitos com Op. Amp. se fez possível: **Macro modelos de Op. Amp.** O macro modelo é um modelo simplificado do Op. Amp. que leva em conta todos os seus parâmetros chaves (veja figura 4.4 c). Atualmente vários fabricante de CI's (circuitos integrados) fornecem junto com os seus "Data Sheets", macro modelos de Op. Amp. que são compatíveis com vários pacotes de simulação elétrica, um exemplo é o MICROSIM'S PSPICE™.

O macro modelo usa transistores reais para modelar o estágio de entrada do Op. Amp. Fonte de corrente, de tensão e componentes passivos são utilizados para modelar o ganho e

característica de resposta em frequência dos vários estágios. Cada parâmetros são derivados das especificações do Op. Amp. e assim a simulação é realizada com alto nível de precisão. Os macro modelos, assim como tudo, é permite um compromisso entre desempenho ótimo e velocidade de computação, custo e facilidade de utilização. Um modelo completo do Op. Amp. dará um melhor representação do dispositivo mas consumirá muito tempo de simulação e maior custo.

A figura 4.4) mostra um resumo dos modelos acima mencionados, sendo que o macro modelo mostrado é apenas para efeito de ilustração.

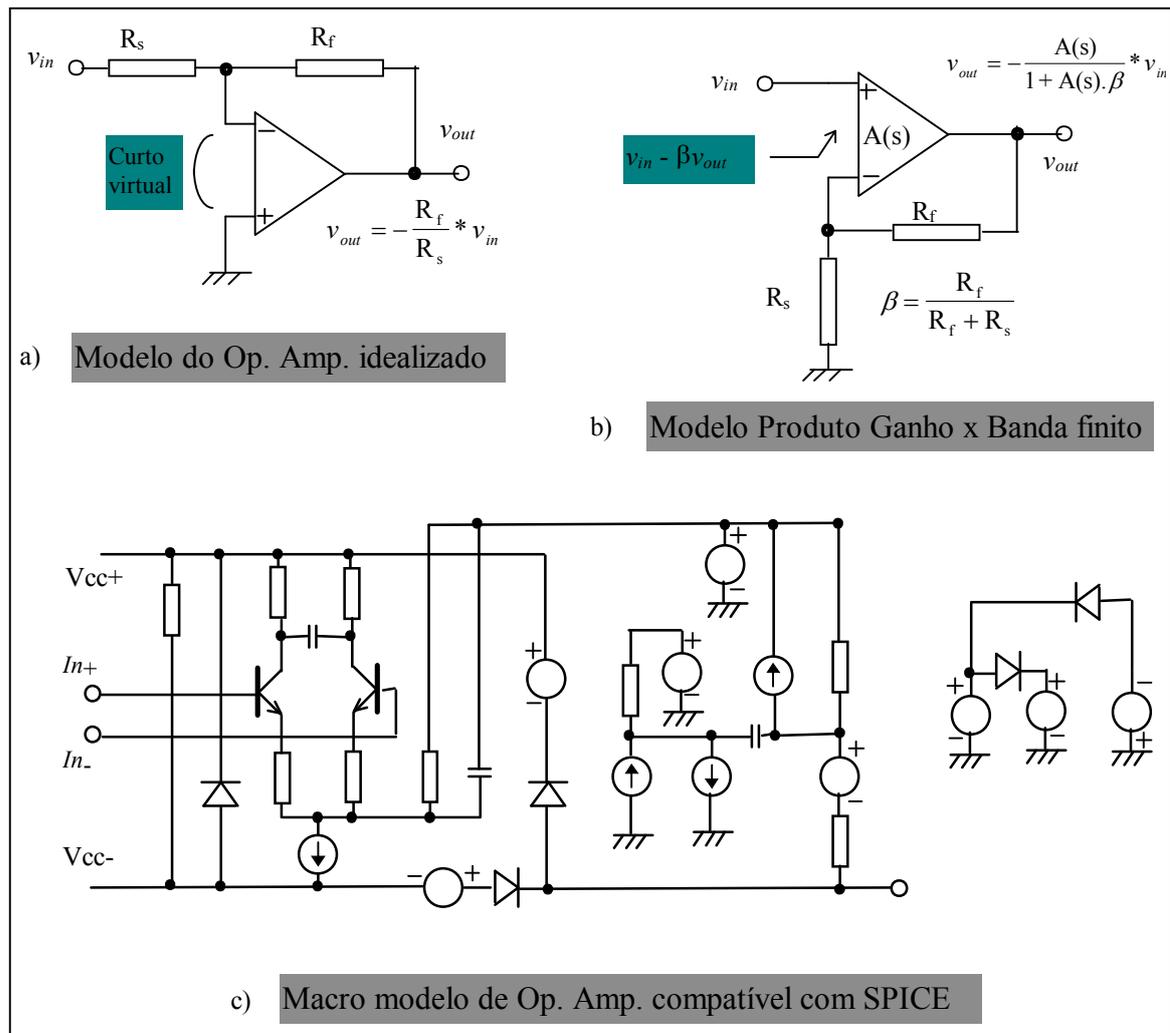


Figura 4.4) Macro modelo de Op. Amp. compatíveis com SPICE.

4.4) Aplicações DC

4.4.1) Projeto de precisão DC

Qualquer que seja o circuito de condicionamento de sinais será necessários que este esteja dentro de algum conjunto de especificações do sistema. Isto é verdadeiro do circuito mais simples até o circuito mais complicado.

A **Faixa dinâmica** ou “range” dinâmico é uma das formas de expor as especificações do sistema. Ele pode ser usado como uma medida dos erros do sistema. Na maior parte das aplicações os dispositivos que terão maior efeito no desempenho do sistema como um todo, serão aqueles do estágio de entrada, desde que não existe nenhuma forma de eliminar os erros introduzidos.

A configuração mais básica de um Op. Amp. é mostrado na figura 4.5). os transistores do estágio de entrada não perfeitamente casados e assim existe um offset entre eles. Esta voltagem de offset também é dependente da tensão de alimentação e da voltagem de modo comum na entrada. Estes efeitos são normalmente conhecidos como Razão de Rejeição de fonte de alimentação (PSRR, do inglês, Power Supply Rejection Ratio) e Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR, do inglês, Common Mode Rejection Ratio) respectivamente. Estes parâmetros pode ter uma influência elevada se a voltagem de offset do dispositivo for pequena.

Os transistores de entrada também são os responsáveis pela corrente de bias do Op. Amp.. Estas correntes de bias podem adicionar uma voltagem de offset equivalente devido a passagem das mesma pelos resistores vistos pelas as entradas inversora e não-inversora. Por exemplo, para uma configuração de amplificador inversor, a resistência da entrada inversora será igual a resistência de fonte em paralelo com o resistor de realimentação, e a resistência da entrada não-inversora deve ser igual a mesma de modo a minimizar o valor da voltagem de offset equivalente.

A voltagem de offset pode também variar devido a mudança na temperatura de junção dos transistores de entrada e durante o tempo de vida do dispositivo.

Erros de podem também ser introduzidos pelo ganho de malha aberta finito. A grande maioria das aplicações assume o ganho do Op. Amp. infinito. Mas quando o projeto exige uma precisão melhor do que 0.1%, o erro devido a ganho finito pode ser um fator limitante.

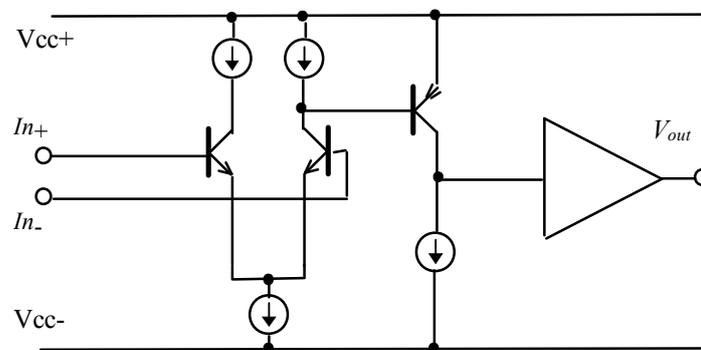


Figura 4.5) configuração básica de um Op. Amp.

Erro devido a ruído de baixa frequência pode um grande problema em aplicações DC. Neste caso somente o ruído flicker ($1/f$) é predominante e deve ser considerado. Portanto a seleção do dispositivo com baixo ruído $1/f$ é de extrema importância.

Todos estes erros somados de forma adequada limitará a precisão do sistema. A seguir daremos um maior formalismo a esta questão.

4.4.2) “Range” dinâmico e Bits de precisão

Uma medida da precisão do sistema é o seu “range” dinâmico, ou **faixa dinâmica** que normalmente expresso em dB e é definido como a razão do máximo sinal de saída e o erro total na saída. Esta medida é normalmente usado em aplicações AC onde ruído de banda larga pode ser freqüentemente um fator limitante do desempenho do sistema como um todo.

Entretanto, com o aumento de processamento de sinais digitais é comum expressar a precisão do sistema em termos do número de BIT’s.

A figura 4.6) mostra um Op. Amp., incluindo todos os seus erros de entrada, na configuração não inversora. E a figura 4.7) todos os erros relacionados com o projeto DC, e o “range” dinâmico.

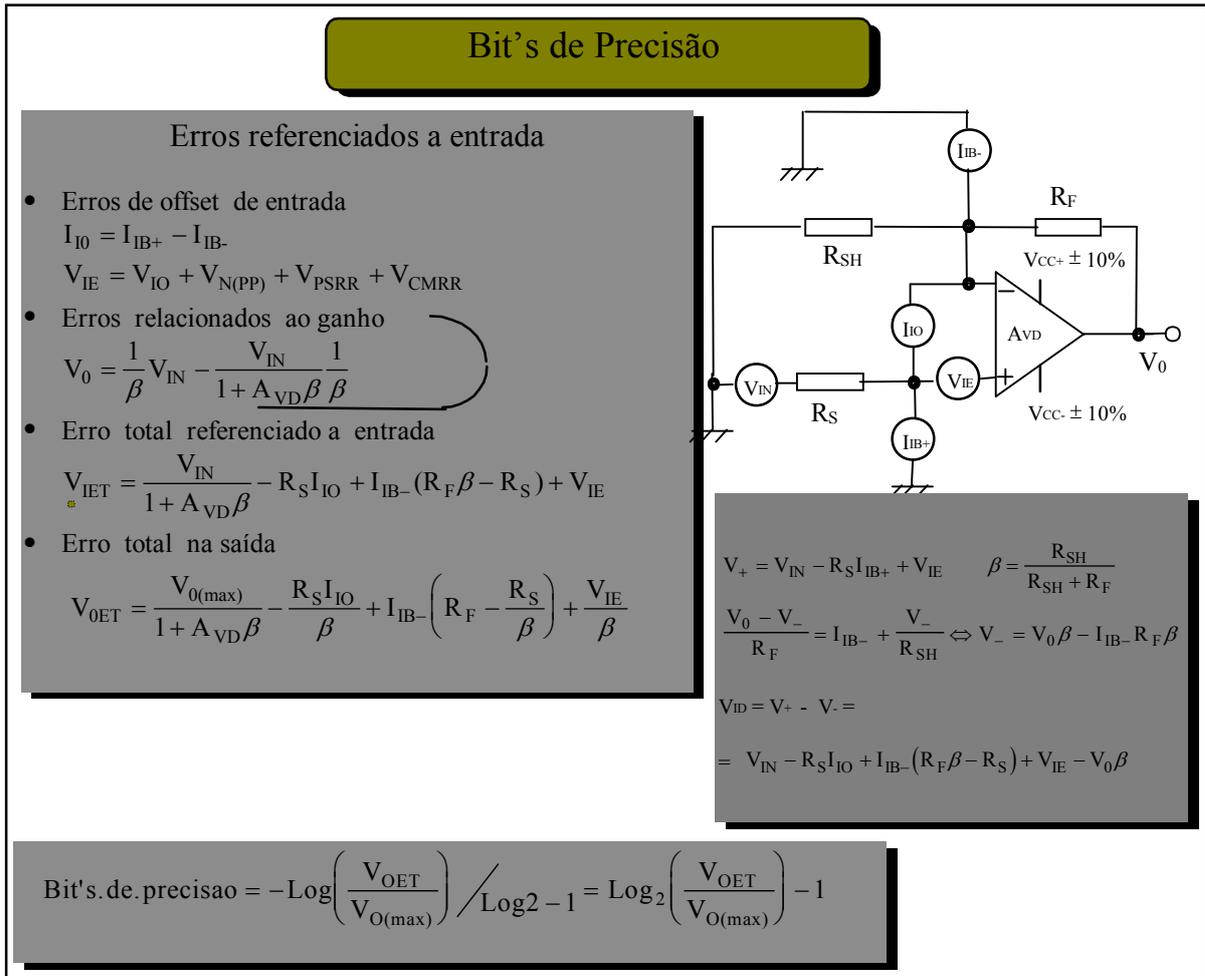


Figura 4.6) Definição de Bit's de precisão

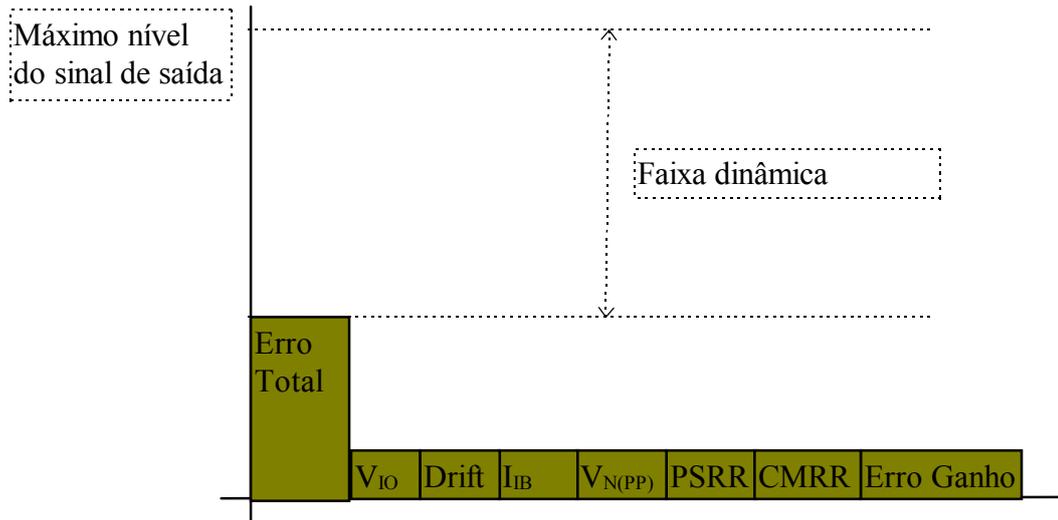


Figura 4.7) Erro relacionados com projeto DC e faixa dinâmica

A voltagem vista pela entrada não inversora será:

$$V_+ = V_{IN} - R_S I_{IB} + V_{IE} \quad (4.5)$$

onde V_{IE} inclui a voltagem de offset do dispositivo e também a sua razão de rejeição de fonte de alimentação e de modo comum, assim como ruído de baixa frequência.

$$V_{IE} = V_{IO} + V_{N(PP)} + V_{PSRR} + V_{CMRR} \quad (4.6)$$

Somando as correntes que flui na entrada inversora:

$$\frac{V_O - V_-}{R_F} = I_{IB-} + \frac{V_-}{R_{SH}} \quad (4.7)$$

A voltagem na entrada inversora será:

$$V_- = V_O \beta - I_{IB-} R_F \beta \quad \text{onde} \quad \beta = \frac{R_{SH}}{R_{SH} + R_F} \quad (4.8)$$

A entrada diferencial, V_{ID} , é agora igual à $V_+ - V_-$:

$$V_{ID} = V_{IN} - R_S I_{IO} + I_{IB-} (R_F \beta - R_S) + V_{IE} - V_O \beta \quad (4.9)$$

onde $I_{IO} = I_{IB+} - I_{IB-}$.

A voltagem de saída, V_o , é igual à V_{ID} multiplicado pelo ganho de malha aberta do Op. Amp.(e ignorando as voltagens de offset)

$$V_o = V_{ID} * A_{VD} = \frac{1}{\beta} V_{IN} - \frac{V_{IN}}{(1 + \beta A_{VD})\beta} \quad (4.10)$$

Referenciando esta e os outros erro de offset de entrada, o erro total referenciado a entrada, V_{IET} , é igual à

$$V_{IET} = \frac{V_{IN}}{1 + A_{VD}\beta} - R_S I_{IO} + I_{IB-} (R_F \beta - R_S) + V_{IE} \quad (4.11)$$

Todos erros serão multiplicado pelo ganho não inversor do Op. Amp. ($1/\beta$) para dar um erro total na saída, V_{OET} :

$$V_{OET} = \frac{V_{IN}}{(1 + A_{VD}\beta)\beta} - \frac{R_S I_{IO}}{\beta} + I_{IB-} (R_F - \frac{R_S}{\beta}) + \frac{V_{IE}}{\beta} \quad (4.12)$$

A máxima faixa dinâmica será alcançado quando o sinal de saída atingir seu máximo valor, de modo que o

$$V_{OET} = \frac{V_{IN(MAX)}}{(1 + A_{VD}\beta)\beta} - \frac{R_S I_{IO}}{\beta} + I_{IB-} (R_F - \frac{R_S}{\beta}) + \frac{V_{IE}}{\beta} \quad (4.13)$$

A máxima faixa dinâmica do sistema será portanto igual a máxima saída, $V_{O(MAX)}$, dividido pelo erro total, V_{OET} . Convertendo em decibéis vem:

$$\text{Faixa dinâmica} = -20 \text{Log} \left(\frac{V_{OET}}{V_{O(MAX)}} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4.14)$$

$$= -20 \text{Log} \left(\frac{1}{(1 + A_{VD}\beta)} - \frac{\frac{R_S I_{IO}}{\beta} + I_{IB-} \left(R_F - \frac{R_S}{\beta} \right) + \frac{V_{IE}}{\beta}}{V_{O(MAX)}} \right) \quad (4.15)$$

e

$$\text{Bit's de precisão} = -\text{Log}\left(\frac{V_{0ET}}{V_{O(MAX)}}\right) / \text{Log}_2 - 1 \quad (4.16)$$

$$= \text{Faixa dinâmica}/6.02 - 1 \quad (4.17)$$

Esta é uma outra forma de medir a precisão de um sistema, e pode ser usada quando relacionarmos o desempenho de um Op. Amp. com um conversor AD.

Para se ter uma noção do estado da arte em amplificadores de precisão para aplicação DC, a figura 4.8) mostra os erros de um amplificador operacional de precisão fabricado pela Texas Instruments.

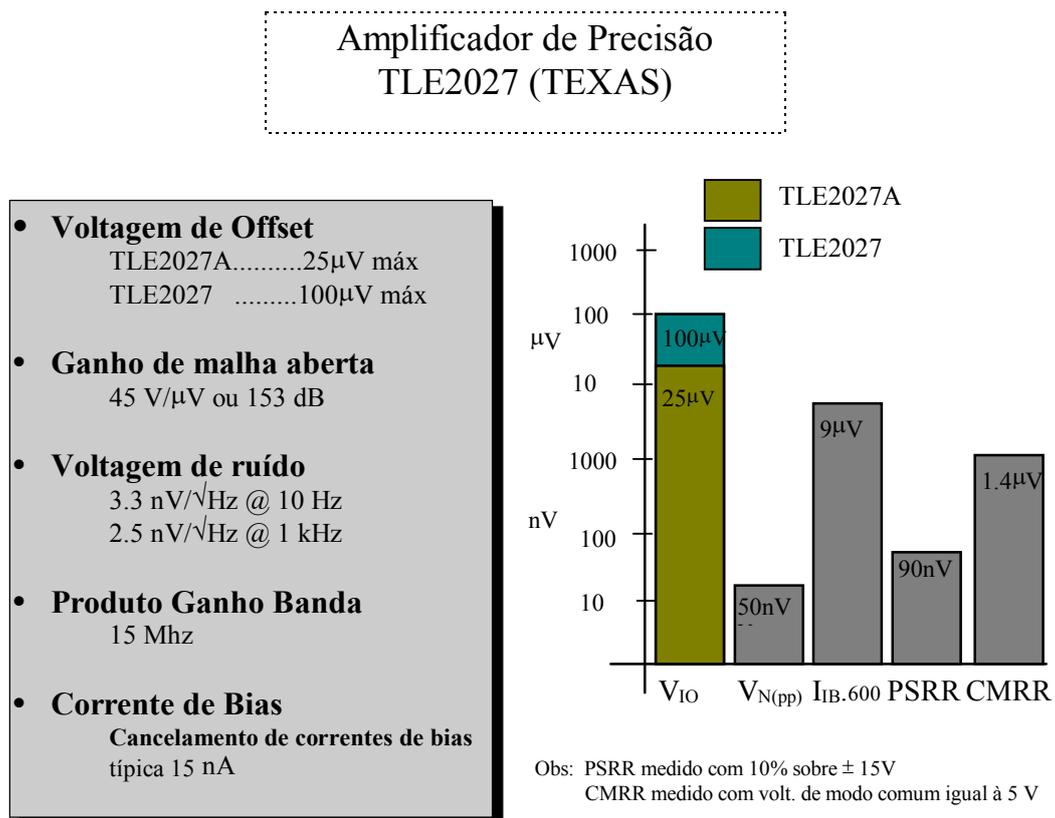


Figura 4.8) O Amplificador de precisão TLE2027

4.4.3) Exemplos de alguns projetos DC

* Amplificador de instrumentação de precisão

Como qualquer projeto, o estágio de entrada tem um efeito significativo do desempenho geral do sistema, particularmente níveis de ruído, precisão dc e precisão ac. Uma configuração que precisa de desempenho máximo é o amplificador de diferença ou como é mais conhecido, **amplificador de instrumentação**, que são usados tipicamente em aplicações que sejam capazes de extrair pequenas voltagens diferenciais sobrepostas com altos sinais de modo comum.

O amplificador de instrumentação ideal tem uma impedância de entrada infinita, um alto ganho de voltagem diferencial, e um ganho de modo comum igual à zero. O mais simples amplificador de instrumentação consiste de um Op. Amp. configurado como amplificador de diferença, como mostra a figura 4.9). Esta configuração apresenta as seguinte desvantagens:

- 1) A impedância de entrada não é infinita, mas igual a soma de R3 e R4 na entrada não inversora e varia com a entrada diferencial na entrada inversora.
- 2) O ganho de modo comum depende fortemente do casamento de R1 e R2 com relação a R3 e R4.

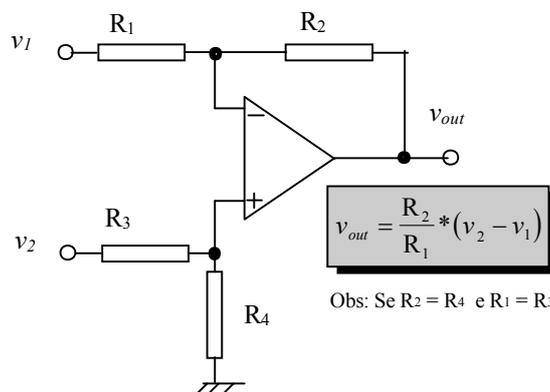


Figura 4.9) O mais simples amplificador de instrumentação

Estes problemas podem ser contornados pelo o uso da configuração de três Op. Amp. como mostra a figura 4.10). Os amplificadores A1 e A2 fornecem um alto ganho diferencial enquanto mantém um ganho de modo comum igual à 1. Outra vantagem é que a impedância de entrada do amplificador é agora a impedância do Op. Amp.

A escolha do Op. amp. será agora muito importante do desempenho do amplificador de instrumentação, por isso para uma performance ótima os erros associados com cada amplificador devem ser reduzidos.

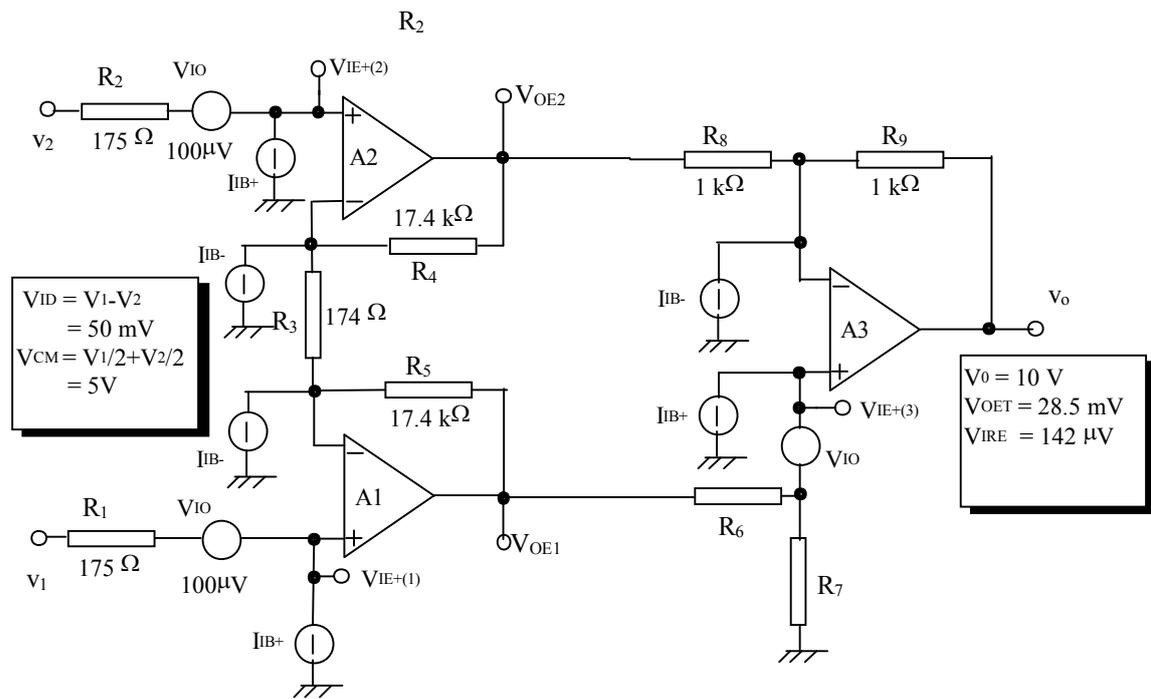


Figura 4.10) Amplificador de instrumentação de precisão

Considerações sobre os amplificadores operacionais (A1 e A2).

Uma consideração é sobre a impedância de entrada, que é a impedância de entrada do Op. Amp. multiplicada pelo fator de desensibilização $1+A\beta$; assim um op. Amp. com um alto ganho de malha aberta tem sua impedância para cerca de $10^{12} \Omega$. Isto significa que as correntes de bias será o problema mais importante, especialmente quando considerarmos o desempenho sobre uma certa margem de temperatura.

Os efeitos de **modo comum e fonte de alimentação** são outra fonte de erro e não pode ser desconsiderada. Se em A1 e A2 fosse usados Op. Amp que apresentassem uma CMRR de 120 dB ($1 \mu\text{V}/\text{V}$), uma PSRR de 100 dB ($10 \mu\text{V}/\text{V}$), teríamos, para uma voltagem de modo comum (V_{CM}) igual à 5 V e uma para uma flutuação na fonte de alimentação de 10% em 15 V (1.5V), um erro de $5 \mu\text{V}$ devido a CMRR e de $15 \mu\text{V}$ devido a PSRR.

- **Exercício:**

Calcule as fontes de erro e o erro total do amplificador de instrumentação de precisão mostrado na figura 4.10.

- **Amplificador de Strain Gauge**
- **“Loop” de corrente de 2 fios 4-20 mA**
- **Amplificador de temperatura com RTD**
- **Amplificador de temperatura com termopar**
- **Amplificador de diodo PIN**
- **O amplificador “Choppper”**

4.5) Aplicações AC

4.5.1) Projeto de precisão AC

Como já foi mencionado anteriormente, a **Faixa dinâmica** ou “range” dinâmico é uma das formas de expor as especificações do sistema. Ele pode ser usado como uma medida dos erros do sistema. Na maior parte das aplicações os dispositivos que terão maior efeito no desempenho do sistema como um todo, serão aqueles do estágio de entrada, desde que não existe nenhuma forma de eliminar os erros introduzidos.

A corrente fluindo através dos transistores do estágio de entrada geram ruído devido sua corrente de polarização e suas resistências dinâmicas, que se apresentam como corrente e voltagem de ruído.

Para garantir estabilidade em altas frequências, o ganho de malha aberta nestas frequências deve ser reduzido para unidade antes que o deslocamento de fase exceda 180° (para estabilidade com ganho unitário). A forma mais comum para fazer isto é através da compensação de polo dominante. Isto é feito colocando um capacitor de compensação, C_C , entre a saída do estágio de entrada e a saída do segundo estágio (veja figura 4.x). Isto limita o produto ganho banda do Op. Amp. fazendo com que o ganho de malha aberta decresça a uma razão de 20 dB/década. Isto acaba por limitar o desempenho AC do dispositivo.

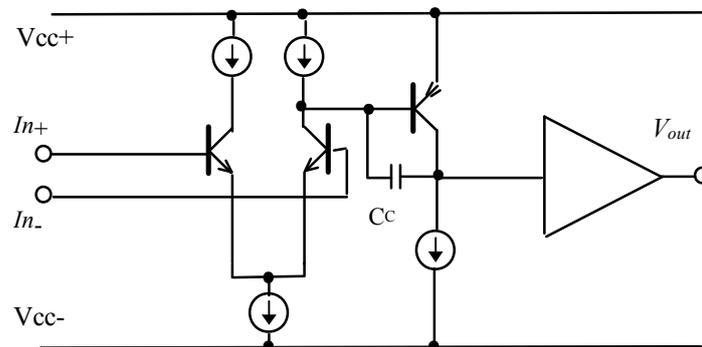


Figura 4.x) configuração básica de um Op. Amp.

O produto ganho banda limitado do Op. Amp. também reduz o seu PSRR e o seu CMRR quando a frequência aumenta. Isto aumenta os efeitos de ruído de alta frequência devido a fonte de alimentação, assim como erros devido aos sinais de modo comum de alta frequência.

O capacitor de compensação também limita a razão na qual a voltagem de saída do segundo estágio pode mudar, introduzindo um limite no “slew rate” do dispositivo. Isto é um outro fator limitante na precisão AC.

Todos estes erros somados de forma adequada limitará a precisão do sistema. A seguir daremos um maior formalismo a esta questão.

4.4.2) “Range” dinâmico e Bits de precisão

Afim de determinar a faixa dinâmica do sistema todos os efeitos acima discutidos devem ser considerados.

- **Análises de ruído**

O ruído que aparece na entrada não inversora será devido a voltagem de ruído do Op. Amp. mais a voltagem de ruído térmico da resistência de fonte e a voltagem produzida no resistor de fonte pela corrente de ruído. Assim desprezando outros erros ac o potencial no terminal não inversor será dado por:

$$V_+ = (V_N^2 + 4kTR_S + I_N^2 R_S^2)^{1/2} \quad (4.x)$$

A voltagem de saída só devida ao ruído na entrada inversora é dado por:

$$V_O = (I_N^2 R_F^2 + 4kTR_F + \left[\frac{4kT}{R_{SH}} \right]^2 R_F^2)^{1/2} \quad (4.x)$$

Está voltagem pode ser referenciada a entrada não inversora simplesmente dividindo-a pelo ganho de malha fechada $(1+R_F/R_S)$, resultando num ruído total, E_{NT} na entrada não inversora igual à

$$E_{NT}^2 = V_N^2 + 4kTR_S + I_N^2 R_S^2 + \frac{4kTR_F R_{SH}}{R_F + R_{SH}} + \frac{I_N^2 R_F^2 R_{SH}^2}{(R_F + R_{SH})^2} \quad (4.x)$$

- **Erros de entrada AC**

Além do ruído existem os erros devido a razão de rejeição de fonte de alimentação e razão de rejeição de modo comum. Estes erros normalmente não são correlacionados de modo que estes são somados RMS

$$V_{IE}^2 = V_{CMRR}^2 + V_{PSRR}^2 \quad (4.x)$$

Assim o erro total na saída do Op. Amp. será a soma RMS dos erros de entrada AC, dos erros total de ruído e dos erros devido ao ganho.

- **Erros devido ao ganho**

Os erros devido ao ganho será agora ligeiramente diferente do caso DC devido a redução e o deslocamento de fase do ganho de malha aberta. O ganho de malha aberta, A_{MA} de um Op. Amp. compensado com um polo dominante em f_p pode ser expresso por:

$$A_{MA} = \frac{A_{VD}}{\left(1 + \frac{jf}{f_p}\right)} \quad (4.x)$$

onde A_{VD} é o ganho de malha aberta DC.

Usando um Op. Amp. com realimentação igual à β resulta num ganho de malha fechada, A_{MF} , igual à:

$$A_{MF} = \frac{\frac{A_{VD}}{\left(1 + \frac{jf}{f_p}\right)}}{1 + \frac{A_{VD}\beta}{\left(1 + \frac{jf}{f_p}\right)}} = \frac{\frac{1}{\beta}}{\left(1 + \frac{1}{A_{VD}\beta}\right) + \frac{jf}{A_{VD}f_p\beta}} \quad (4.x)$$

Assim o erro devido ao ganho, V_{OGE} , que aparece na saída com excursão máxima é :

$$V_{OGE} = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{A_{VD}\beta}\right)^2 + \left(\frac{f}{A_{VD}f_p\beta}\right)^2}} \right] V_{O(MAX)} \quad (4.x)$$

- **Erros total na saída**

Todos estes erros somados produz na saída do Op. amp. um erro total na saída, V_{OET} , para uma máxima excursão de saída igual à:

$$V_{OET}^2 = \frac{V_{IE}^2 + E_{NT}^2 BW^2 + \beta V_{OGE}^2}{\beta} \quad (4.x)$$

onde BW é a largura da banda de ruído do Op. Amp.

Uma vez determinado o erro total na saída a máxima faixa dinâmica e/ou os Bits de precisão pode ser calculado pelas equações definidas na seção de aplicações DC.

$$\text{Bit's de precisão} = -\text{Log}\left(\frac{V_{0ET}}{V_{O(MAX)}}\right) / \text{Log}_2 - 1 \quad (4.x)$$

$$= \text{Faixa dinâmica} / 6.02 - 1 \quad (4.x)$$

Os erros introduzidos pela distorção harmônica total do dispositivo é outro parâmetro que pode ser adicionado ao erro de entrada ac. Estes são normalmente baixos, desde que o ganho de malha ($A_{MA}\beta$) seja maior que 100. O nível de distorção é muito dependente do projeto e da tecnologia sendo que os de melhor desempenho com relação a este parâmetro é a tecnologia bipolar. A literatura mostra que hoje (1997) está disponível comercialmente Op. Amp. com distorção harmônica tão baixa quanto **0.00008%**, na banda de áudio.

Os efeitos do “Slew rate” no desempenho do sistema é difícil de ser quantificado. normalmente este só limita a banda útil, ao invés de introduzir distorções diretas em sinais de baixa frequência.

A figura 4.x) mostra todos os erros relacionados com o projeto AC, e a faixa dinâmica. A figura 4.x) mostra um Op. Amp., incluindo todos os seus erros de entrada, na configuração não inversora.

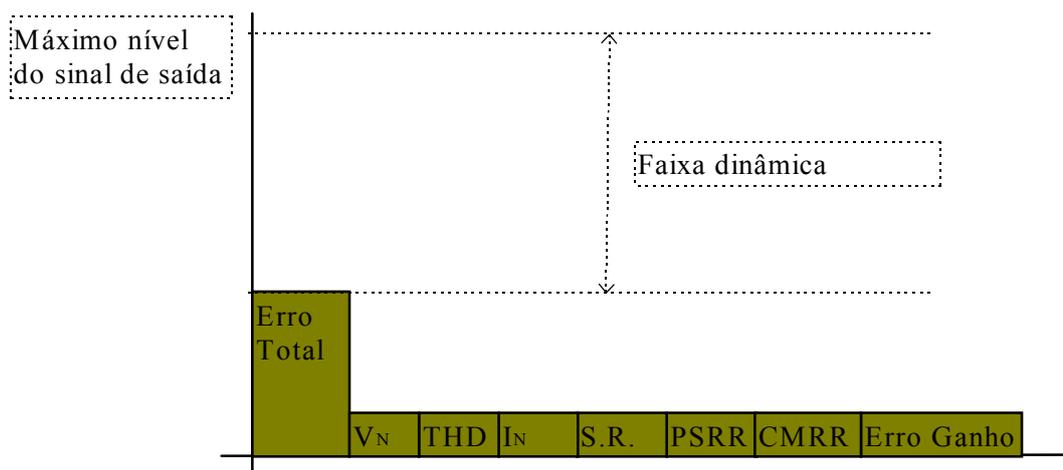


Figura 4.x) Erro relacionados com projeto AC e faixa dinâmica

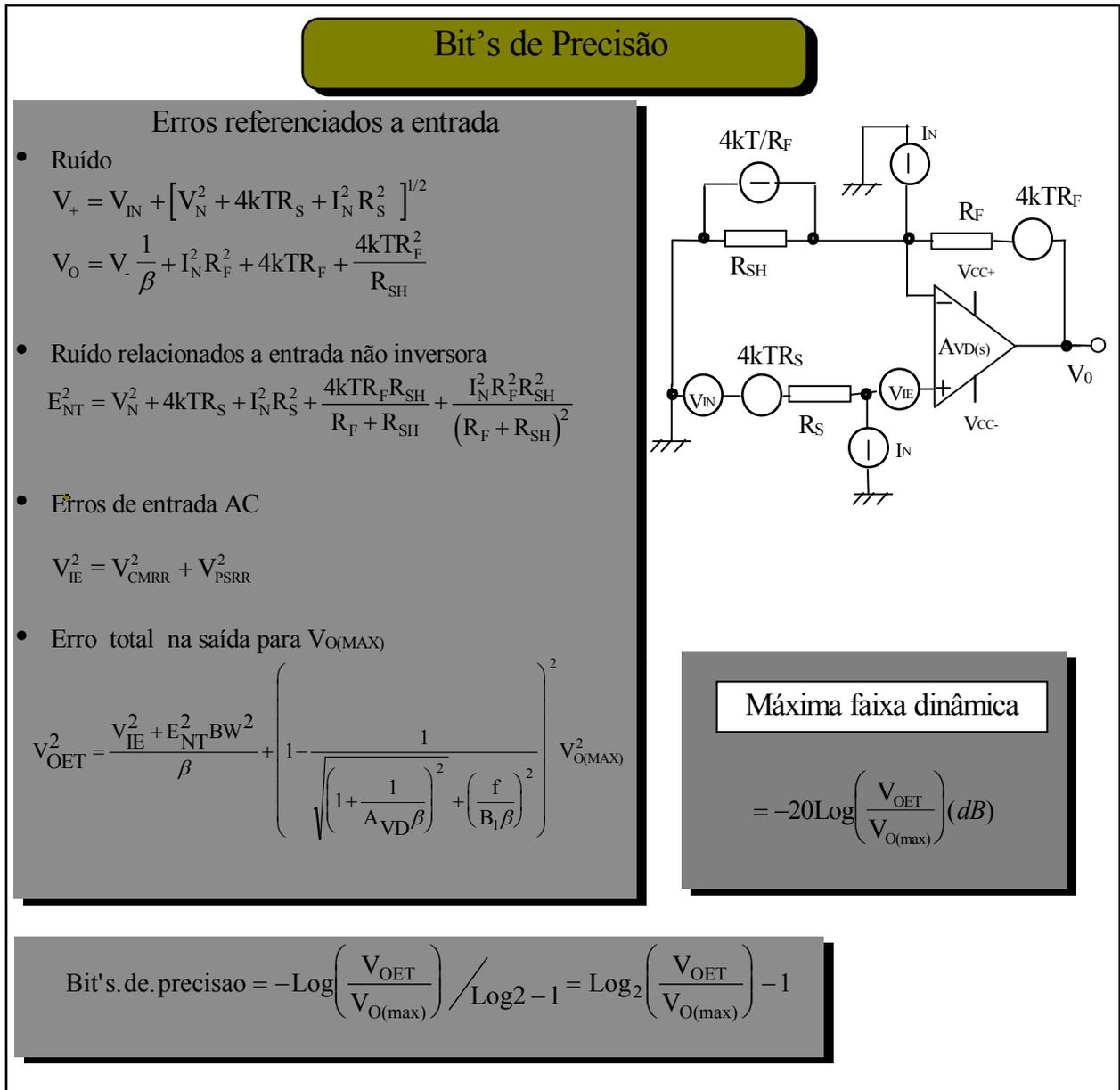
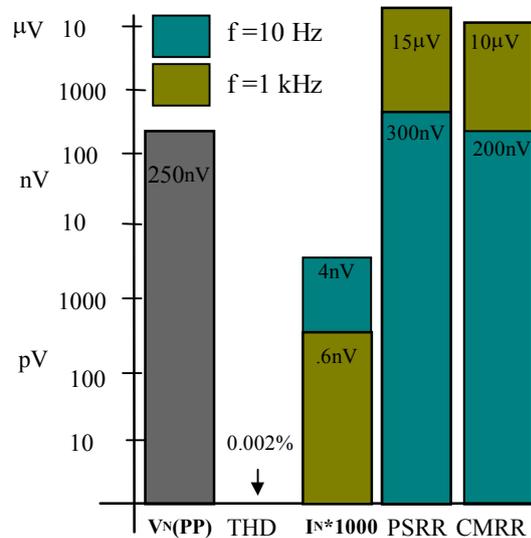


Figura 4.6) Faixa dinâmica e Bit's de precisão

Para se ter uma noção do estado da arte em amplificadores de precisão para aplicação AC, a figura 4.x) mostra os erros de um amplificador operacional de precisão AC fabricado pela Texas Instruments.

Amplificador de Precisão AC
TLE2037 e TLE2237 (TEXAS)

- **Voltagem de ruído**
3.3 nV/√Hz @ 10 Hz
2.5 nV/√Hz @ 1 kHz
- **Corrente de ruído**
1.5 pA/√Hz @ 10 Hz
0.4 pA/√Hz @ 1 kHz
- **Ganho de malha aberta**
45 V/μV ou 153 dB
- **Produto Ganho Banda**
TLE2037.....76 MHz
TLE2237..... 50 MHz
- **Características de saída**
baixa distorção < 0.002%
recuperação de saturação
slew rate 7.5 V/μs



Obs: PSRR medido com 10% sobre ± 15V
CMRR medido com volt. de modo comum igual à 1 V
In dado em A/√Hz

Figura 4.x) Os Amplificadores de precisão TLE2037 e TLE2237

4.4.3) Considerações sobre ruído

Existem um grande número de fatores a considerar quando se desenvolve um circuito de baixo ruído com o uso de Op. amp., estes são discutidos abaixo:

• Fontes de Ruído

O ruído é um fator crítico no projeto de sistemas de detecção de baixo nível. O ruído mascara o sinal de baixo nível fazendo sua detecção impossível. Assim, a compreensão da **natureza** do ruído e a sua **origem** é essencial para estes sistemas. Vários tipos de ruído então presentes no sinal, entre estes podemos citar:

- **Ruído térmico, Nyquist ou Johnson** ----- Branco ----- sempre presente no resistor
- **Ruído Shot** ----- Branco ----- sempre presente no semicondutor
- **Ruído Popcorn** ----- ----- presente em processos ruidosos
- **Ruído 1/f ou Flicker** ----- 1/f ----- sempre presente no semicondutor
e carbono

Ruído térmico (I_{trms}) - é causado pelo movimento térmico de partículas carregadas num elemento resistivo. Este ruído é gerado em todo **resistor**, não importando o tipo e a construção. A voltagem ou corrente de ruído depende do valor da resistência da temperatura e da largura de banda do sistema. (tabela 3.1)

Ruído Shot (I_{srms}) - (ou ruído schottky) é associado com o fluxo de corrente através de uma **junção PN** gerado e é causada pela flutuação na corrente direta. Do ponto de vista de resposta dos dispositivos eletrônicos este ruído pode ser considerado como branco.

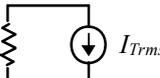
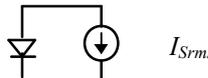
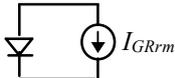
Ruído Popcorn (I_{prms}) - este ruído soa como um pipocar de pipoca (daí o nome) quando alimenta um alto falante. A sua origem não é bem compreendida, mas este ruído é menor em processo mais limpos. Bons processos de baixo ruído não apresentam ruído popcorn.

Ruído 1/f ou flicker (I_{frms}) - gerado em todos condutor não metálico, por exemplo em **semicondutores** e **carbono**. Até hoje, não existe uma boa explicação para a sua origem. Este depende do material semiconductor usado e seu tratamento da superfície. Também, não existe uma equação exata para calcular o ruído, mas este segue uma relação mostrada na tabela 3.1). Este ruído apresenta uma importante característica: a amplitude do ruído é inversamente proporcional a frequência. Normalmente este ruído é predominante em frequência abaixo de 100Hz e existe em todo semiconductor que necessita de uma corrente de polarização para sua operação.

O ruído equivalente total (I_{Neq}) pode ser calculado pela adição (rms) de todas as corrente ou voltagem de ruído, como mostrado abaixo:

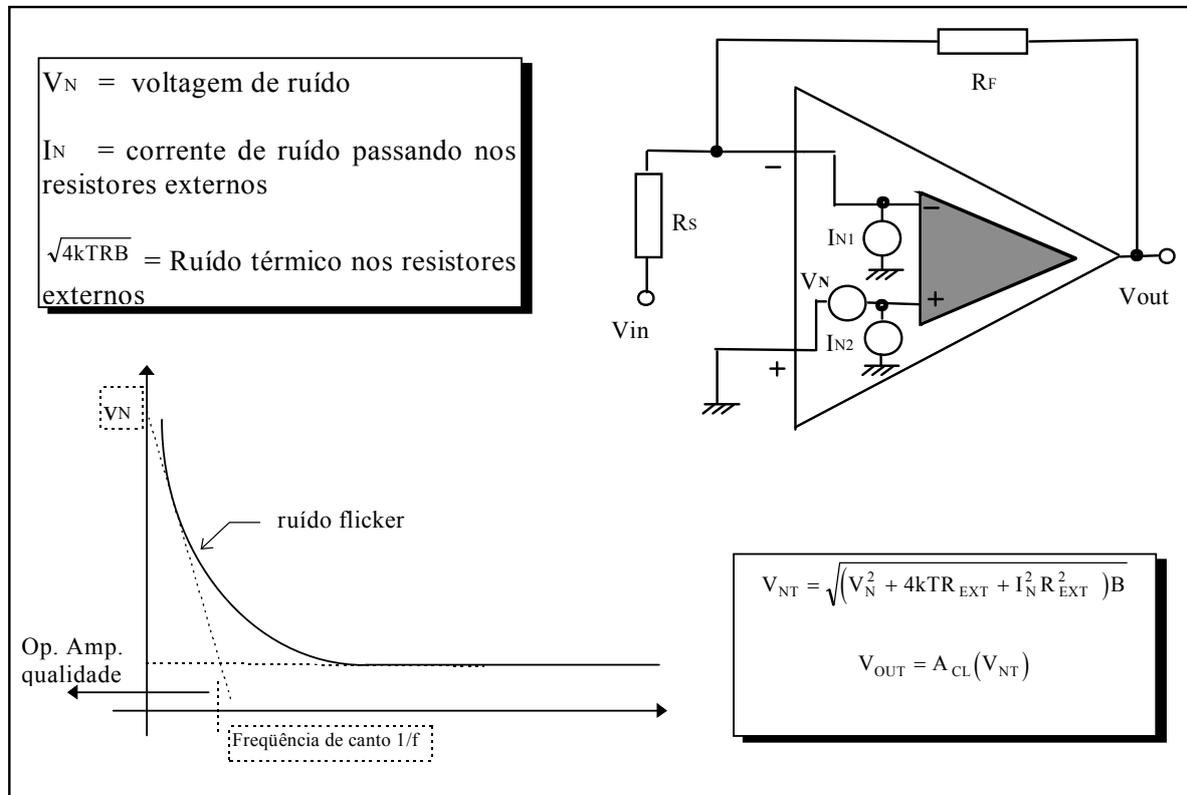
$$I_{Neq} = \left(I_{Trms}^2 + I_{Srms}^2 + I_{Prms}^2 + I_{Frms}^2 \right)^{1/2} \quad (3.8)$$

Tabela 4.1) Ruídos em detetores

	Ruído		
	Térmico	Shot	Flicker ou 1/f
Circuito			
Fórmula	$V_{Trms} = \sqrt{4kTR\Delta f}$ <p>ou</p> $I_{Trms} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}}$	$I_{Srms} = \sqrt{2qI_{medio}\Delta f}$	$I_{Frms} = C\sqrt{I_{DC}^a \frac{\Delta f}{f^b}}$
Parâmetros	k = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23}) T = temperatura absoluta Δf = largura da banda do sistema R = valor da resistência	q = carga do elétron I_{medio} = corrente média que atravessa o fotodetector Δf = larg. da banda do sistema	C, a,b = constante arbitrária I_{DC} = Corrente média através do con. f = frequência de operação Δf = larg. da banda do sistema

• Ruído relacionados com Op. Amp.

A figura 4.x) mostra o circuito equivalente do Op. Amp. para fins de análise de ruído e a definição de frequência de canto 1/f.



Fi

Figura 4.x) Ruídos no Op. Amp.

Existe tipicamente dois parâmetros especificados nos “datasheets” de um Amplificador Operacional, a **voltagem de ruído e a corrente de ruído**;

Voltagem de ruído

A voltagem de ruído de um Op. Amp bipolar é devido ao ruído térmico da resistência de base r_{bb} e ruído shot da corrente de coletor dos transistores de entrada. Existe também ruído 1/f, associados com as correntes de base fluindo através da resistência de base dos transistores de entrada. Em baixas frequências o ruído 1/f predomina enquanto em altas frequências, o ruído térmico predomina.

A voltagem de ruído de um amplificador com entrada FET é dominado pelo ruído térmico da resistência do canal e é normalmente bem maior que projeto bipolar. As características de voltagem de ruído para ambas as partes apresenta um comportamento 1/f, embora a frequência de canto 1/f dos projetos com entrada FET seja bem maior que a do projetos bipolares. Os projetos MOS tem um ruído 1/f pior que os Bifet, mais novos dispositivos desenvolvidos com tecnologia CMOS avançadas, tais como a LinCMOS™ da Texas Instruments, tem melhorado significativamente a performance de ruído e reduzido a frequência de canto 1/f.

Corrente de ruído

Para Op. Amp. com entrada bipolar a corrente de ruído é provocado pelo ruído “shot” da corrente de base e ruído $1/f$ de rbb. Amplificador com entrada FET apresentam uma corrente de ruído shot associada com a corrente de fuga de porta de entrada dos FET’s, e esta é muito menor que a dos projetos bipolares.

A equação indicada na figura 4.x) mostra como as correntes e voltagem de ruído são combinadas. O resultado desta equação é de fato um termo RMS que normalmente preferido que o valor pico à pico. Se a voltagem RMS é multiplicada por 6.6 se tem uma certeza de 99.7% que o valor de pico à pico não excede o resultado.

Pela investigação desta equação se observa que existe um ponto no qual o ruído do sistema é dominado pelo resistores externos. Um termo, de particular interesse em projetos bipolares é a **Resistência de ruído equivalente**, que é igual à V_N/I_N e mostra quando o erro devido corrente de ruído é igual ao erro devido voltagem de ruído.

* **Largura de banda de ruído**

A largura de banda de ruído de um Op. Amp. é normalmente limitado pelo uso de uma malha de filtro. Deve ser lembrado, entretanto, que a largura de banda de ruído é freqüentemente muito diferente da largura de banda de um filtro RC que está limitando o ruído. A tabela 4.2 mostra a largura de banda de ruído para vários tipos de ordem de filtros.

Tabela 4.2 Largura de banda de ruído

Ordem do filtro	Largura de banda de ruído
1	$\pi/2 = 1.57 \times f_{-3dB}$
2	$1.11 \times f_{-3dB}$
3	$1.05 \times f_{-3dB}$
4	$1.03 \times f_{-3dB}$
ideal	$1.00 \times f_{-3dB}$

• **Ruído versus tecnologia**

A figura 4.x) discutiu a importância da voltagem e corrente de ruído e como dependendo da impedância de fonte cada ou ambos podem ser importante. O gráfico e a tabela da figura 4.x) compara o desempenho geral de ruído de Op. Amp. para as três mais importantes tecnologias.

Esta figura mostra que amplificadores bipolares os melhores em desempenho de ruído quando a impedância de fonte é pequena.

Quando o valor dos resistores externos aumenta, o ruído térmico destes componentes

começa a dominar a equação de ruído total. É claro, quanto menor o valor da voltagem de ruído menor o valor o valor destes resistores para que estes não predominem.

Quando o valor dos resistores externos aumenta mais ainda, existem um ponto que, a corrente de ruído fluindo através destes resistores domina a equação total de ruído. Como os Op. amp. bipolares tem uma maior corrente de ruído que aqueles com FET, isto implica que em projetos com resistores externos de altos valores os amplificadores com entradas FET's sejam preferidos.

Outra informação mostrada pela figura diz respeito a frequência de canto 1/f do Op. Amp.. Projetos bipolares de baixo ruído normalmente terá melhores especificações que projeto com entrada FET.

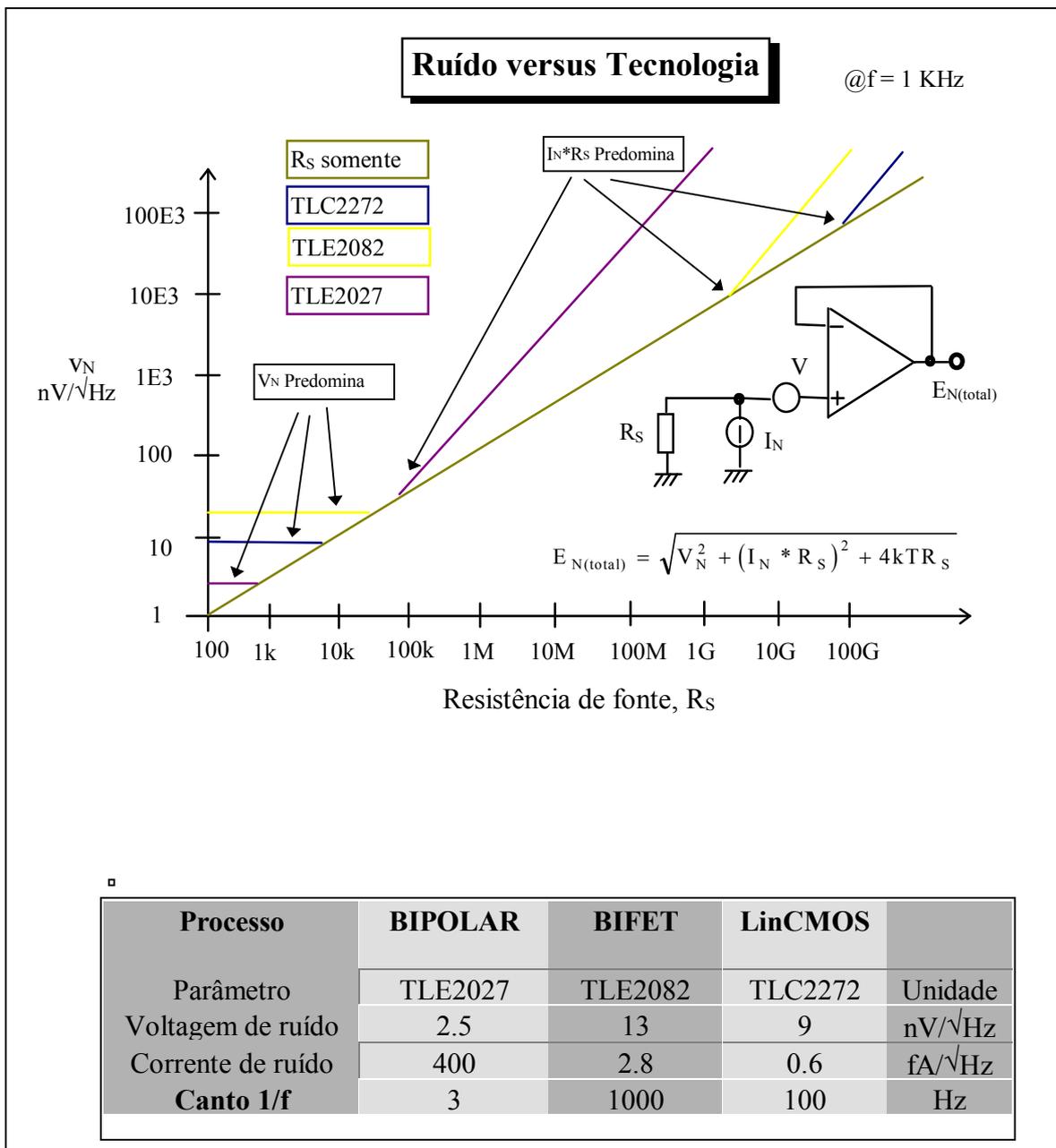
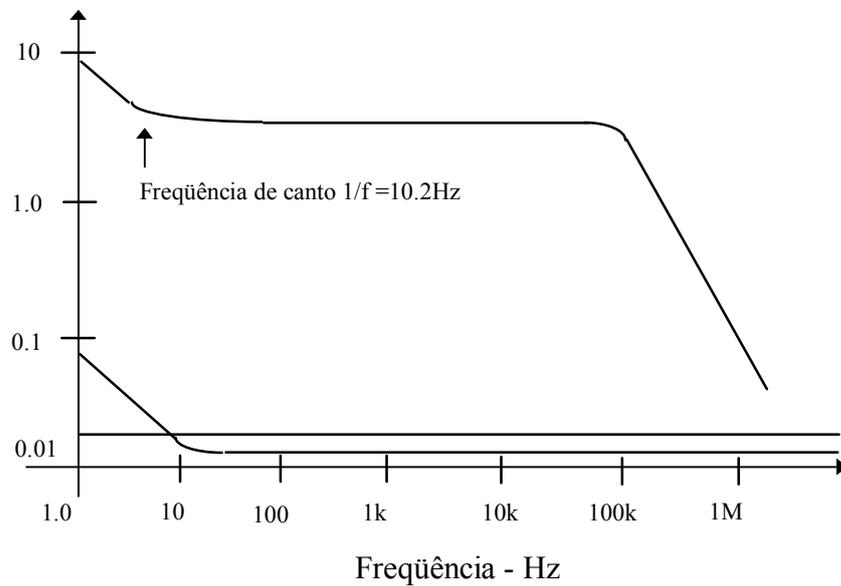
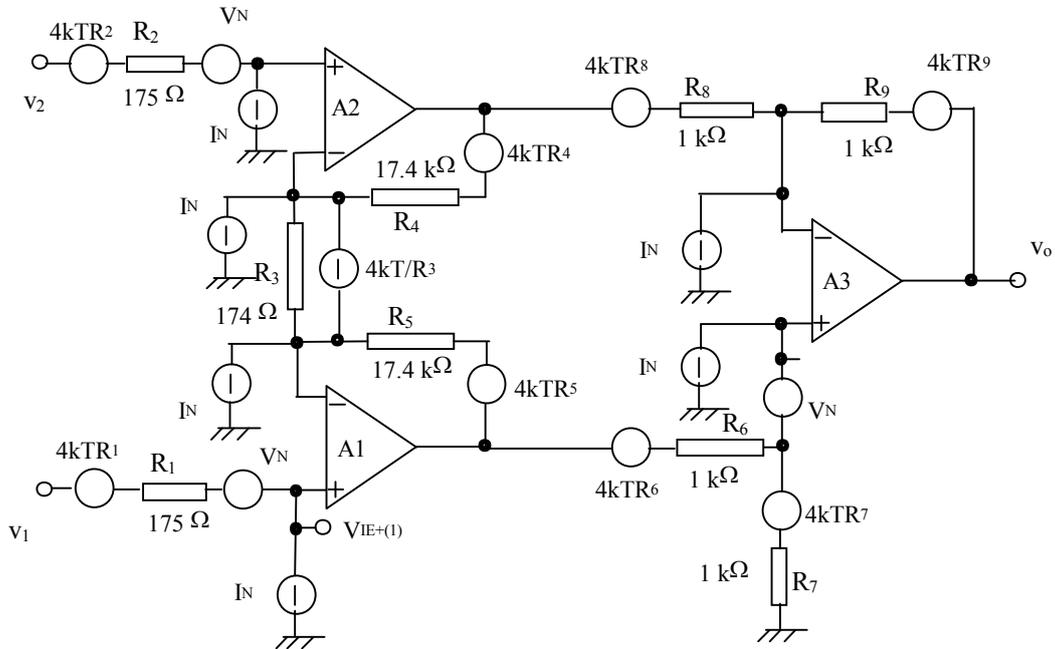


Figura 4.x) Ruído versus tecnologia

4.4.1) Alguns exemplos de aplicação AC

- Amplificador de instrumentação



- **Amplificador de instrumentação de alta CMRR**
- **Amplificador de carga**
- **Conversor entrada simples saída diferencial**
- **Conversor logarítmico rápido**
- **Detetor de Pico de Precisão**
- **Filtro Notch de alto Q**
- **Filtro Passa Banda**
- **Filtro Passa Baixas**
- **Conversor 2 p/ 4 fios**

5- Sistemas de aquisição de dados

5.1) Introdução

A maior parte dos sistemas eletrônicos tem em seu núcleo um processamento digital; desde os sistemas mais familiares como Televisão, Computadores Pessoais, Vídeo Cassetes, etc. até sistemas mais especializados em ambientes industriais e científicos. Desde que o mundo real que nós habitamos é essencialmente de natureza analógico, há a necessidade de se usar dispositivos que convertam os sinais do mundo real para o domínio digital ocupado pelo processador. Os dispositivos descritos nesta seção são um grupo que desempenham esta função.

A figura 5.1) abaixo ilustra os elementos básicos de uma sistema genérico de aquisição de dados. Muitos podem achar que a conversão de dados como sendo somente o Conversor Analógico-Digital (AD) ou o Conversor Digital-Analógico (DA). Entretanto para converter um sinal analógico, o sinal de entrada necessita que seus níveis casem com o do conversor; ainda, é necessário filtrar (filtro anti-aliasing) o sinal de entrada a fim de remover componentes de frequência acima da razão de Nyquist, e mais, amostrar para converter um sinal contínuo no tempo para um sinal amostrado. Finalmente este pode ser “quantificado” pelo o AD. Para converter do domínio digital de volta para o domínio analógico, o DA necessita de um filtro de reconstrução para converter na banda base correta a saída do DA e um Buffer de saída para alimentar a carga.

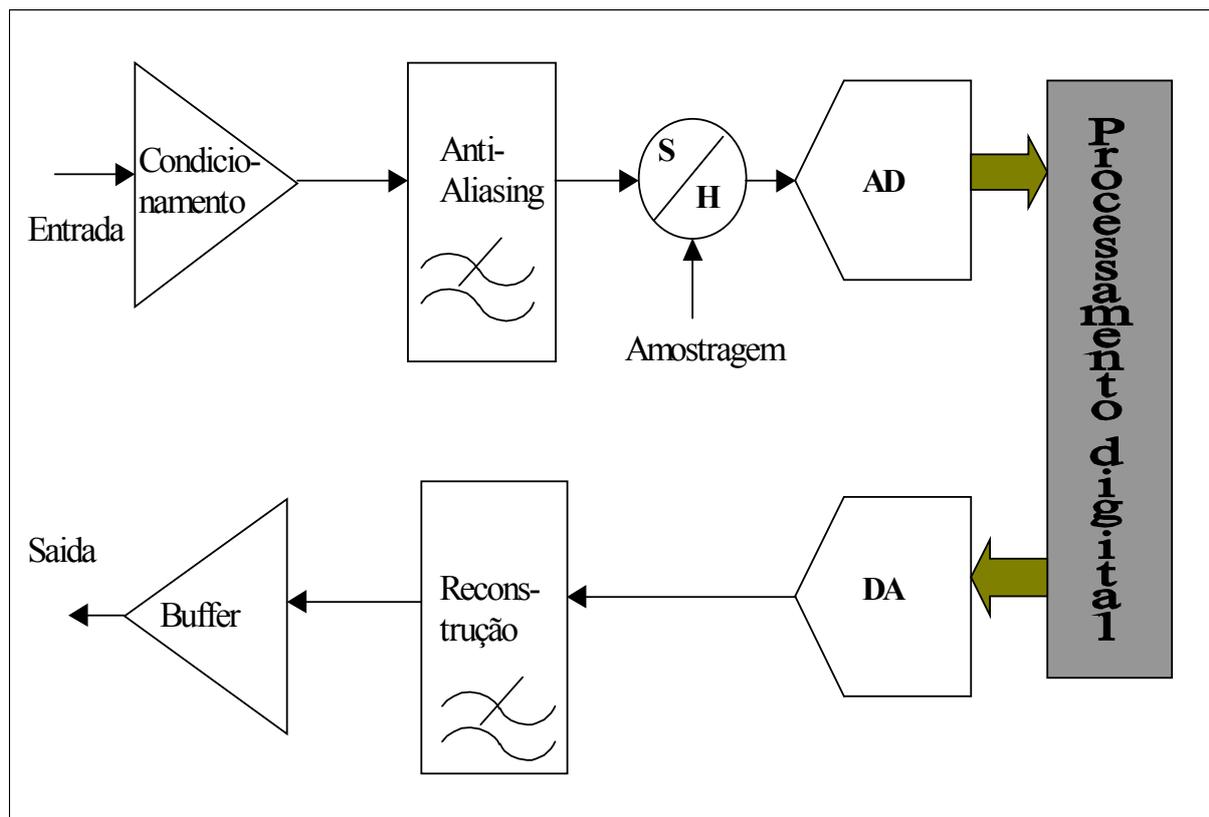


Figura 5.1 Sistema de aquisição de dados genérico

5.2) Selecionando um AD para o seu Sistema

Na escolha de um conversor AD para uma aplicação particular você deve considerar vários aspectos do seu desempenho:

Estes parâmetros serão discutidos com maior profundidade na seção 5.3).

- **Resolução**

Um conversor ideal de n bits tem um 2^N-1 “steps” o que, (fig5.2) como vimos na seção 1) equação 1.17), corresponde a uma faixa dinâmica de aproximadamente $6N$ dB. Isto necessita ser compatível com a razão sinal/ruído e faixa dinâmica requerida para o sistema.

- **Razão de amostragem e Faixa de passagem**

A razão de amostragem ou frequência de amostragem (f_s), de seu sistema precisa ser escolhida no mínimo duas vezes a máxima frequência do sinal de entrada (após o filtro anti-aliasing), segundo o teorema de amostragem de Nyquist. Na prática, (ver fig5.2), f_s , deve ser normalmente duas vezes a frequência na qual o sinal cruza o ruído de fundo do sistema. Portanto o tempo de conversão (T_{con}) do conversor AD terá que ser menor que $1/f_s$ a fim de permitir que o circuito “sample-and-hold” tenha tempo para adquirir o sinal com a precisão desejada.

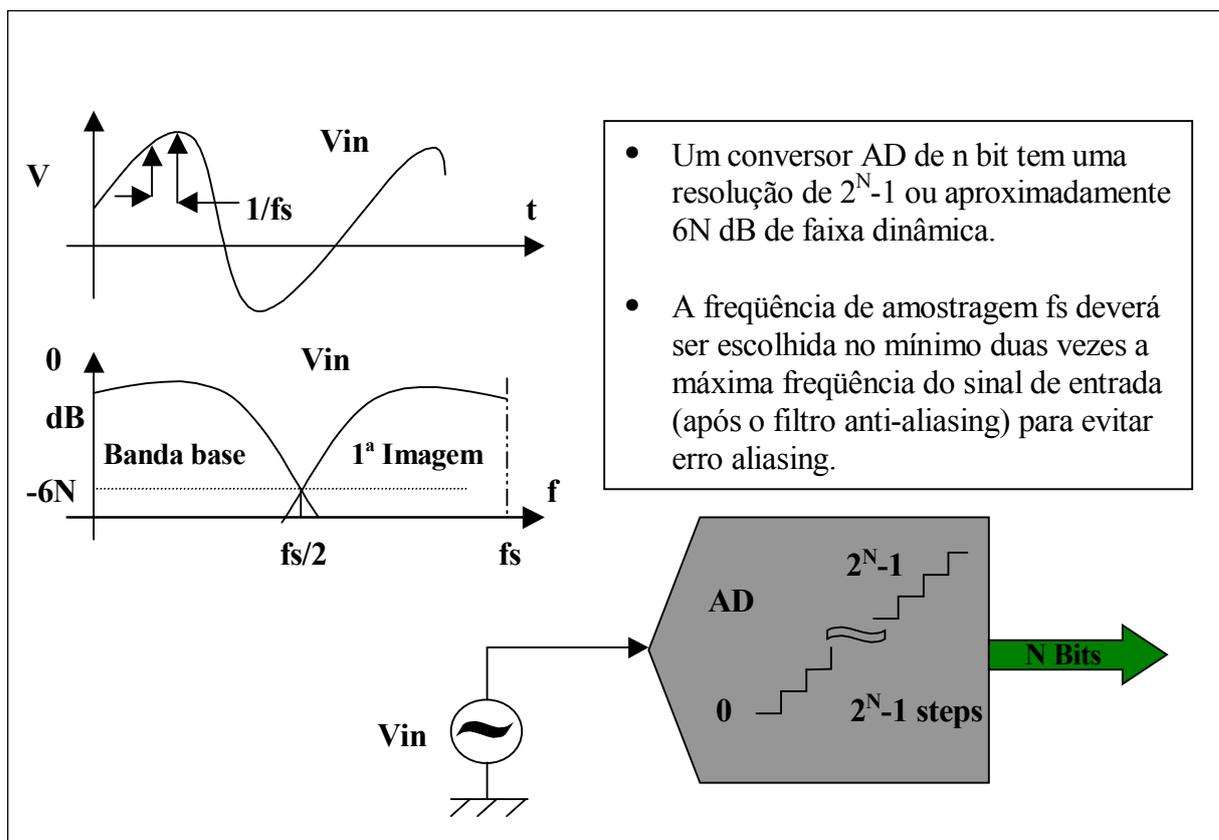


Figura 5.2 Resolução e faixa de passagem

- **Linearidade, Ganho e Erro de offset**

A função de transferência ideal de um conversor AD será afetada pôr erros tais como: Offset, erro no ganho, e não linearidade integral e não linearidade diferencial. (ver figura 5.3)

O erro de Offset e o erro no ganho podem ser corrigidos pôr um ajuste de offset e ganho. Mas em muitos sistema isto é um gasto indesejável, desde que envolve componentes adicionais e tempo de ajuste.

A não linearidade integral e a não linearidade diferencial adiciona ruído e distorção ao sistema degradando seu desempenho.

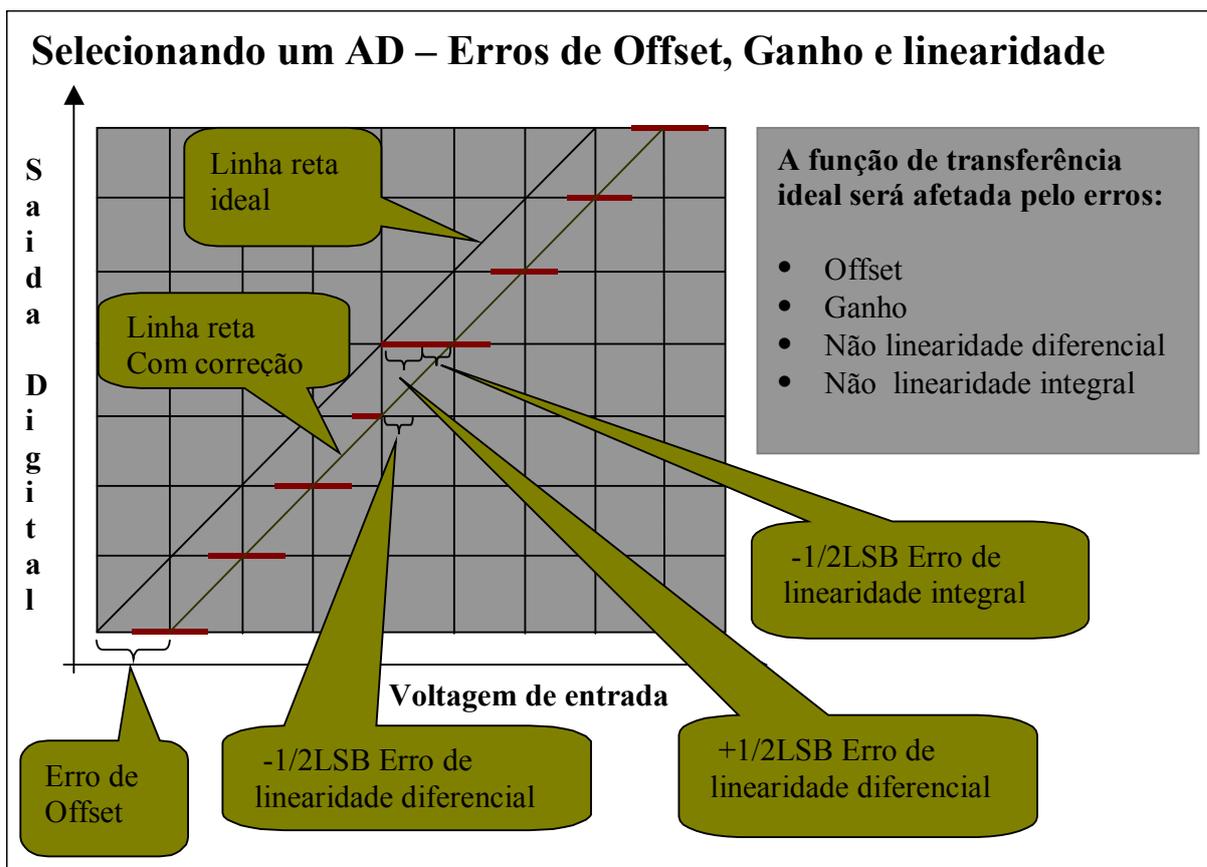


Figura 5.3 Erros de ganho, offset e linearidade

- **Erro de offset** – é o valor de entrada no meio “step” quando o código de saída é zero.
- **Erro de ganho** – é a diferença entre o valor no meio do “step” ideal e o valor do “step” real quando o código de saída é máximo.
- **Não linearidade diferencial** - é a diferença entre a largura de 1LSB de um “step” ideal e um “step” real para cada código digital.
- **Não linearidade integral** – é o desvio entre o meio do “step” e a linha reta corrigida que o meio do “step” máximo ao “step” mínimo (isto é, sem o erro de offset e de ganho)

5.3) Projetando com conversão de dados

Nesta seção nós discutiremos como as especificações para os conversores de dados são definidas nos “Data sheets” dos fabricantes e consideraremos alguns aspectos de projetos de sistemas com conversão de dados. Isto aborda as fontes de erros que mudam as características de um dispositivos da função ideal.

5.3.1) A função de transferência ideal

- **Conversores Analógico Digital (AD)**

Um conversor AD ideal representa unicamente todas as entradas analógicas dentro de um certo intervalo pôr um número limitado de código de saída digital. A figura 5.4) abaixo mostra que cada código digital representa uma fração do intervalo total do sinal analógico de entrada. Desde que a escala analógica é contínua, enquanto os códigos digital são discretos, existe um processo de quantificação que introduz um erro (**erro de quantificação**). Quando o número de código discretos aumenta (número de bits aumenta), este erro diminui e a função de transferência se aproxima de um linha reta ideal. Os “steps” (degraus) são projetados de maneira que a transição aconteça no meio de cada “step” correspondendo ao ponto sobre esta reta ideal.

A largura de um “step” é definida como 1LSB (um Bit Menos Significativo) e é freqüentemente usada como unidade de referência para outras especificações. Ela também é uma medida da resolução do conversor já que esta define em quantas porções o máximo sinal de entrada foi dividido. Portanto, $\frac{1}{2}$ LSB representa uma quantidade analógica igual a metade da resolução analógica.

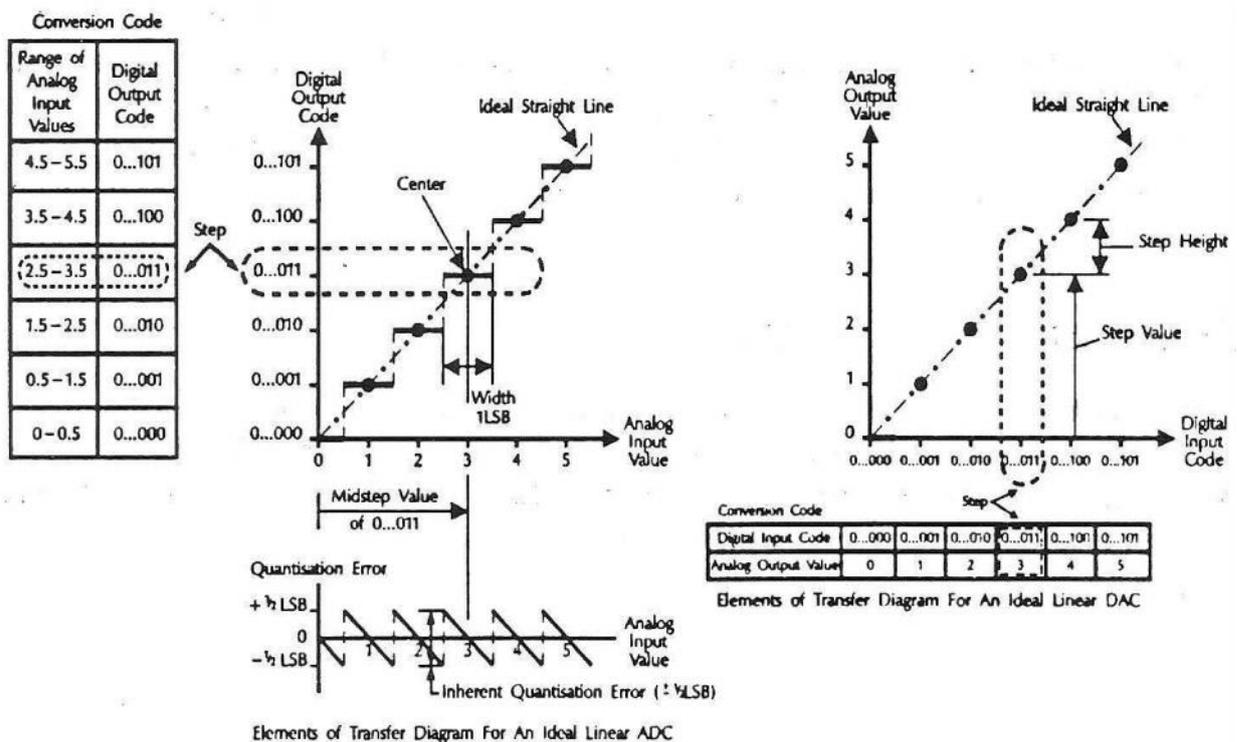


figura.5.4) Função de transferência ideal

A resolução de um conversor AD é normalmente expressa como o número de bits no seu código de saída digital. Pôr exemplo, um conversor com uma resolução de N bits tem 2^N possíveis códigos digitais o que define 2^N níveis de “steps”. Portanto, desde que o primeiro (zero) e o último “step” tem somente metade da largura (ver fig. 5.4)), todo o intervalo da escala (FSR) é dividido em $2^N - 1$ “steps”. Assim

$$1 \text{ LSB} = \text{FSR}/(2^N - 1) \quad \text{para um conversor de } N \text{ bits} \quad (5.1)$$

- **Conversores Digital Analógico (DA)**

Um conversor DA representa um numero limitado de códigos digitais de entrada pelo número correspondente de valores analógico discretos de saída. Portanto, a função de transferência de um DA é uma série de pontos discretos. Para um DA, 1 LSB corresponde ao peso de um “step” entre voltagem analógicas sucessivas, cujo o valor é definido pelo modo como no conversor AD. Um DA pode ser encarado como um potenciômetro controlado digitalmente cuja saída é uma fração da voltagem analógica de fundo de escala determinada pelo código digital.

5.3.2) Fontes de erros estáticos

Erros estáticos, isto é aqueles erros que afetam a precisão do conversor quando este converte sinal D.C., podem ser completamente descritos pelos quatro termos. Estes termos são erro de **Offset**, erro de **Ganho**, **Não linearidade Integral** e **Não linearidade Diferencial**. Cada um pode ser expresso em unidades de LSB, ou em algumas vezes, como percentagem de FSR (fundo de escala). Pôr exemplo, um erro de $\frac{1}{2}$ LSB para um conversor de 8 bits corresponde a

Da equação (5.1)

$$\text{Erro} = \frac{1}{2} \text{ LSB} = \frac{1}{2} * \text{FSR}/(2^8 - 1) = \frac{1}{2} * \text{FSR}(255) = \text{FSR}/510 \quad (5.2)$$

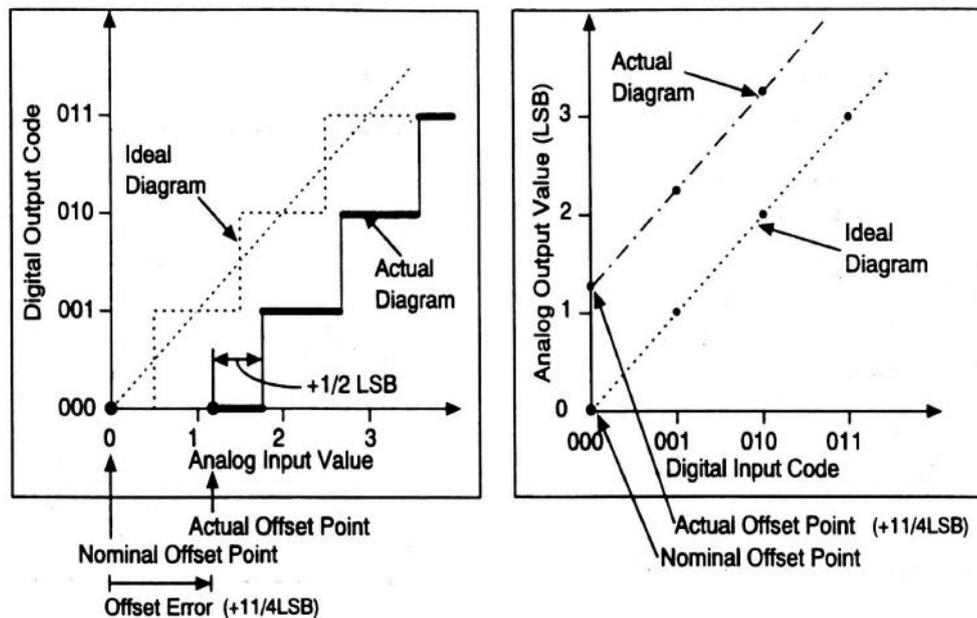
Logo

$$\text{Erro} = \frac{1}{2} \text{ LSB}(\% \text{ de FSR}) = 100/510 = 0.2\% \quad (5.3)$$

- **Erro de offset**

O erro de Offset é definido como a diferença entre o ponto de Offset real e o ponto de Offset nominal como mostrado na figura 5.5 (conversor de 3 bits). Para um conversor AD, o ponto de offset é valor no meio do “step” quando a saída digital é zero, e para um conversor DA é o

valor do “step” quando a entrada analógica é zero. Este erro afeta todos os códigos pela mesma quantidade e normalmente podem ser compensados pôr ajustes



a)

b)

Fig. 5.5) Erros de offset nos conversor a) AD e b) DA (3 Bits)

- **Erro de ganho**

O erro de ganho é definido como a diferença entre os pontos de ganho real e o ganho nominal na função de transferencia após a remoção do erro de offset. Para um conversor AD, o ponto de ganho é o valor no meio do “step” quando a saída digital é fundo de escala, e para o conversor DA é o valor do “step” na saída analógica quando a entrada digital é fundo de escala. Este erro representa uma diferença na inclinação da função de transferencia ideal e a real e corresponde e como tal corresponde ao mesmo erro percentual em cada “step”. Este erro normalmente pode ser minimizado pôr ajustes. A figura 5.6) mostra o erro de ganho para conversores AD e DA de 3 bits.

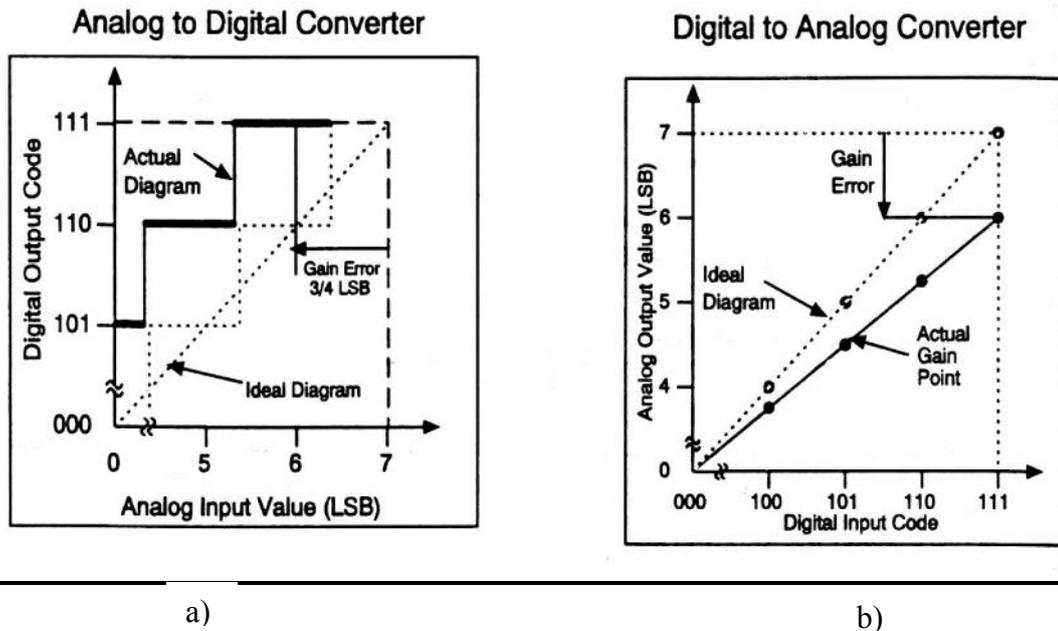
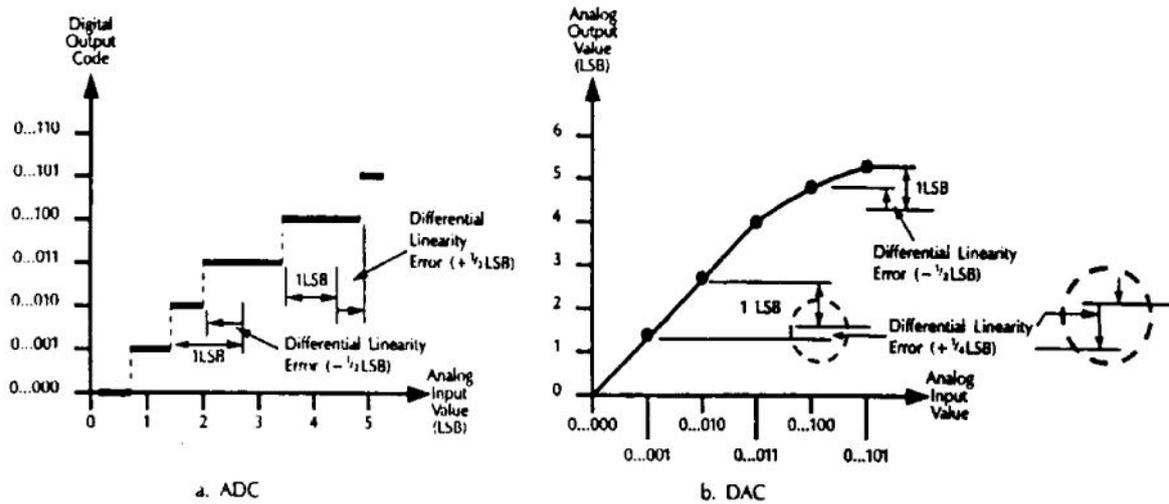


Fig. 5.6) Erros de ganho no conversor a) AD e b) DA (3 Bits)

- **Erro de linearidade diferencial (DNL)**

O erro de linearidade diferencial (DNL, do inglês, Differential Non-Linearity), também chamado simplesmente de *linearidade diferencial*, é a diferença entre a largura do “step” real (para um AD) ou a altura do “step” (para um DA) e o valor ideal de 1 LSB. Portanto se a largura ou a altura do “step” é exatamente igual a 1 LSB, então o erro da linearidade diferencial é igual a zero. Se o DNL excede 1 LSB, existe a possibilidade do conversor se tornar não uniforme. Isto significa que a magnitude da saída pode diminuir com o aumento do sinal de entrada. No conversor AD existe também a possibilidade da ausência de códigos, isto é, um ou dos possíveis 2^N códigos binários nunca estejam presente na saída. A figura 5.7) ilustra este erro para um conversor AD a) e um conversor DA b).



Differential Linearity Error of a Linear ADC or DAC

Fig. 5.7) Erro de linearidade diferencial

• **Erro de linearidade integral (INL)**

O erro de linearidade integral (do inglês, INL, Integral Non-Linearity error), também conhecido simplesmente como erro de linearidade, é o desvio dos valores da função de transferência real de uma linha reta. Esta linha reta pode ser ou a melhor reta que minimizar este erro ou a reta que liga os pontos extremos da função, admitindo-se a ausência de erro de ganho e offset. O segundo método é chamado “end-point linearity” e é a definição normalmente usada, desde que este erro pode verificado diretamente

Para um conversor AD (figura 5.8 a)) os desvios são medidos na transição de um “step” ao próximo, e para um conversor DA (figura 5.8 b)) eles são medido em cada “step”. O nome linearidade integral vem do fato de que a soma do erro da linearidade diferencial do primeiro “step” até um “step” particular, determina o valor do erro da linearidade integral nesse “step”.

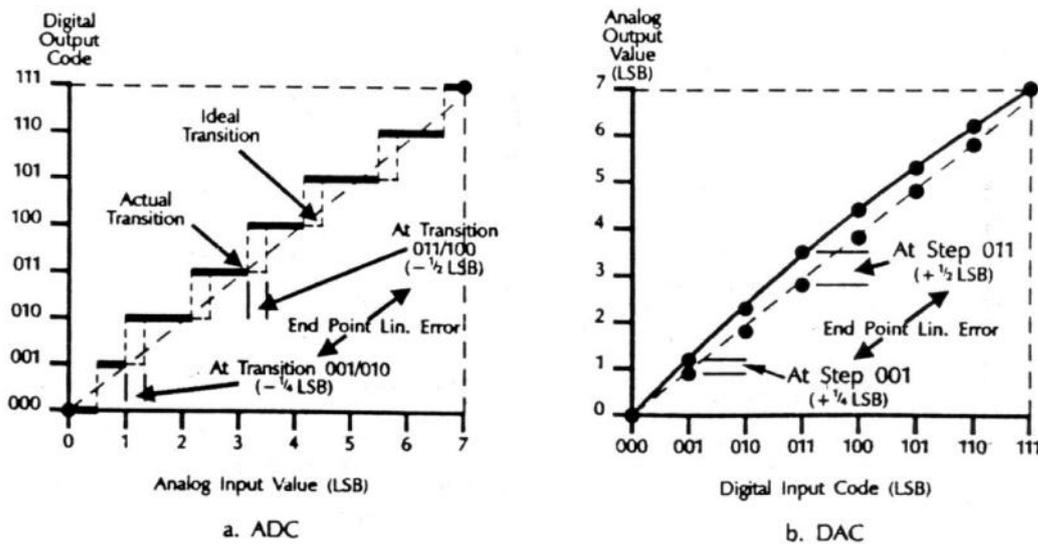


Figura 5.8) Erro de linearidade integral

- **Erro de precisão absoluta (erro total)**

O erro de precisão absoluta ou erro total de um conversor, é o máximo valor da diferença entre o valor da voltagem analógica e o valor no meio do “step” ideal. Ele inclui erros de ganho, offset, linearidade diferencial e integral e também erro de quantização no caso do conversor AD. A figura 5.9 ilustra este erro.

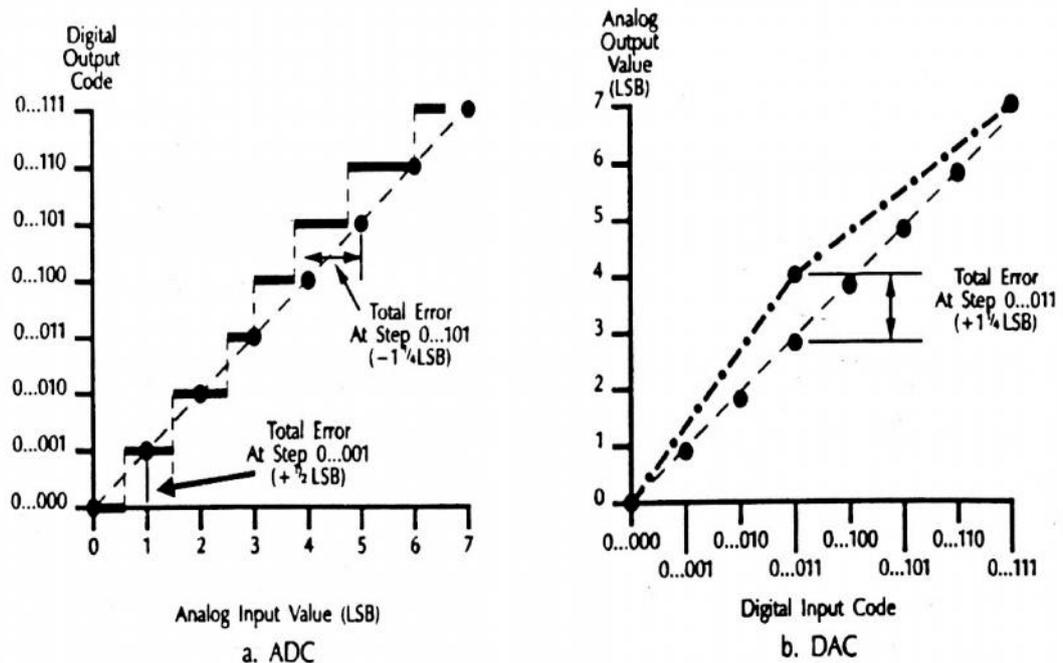


Figura 5.9) Erro de precisão absoluta

5.3.3 Erro de abertura (conversor AD)

O erro de abertura é causado pela incerteza no tempo onde o circuito de Sample/hold (do próprio conversor ou na entrada deste) muda de estado *Sample* para o estado *hold*. Esta variação é devido a presença de ruído no sinal de entrada ou no clock. O efeito causado pelo erro de abertura é limitar o máximo *Slew rate* do sinal de entrada o que implica em outra limitação na máxima frequência no sinal de entrada. Por exemplo, por simplicidade, vamos admitir que o sinal de entrada seja um senóide definida por:

$$V = V_o \sin(2\pi ft) \quad (5.4)$$

O máximo *Slew rate* ocorre nos cruzamentos de zero e é dado por:

$$dv/dt|_{\max} = 2\pi f V_o \quad (5.5)$$

Para que o erro de abertura (E_a) não afete a precisão do conversor, este deve ser menor do que 1 LSB no ponto de máximo *Slew rate*. Portanto, para um conversor AD de N bits: (veja figura 5.10)

$$E_a = t_A dv/dt = \frac{1}{2} \text{LSB} = \frac{2V_o}{2^{N+1}} \quad (5.6)$$

Substituindo a equação (5.5) resulta

$$\frac{2V_o}{2^{N+1}} = 2\pi f V_o t_A \quad (5.7)$$

De modo que a máxima frequência é dada por

$$f_{MAX} = \frac{1}{t_A \pi 2^{N+1}} \quad (5.8)$$

A figura 5.10) ilustra o erro de abertura .

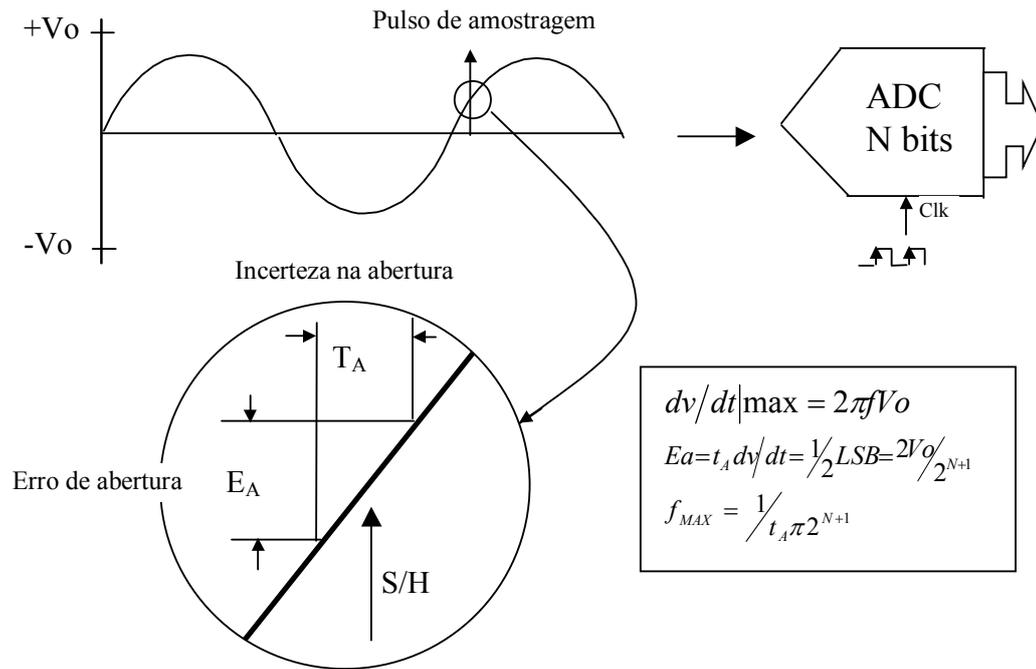


figura 5.10) Erro de abertura

5.3.4) Efeito de quantização

A entrada analógica no mundo real de um conversor AD é um sinal contínuo com um número infinito de estados possíveis, enquanto a saída digital é por natureza uma função discreta no tempo com um número de estados diferentes determinado pela resolução do conversor. A decorrência disso é que na conversão de um sinal analógico para um sinal digital, certos valores do sinal analógicos de entrada que são representados por voltagem diferentes, são representados na saída pelo mesmo código digital. Desta forma, alguma informação é perdida e distorção é introduzida no sinal. Isto é chamado de **Ruído de quantização**.

Se nós tomarmos uma função de transferência ideal de um conversor AD, o erro entre a entrada real e a sua forma digital terá uma função de densidade de probabilidade uniforme, $p(\varepsilon)$ quando o sinal de entrada é assumido ser randômico. Este erro pode variar no intervalo $\pm \frac{1}{2} \text{LSB}$ ou $\pm q/2$, onde q é a largura de um “step”. Assim,

$$p(\varepsilon) = 1/q \quad \text{para } (-q/2 \leq \varepsilon \leq q/2)$$

(5.9)

$$p(\varepsilon) = 0 \quad \text{se não}$$

A potência do ruído médio (média quadrática) do erro sobre um “step” é dado por,

$$E^2(\varepsilon) = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} p(\varepsilon) d\varepsilon \quad (5.10)$$

O que resulta em

$$E^2(\varepsilon) = q^2/12 \quad (5.11)$$

O erro médio quadrático total, N^2 , sobre toda a área de conversão será a soma das médias quadráticas de cada nível de quantização multiplicado pela sua probabilidade. Assumindo que a conversão é ideal, a largura de cada “step” é idêntica e portanto tem igual probabilidade. Assim, para o caso ideal, tem-se

$$N^2 = q^2/12 \quad (5.12)$$

Que é a potência do ruído de saída.

Considere agora um sinal de entrada senoidal $V(t)$ de amplitude A dada por

$$V(t) = A \sin \omega t \quad (5.13)$$

O médio quadrático de $V(t)$ é dado por

$$V^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A \sin^2(\omega t) dt = \frac{A^2}{2} \quad (5.14)$$

que é a potência do sinal de entrada. Portanto a razão sinal ruído, SNR é dada por

$$SNR(dB) = 10 \log \left[\frac{V^2(t)}{N^2} \right] = 10 \log \left[\left(\frac{A^2/2}{q^2/12} \right) \right] \quad (5.15)$$

mas $q = 1\text{LSB} = 2A/2^N = A/2^{N-1}$. Substituindo resulta

$$SNR(dB) = 10 \log \left[\frac{3 \times 2^{2N}}{2} \right] \cong 6.02N + 1.76dB \quad (5.16)$$

A equação acima mostra que para um conversor ideal, cada bits extra contribui para uma melhoria de 6dB na razão sinal ruído.

Na prática, os erros mencionados anteriormente introduz não linearidades que levam a redução deste valor. Por exemplo, um erro $\frac{1}{2}$ LSB no erro de linearidade diferencial é uma condição de ausência de código que é equivalente a uma redução de 1 bit de resolução e conseqüentemente uma redução de 6dB na SNR. Isto dá um valor de pior caso par SNR de uma conversor AD de N bits com um erro de linearidade de $\frac{1}{2}$ LSB. O que pode ser escrito por

$$SNR(dB)(pior \cdot caso) = 6.02N + 1.76dB - 6dB = 6.02N - 4.24dB \quad (5.17)$$

Assim baseado no valor da razão sinal ruído, SNR, desejada , as equações (5.16) ou (5.17) nos permite determinar a resolução do conversor AD.

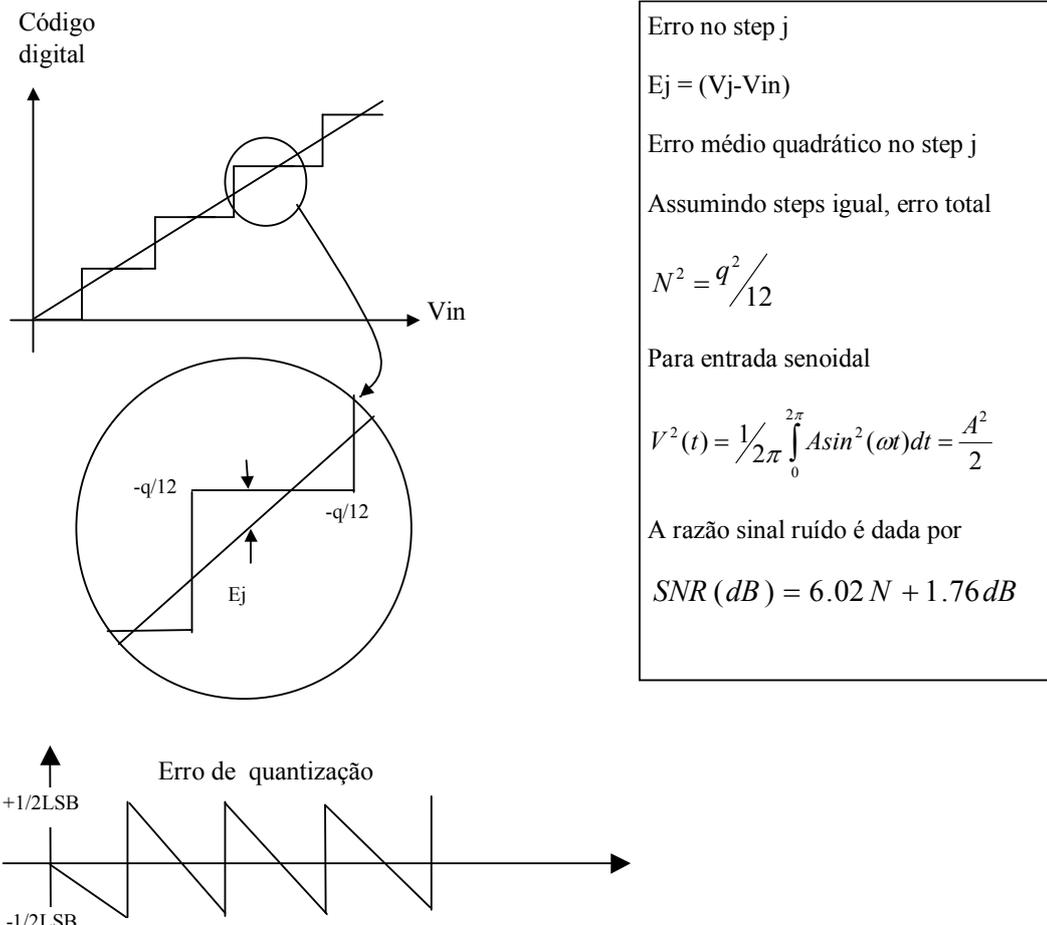


figura 5.11) Efeito de quantização

5.3.5) Amostragem ideal

No processo de conversão de um sinal contínuo tempo para um representação discreta, processo de amostragem é uma necessidade importante. No caso ideal, a amostragem se dar através de um trem de impulso de largura infinitesimal e área unitária (veja figura 5.12)). O recíproco do tempo entre cada impulso é chamada de **taxa de amostragem**. Ainda, o sinal de entrada é assumido ser de banda limitada, isto é não contém componente no seu espectro acima de certo valor.

A figura 5.12) mostra a condição de amostragem ideal, representada em ambos os domínio, do tempo e da frequência. O efeito da amostragem no domínio do tempo é produzir um trem de impulso modulado em amplitude representando o sinal de entrada no instante da amostragem. No domínio da frequência, o espectro do trem de impulso é uma série de frequência discretas múltiplas da frequência ou taxa de amostragem. O processo de amostragem, pelo teorema da convolução, significa que, uma multiplicação no tempo implica na convolução dos espectro envolvido. De maneira que o espectro resultante apresentam duas bandas laterais centradas em cada frequência discreta. Como pode ser observado na figura 5.12), as altas frequências do sinal de entrada são refletida para uma região mais baixa no espectro e podem causar interferência. Esta interferência causa distorção no sinal amostrado e é chamada de **aliasing**”

Se nós assumirmos que o sinal de entrada é de banda limitada em f_1 , e é amostrado na frequência f_s é fácil de ver pelo gráfico na figura 5.12) que o superposição (e assim, o “aliasing”) caso

$$f_1 < f_s - f_1 \quad \text{isto é,} \quad 2f_1 < f_s \quad (5.18)$$

Portanto se a amostragem for feita numa frequência no mínimo duas vezes maior que a máxima frequência do sinal de entrada, nenhum a “aliasing” ocorrerá e toda informação pode ser extraída. Este é o **Teorema de Nyquist**.

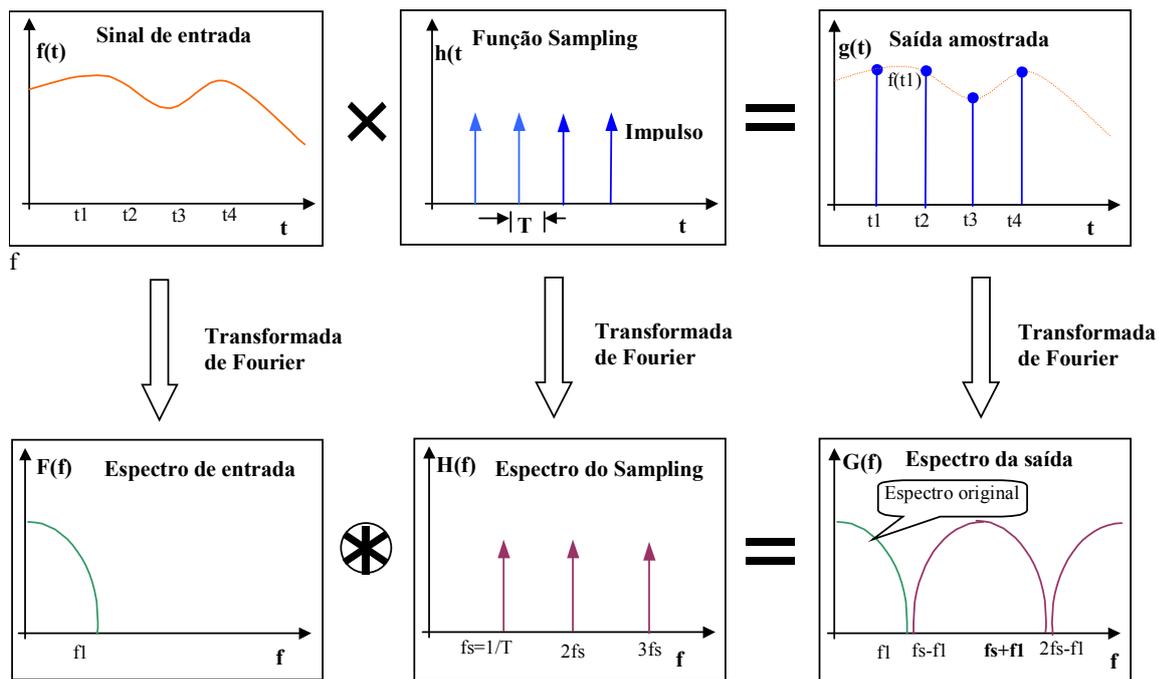


figura 5.12) Amostragem ideal

5.3.6) Amostragem real

O conceito de um impulso de largura infinitesimal é usado apenas para simplificar a análises de sistemas amostrados. De qualquer forma, isto é conceito teórico ideal que pode ser aproximado mas nunca alcançado na prática. De fato o sinal real será uma série de pulsos de período igual a recíproco da frequência de amostragem. O resultado da amostragem com este trem de pulsos é uma série de pulso modulados em amplitude pelo sinal de entrada.

A figura 5.13) mostra que o espectro de um trem de pulso é uma série de frequências discreta como no caso ideal, só que agora a amplitude dessas frequências é modificada por um envelope (envoltória) definida por $(\sin x)/x$ (alguma vezes escrita com $\text{sinc}(x)$) onde x neste caso é πf_s . Para um trem de pulso de amplitude A , o envelope do espectro é dado por

$$\text{Envelope} = A\left(\frac{\tau}{T}\right) \left[\sin(\pi f s \tau) \right] / \pi f s \tau \quad (5.19)$$

Note agora (veja figura 5.15)) que um erro é introduzido no espectro original. Este erro pode ser eliminado ou minimizado através de um filtro que compense o envelope sinc(x). Isto pode ser implementado com um filtro digital num DSP, ou utilizando técnicas analógicas convencionais. (existe disponíveis comercialmente Chips que incorporam funções de correção de sinc).

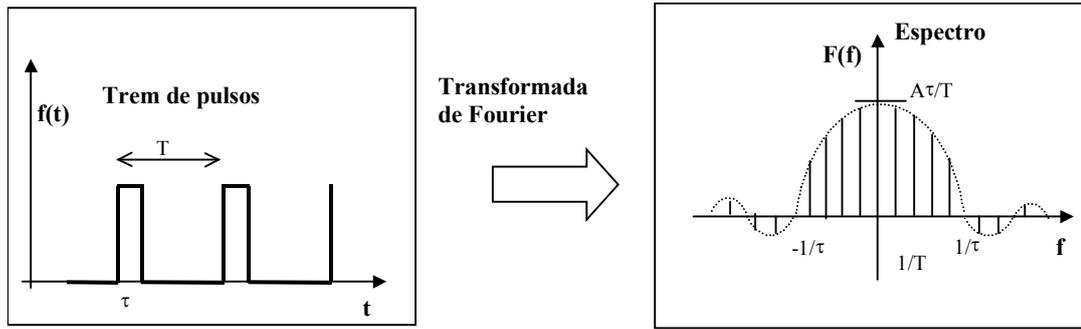


Figura 5.13) Espectro de um trem de pulso

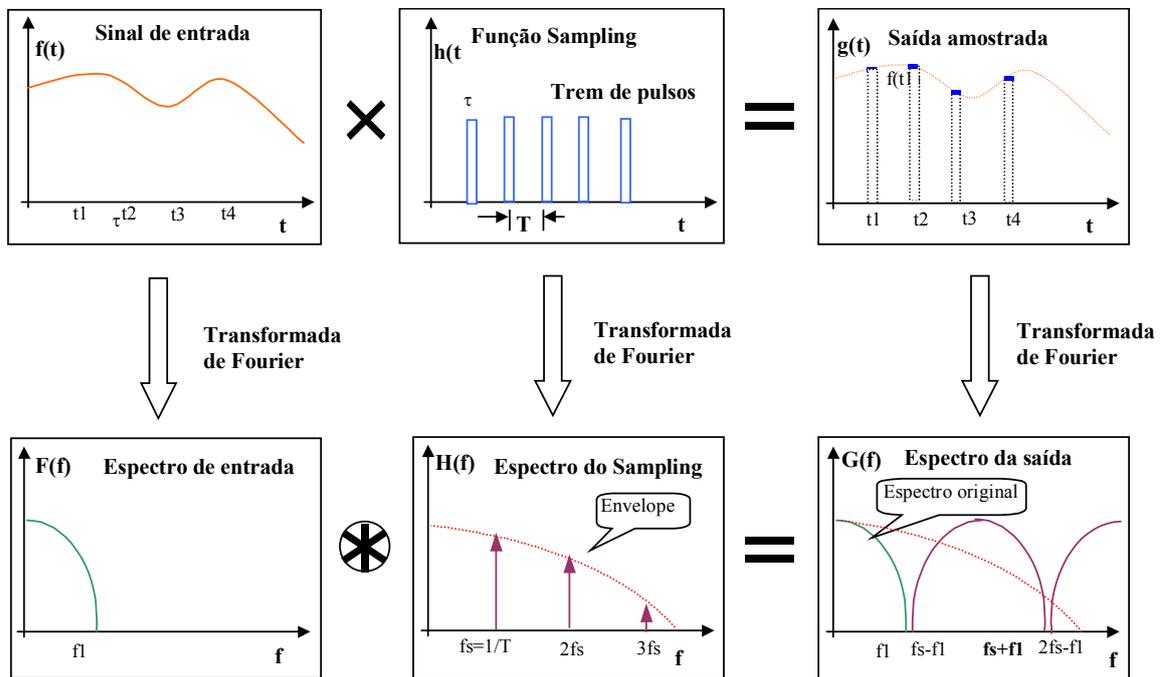


figura 5.14) Amostragem real

5.3.7) Efeito aliasing

Nenhum sinal é verdadeiramente determinístico e portanto tem banda não limitada. Entretanto, a energia das componentes de altas frequências são bem menores de modo que a partir de certo valor de frequência podem ser desconsideradas. Este valor é uma escolha que dever ser feita pelo o projetista do sistema.

Como já foi visto na seção anterior, a quantidade de aliasing (superposição) será afetada pela frequência de amostragem e pela largura da banda do sinal de entrada. O fator que determina quanto aliasing pode se tolerado é a resolução do sistema. Se o sistema tem baixa resolução então o ruído de fundo (ruído total devido a todas as fonte de ruído) já bastante alto e o aliasing pode não ser significativo. Entretanto, em sistemas de alta resolução o aliasing pode aumentar o ruído de fundo significativamente e portanto, precisa ser controlado adequadamente.

O aumento da taxa de amostragem é uma das formas de evitar erros devido a aliasing. Entretanto, há um limite máximo de frequência imposto pelo o conversor AD ou pelo clock do processador digital que manuseia os dados digitais. Portanto, para reduzir o efeito de aliasing para níveis aceitáveis, filtros analógicos podem ser usados para alterar a banda do sinal de entrada.

Vários tipos de filtros podem ser utilizados para modificar a banda do sinal do entrada. Um filtro ideal para esta finalidade seria aquele que não apresentasse nenhuma atenuação na banda de passagem (passband), tivesse uma largura zero na região de transição e rejeitasse totalmente as componentes de frequência na banda de atenuação (stopband). Na prática, isto é aproximado por um filtro que introduz alguma atenuação na banda de passagem, tem uma largura finita na região de transição, e passa alguma componente do sinal na banda de atenuação. Este ainda pode introduzir alguma tipo de distorção de fase ou de amplitude. A escolha da ordem e do tipo de filtro de modo a se obter as especificações desejadas do sistema.

A literatura cobre de forma bem abrangente o projeto de filtro analógico e foge do escopo desse curso. Dentre estes filtros, adequados para realizar a função de filtro anti-aliasing, podemos citar os filtros Butterworth, Chebyshev, Cauer, e Bessel-Thomson

6) Transmissão de Dados

6.1) Introdução

A interface serial (comunicação serial) surge em um início fundamentalmente pôr motivos econômicos: o custos dos fios de comunicação. Dentro dos principais tipos de interfaces temos os seguintes:

- RS-232.
- RS-485
- GPIB (HPIB) ou IEEE-488.

Os padrões RS-232 e RS-485 foram desenvolvidos pela EIA (Electronic Industry Association) para permitir a comunicação entre os periféricos e o computador independentemente do fabricante. Estes dois padrões estão destinados para a comunicação serial assíncrona. Isto significa que cada bit é transmitido em um tempo usando um bit de **start**, **7 ou 8 bits de dados**, **um bit de stop**, e **opcionalmente, um bit de paridade**. O dado é “**self clocking**”, isto quer dizer que uma vez que o sender e o receiver concordam com o baud rate o tempo dos bits individuais é baseado somente nos bit de **start** e **stop**.

Existem outros padrões alternativos como são a comunicação síncrona e a comunicação paralela. A comunicação síncrona requer uma linha de clock entre o sender e o receiver. A comunicação paralela requer uma linha de clock, usualmente de algumas sinais de controle e muitas linhas de dados. Com a comunicação síncrona e com a paralela podem ser alcançadas maiores velocidades de transferencias de dados que com a assíncrona mas são requeridos mais fios de comunicação.

Os padrões RS-232 e RS-485 especificam as características do hardware do sistema de comunicação tais como níveis da voltagem, resistências terminais, comprimento do fio, etc.

A comunicação serial pode ser **half-duplex** ou **full-duplex**. Na half-duplex a transmissão ou a recepção é feita em um tempo. No full-duplex a transmissão e a recepção são feitas no mesmo tempo.

6.2) Interface RS-232

Este é um dos tipos mais populares de interface serial standard. Seu verdadeiro nome é **EIA-TIA-232-E**. Foi desenvolvida pela Electronic Industry Association e a Telecommunication Industry Association (EIA-TIA) em 1962 e popularmente é conhecido como RS-232 (o termo RS vem de “recommended standard”). Além disso este tem sido atualizado uma 5 vezes com o objetivo de elevar sua performance.

O nome oficial do RS-232 é Interface Between Data Terminal Equipment (DTE) and Data Circuit-Termination Equipment (DCE) Employing Serial Binary Data Interchange. A seguinte figura apresenta o símbolo deste tipo de interface.

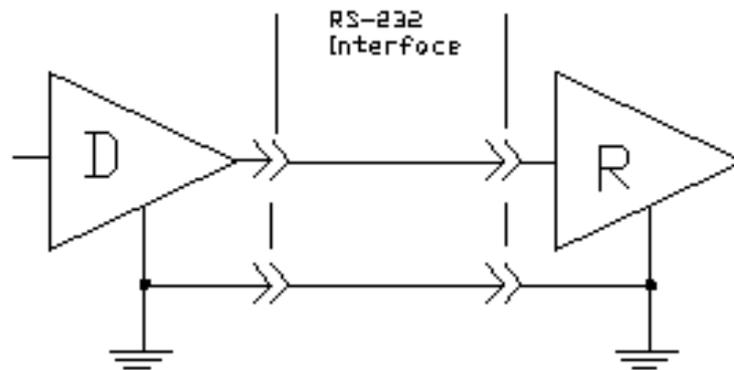


Figura 6.1) Símbolo da interface RS-232

- Especificações da interface RS-232.

Este tipo de interface é considerado como “completo” isto significa que o mesmo garante compatibilidade entre host e os sistemas periféricos quanto a:

1. Voltagem comum e níveis de sinais.
2. Configuração comum de pinos.
3. Mínima quantidade de informação de controle entre o host e os sistemas periféricos.

- Características Elétricas.

Estas incluem especificações de nível de voltagem, taxa de troca de sinais e impedância da linha de comunicação.

Como o RS-232 foi definido em 1962 dias antes da lógica TTL e ninguém deve tomar pôr surpresa que este standard não use +5 Volt e terra (gnd) como níveis lógicos.

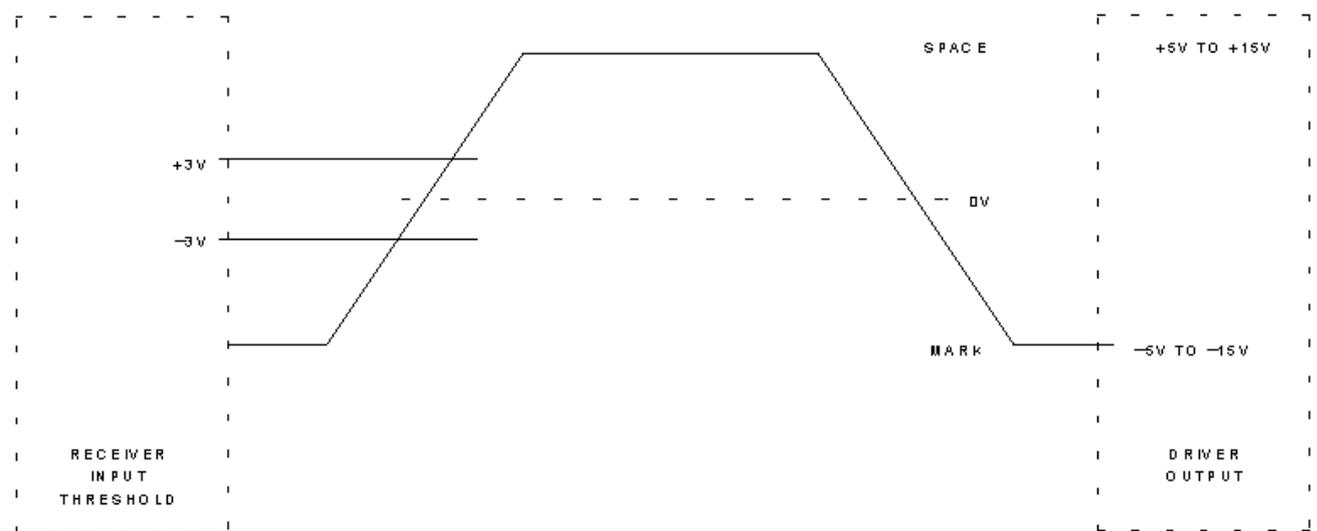


Fig. 6.2. Níveis lógicos para o standard RS-232.

Na fig. 6.2) mostra que para o driver de saída o nível high foi definido de +5 a +15 volts e o nível low de -5 a -15 volts. No caso da lógica de recepção foi oferecida uma margem de ruído de ± 2 volts, desta forma para o receiver o nível high é definido de +3 a +15 volts e o nível low de -3 a -15 volts. Desde o ponto de vista de comunicação através do RS-232 o nível low (-3 a -15 volts) é definido como lógica “1” e historicamente é conhecido como “**marking**”. Do mesmo jeito o nível high é definido como lógica “0” e chamado de “**spacing**”.

Os 8 bits de dados transmitidos através do RS-232 são acompanhados por mais dois bits: **star** e **stop**. Cada caracter começa com um bit de star (neste caso o driver puxa a linha para lógica “1” exatamente um período de um bit. O bit menos significativo (bit “0”) vai a continuação. Para evitar mescla entre caracteres transmitidos é utilizado o bit de parada (lógica “0”) a continuação do último bit do caracter que esta sendo enviado. Também opcionalmente a transmissão pode ser feita considerando a **paridade** (uma das formas para verificação de erro, relaciona com a probabilidade de troca de dois bits durante a transmissão), no caso o bit de paridade é inserido na continuação do último bit do caracter transmitido e portanto na frente do bit de parada.

O RS-232 também limita o máximo slew rate no driver de saída. Esta limitação foi incluída para ajudar a reduzir a possibilidade de cross-talk (mescla) entre sinais adjacentes. Para tempos de subida e descida lentos menor é a possibilidade de ter cross-talk mas isto implica um compromisso com a velocidade de transmissão que pode ser alcançada. O máximo slew rate permitido é $30 \text{ V}/\mu\text{s}$ o qual implica uma taxa de dados (velocidade de transmissão) de 20 Kbits/seg..

A impedância de interface entre o driver e o receiver esta muito bem definida. A carga vista pelo driver deve estar entre 3 e 7 $\text{K}\Omega$. Também esta muito bem definido o comprimento do fio de comunicação, parâmetros estreitamente relacionado com a máxima carga capacitiva que esta na ordem de 2500 pF..

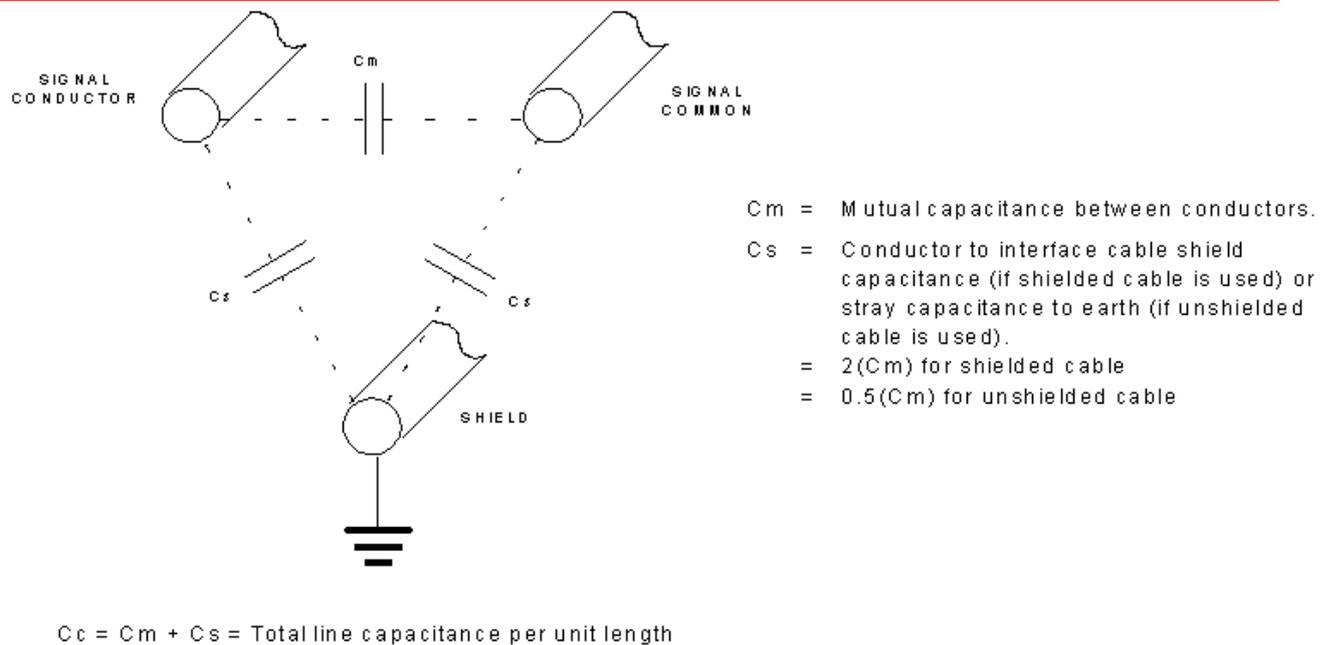


Fig. 6.3. Modelo capacitivo per unidade de comprimento do fio da interface.

- **Características funcionais.**

A interface RS-232 define 4 categorias de sinais diferentes que são:

1. Comum (gnd).
2. Dados.
3. Controle.
4. Tempo.

O padrão oferece uma abundância de sinais de controle e suporta dois canais para a comunicação: um primário e outro secundário (ver figura 6.4). Pôr outra lado só umas poucas aplicações requerem esta quantidade de sinais. Pôr exemplo para atender o modem somente são requeridas 8 sinais. Tem aplicações simples que só precisam de 4 sinais (dois para dados e dois para handshaking) muitas outras só requerem de sinais de dados.

CIRCUIT MNEMONIC	CIRCUIT NAME*	CIRCUIT DIRECTION	CIRCUIT TYPE
AB	Signal Common	—	Common
BA BB	Transmitted Data (TD) Received Data (RD)	To DCE From DCE	Data
CA CB CC CD CE CF CG CH CI CJ RL LL TM	Request to Send (RTS) Clear to Send (CTS) DCE Ready (DSR) DTE Ready (DTR) Ring Indicator (RI) Received Line Signal Detector** (DCD) Signal Quality Detector Data Signal Rate Detector from DTE Data Signal Rate Detector from DCE Ready for Receiving Remote Loopback Local Loopback Test Mode	To DCE From DCE From DCE To DCE From DCE From DCE From DCE To DCE From DCE To DCE To DCE To DCE From DCE	Control
DA	Transmitter Signal Element Timing from DTE	To DCE	
DB DD	Transmitter Signal Element Timing from DCE Receiver Signal Element Timing From DCE	From DCE From DCE	Timing
SBA SBB	Secondary Transmitted Data Secondary Received Data	To DCE From DCE	Data
SCA SCB SCF	Secondary Request to Send Secondary Clear to Send Secondary Received Line Signal Detector	To DCE From DCE From DCE	Control

*Signals with abbreviations in parentheses are the eight most commonly used signals.

**This signal is more commonly referred to as Data Carrier Detect (DCD).

Fig. 6.4) Sinais do interface RS-232.

• Características mecânicas.

Desde o ponto de vista mecânico (de conexão) o RS-232 pode ser acessado através de dois tipos de conectores. O conector de 25 pinos é o conector de menor tamanho que pode conter todas as sinais da interface só que como geralmente todas estas sinais da interface não são necessárias ultimamente o conector de 9 pinos esta sendo mais utilizado. Ver fig. 6.5.

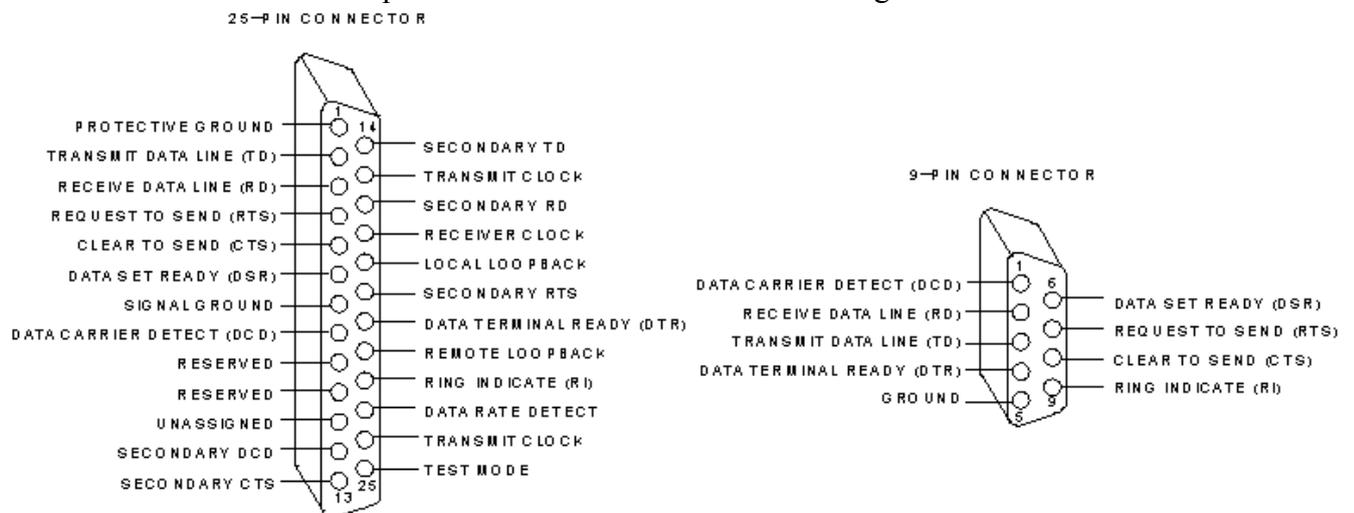


Fig. 6.5. Disposição dos pinos nos conectores.

- **Implementação prática do RS-232.**

Muitos dos sistemas desenhados hoje em dia não operam com os níveis de voltagem do RS-232. Portanto é necessário fazer uma conversão de níveis no qual é utilizado um circuito integrado. Este circuito integrado tipicamente esta formado pôr drivers de linha que geram os níveis da voltagem empregados pelo RS-232 e receivers de linha que recebem os níveis de voltagem do RS-232 sem danos.

A fig. 6.6. mostra de um RS-232 driver/receiver em uma aplicação típica de modem. Neste exemplo em particular os sinais necessárias para a comunicação serial são geradas e recebidas pelo UART. O circuito integrado RS-232 driver/receiver faz a translação necessária entre os níveis CMOS/TTL e RS-232.

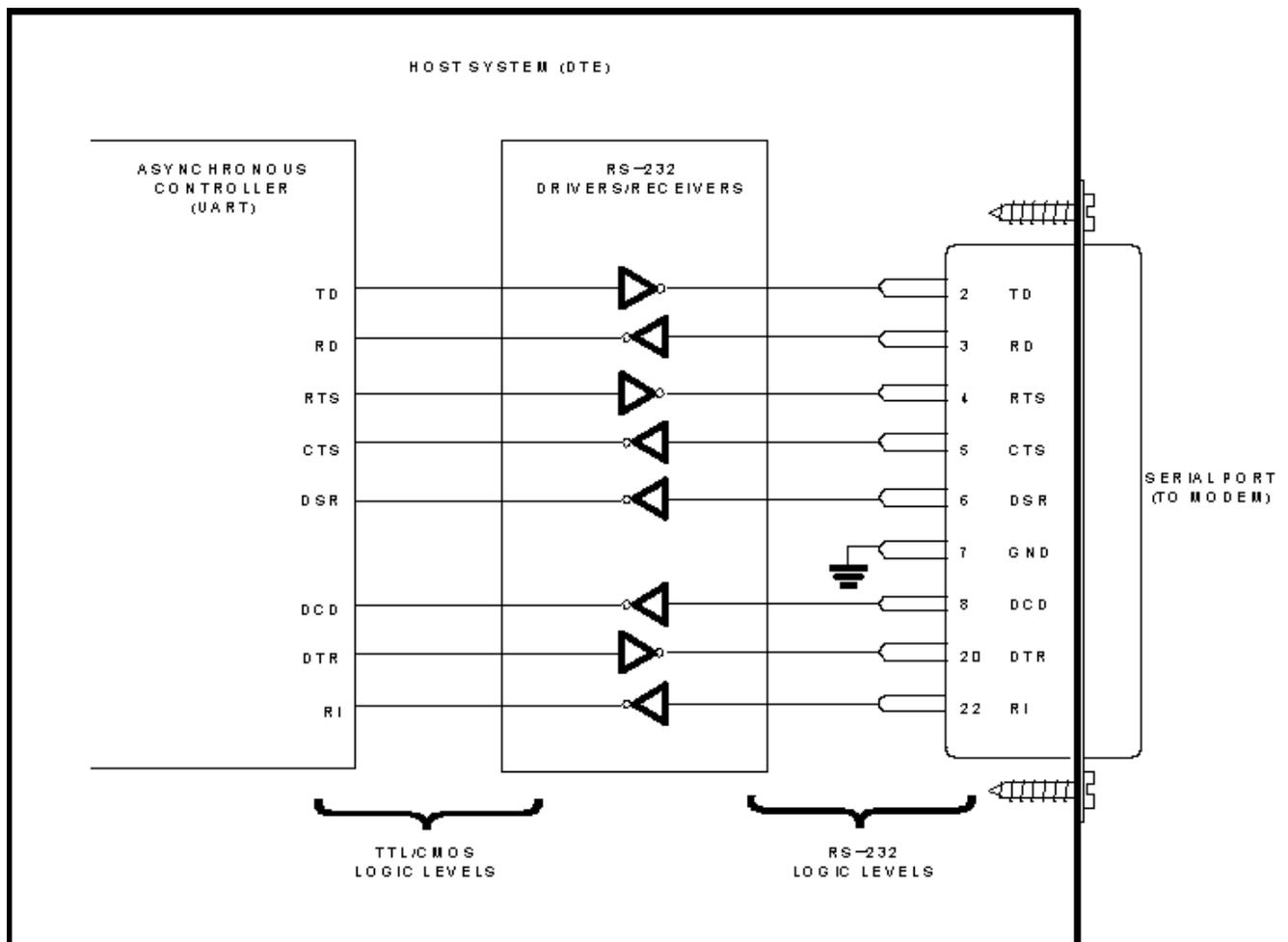


Fig. 6.6. Aplicação típica de modem com RS-232.

- **Explicação dos sinais**

Transmitted Data (TD): É uma dos dois sinais de dados separadas. Este sinal é gerado pelo DTE e recebido pelo DCE.

Received Data (RD): É o segundo sinal de dados. Este sinal é gerado pelo DCE e recebido pelo DTE.

Request to Send (RTS): Quando o host (DTE) está pronto para transmitir o dado para o dispositivo periférico (DCE) RTS é puxado para ON. Nos sistemas simplex e dúplex esta condição mantém o DCE em modo de recepção e inabilita o modo de transmissão. A condição de OFF do RTS mantém o DCE em modo de transmissão. Após RTS é acertada, o DCE deve acertar CTS antes do começo da comunicação.

Clear to Send (CTS): CTS é usado conjuntamente com RTS para oferecer o handshake entre o DTE e DCE. Após o DCE ter acertado o RTS, ele puxa o CTS para ON quando está pronto para a comunicação.

Data Set Ready (DSR): Este sinal é puxado para ON pelo DCE para indicar que está conectado à linha de telecomunicações.

Data Carrier Detec (DCD): Este sinal é puxado para ON quando o DCE está recebendo o sinal desde um DCE remoto o qual encontra seu apropriado nível de sinal. Este sinal permanece ON durante o tempo que demora a detecção do apropriado carrier da sinal.

Data Terminal Ready (DTR): DTR indica o estado do DTE. Este sinal é puxado para ON quando o DTE está pronto para transmitir ou receber dados desde o DCE. DTR deve ser ON antes de que DCE possa acertar DSR.

Ring Indicator (RI): Quando o sinal RI é acertado indica que uma sinal de ring está sendo recebida pelo canal de comunicação.

- **Limitações da RS-232.**

1. Geração de níveis de voltagem RS-232: Como nas características elétricas, o RS-232 não usa nível convencional de voltagem (TTL/CMOS). Isto implica o uso de fontes de alimentação adicionais para atingir os níveis da voltagem da interface.
2. A máxima taxa de dados (velocidade de transmissão): A interface standard define uma taxa de dados máxima de 20 Kbits/seg a qual é muito baixa para as aplicações atuais.
3. Máximo comprimento do fio de comunicação: Este parâmetro está ligado à máxima especificação de capacidade de carga.

6.3) Interface RS-485

Na interface RS-232 a transmissão desbalanceada de dados aparece no conector com uma voltagem referida a gnd. Pôr exemplo, o sinal TD (pino 2 no conector de 25 pinos) que vem desde o DTE aparece no conector referido a gnd (pino 7). Esta voltagem será negativa se a linha está

livre e alternada entre os níveis positivos e negativos quando o dado está sendo enviado. O receiver RS-232 opera no intervalo da voltagem apresentado na fig. 6.7.

O RS-485 é um tipo de interface serial que utiliza sinais diferenciais balanceadas.

Driver com linha balanceada.

Em um sistema balanceado a voltagem produzida pelo driver aparece através de um par de linhas de sinais que transmitem somente uma sinal. A fig. 6.8 apresenta o símbolo esquemático para um driver com linha balanceada e os níveis de voltagem da interface.

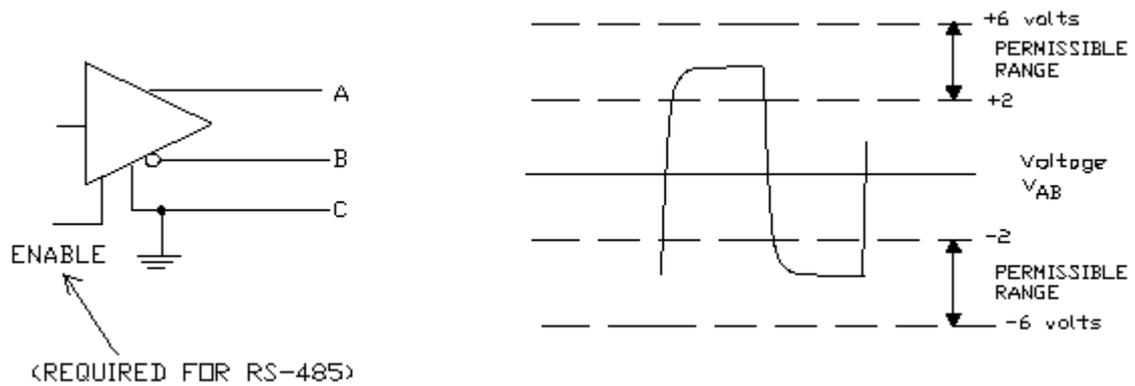


Fig. 6.7.Driver diferencial balanceado do RS-485.

Um driver com linha balanceada produz uma voltagem entre 2 e 6 volts através dos terminais A e B. O mesmo também apresenta uma sinal gnd (C) a qual além de ser importante sua conexão não é utilizada pelo receiver na determinação do estado lógico da linha de dados. O driver também apresenta um sinal de entrada chamada “ENABLE” que tem como objetivo a conexão do driver a seus terminais A e B (se o sinal tem estado de OFF o driver encontra-se em estado de alta impedância).

Receiver com linha balanceada.

Este receiver sente o estado da voltagem transmitido pelas duas linhas de entrada A e B. Também apresenta o sinal gnd que é necessária para fazer uma boa conexão da interface. A fig. 7 apresenta a simbologia para um receiver com linha balanceada e os níveis da voltagem. Se a voltagem de entrada diferencial V_{AB} é maior que 200 mV o receiver vai ter um estado lógico específico no terminal de saída e vice-versa. O intervalo de 200 mV a 6 V é requerido para permitir uma atenuação na linha de transmissão.

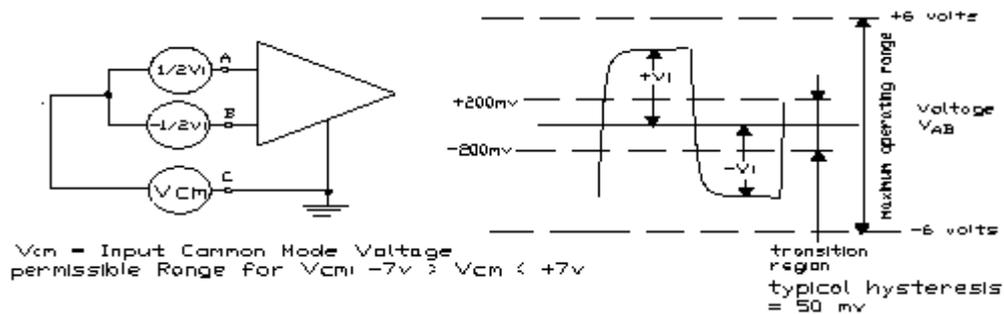


Fig. 6.8. Receiver diferencial balanceado do RS-485.

- Transmissão de dados com o standard EIA RS-485.

O standard RS-485 permite compartilhar no mesmo tempo a transmissão e recepção em uma linha balanceada. O intervalo da voltagem de modo comum que o driver e o receiver podem suportar vai de -7 a +12 volts ainda quando ficam em estado de alta impedância.

A fig.6.9 apresenta uma rede multipontos a dois fios. Note que linha de transmissão termina nos extremos e não nos pontos intermediários. Neste sistema o sinal **gnd** é requerido para manter a voltagem de modo comum que o receiver deve aceitar no intervalo de -7 a +12 volts.

A forma mais comum de terminar a linha da rede com RS-485 é utilizando resistores terminais no final da linha multipontos. Estes resistores terminais são utilizados para acoplar em impedância a linha de transmissão (já que linha pôr natureza é um indutor). Os valores dos mesmos vai estar entre 100 e 120 Ω .

- Controle do conversor RS-232 para RS-485 através do RTS.

Um conversor de RS-232 a RS-485 é frequentemente implementado usando o sinal RTS do UART para habilitar o driver RS-485. Na fig. 9 é apresentado um diagrama típico para um conversor de RS-232 a RS-485.

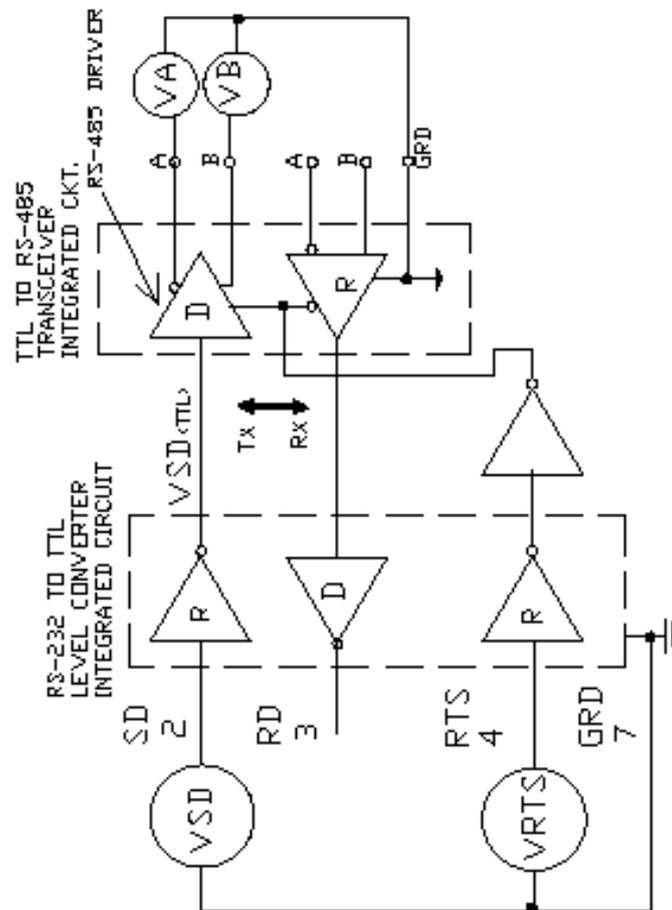


Fig. 6.10 Controle do conversor usando o sinal RTS do UART.

Quando este tipo de controle é utilizado é importante notar que o sinal RTS tem que acontecer antes de o dado ser enviado e o mesmo sinal deve cair (inativo) após o sinal foi enviado. Este tempo tem que ser controlado pelo software usado no controle do UART e não pelo conversor.

- Seleção da linha de transmissão para o standard RS-485.

Na escolha da linha de transmissão para este standard é necessário examinar a distancia do fio de comunicação e a taxa de dados (velocidade de transmissão) do sistema. A fig. 6.11

apresenta uma curva empírica que relaciona o comprimento do fio de comunicação e a taxa de dados para um determinado tipo de fio (24 AWG-fio de telefone trançado com uma capacidade shunt de 16 pF/ft) e este fio é terminado em um resistor de 100Ω.

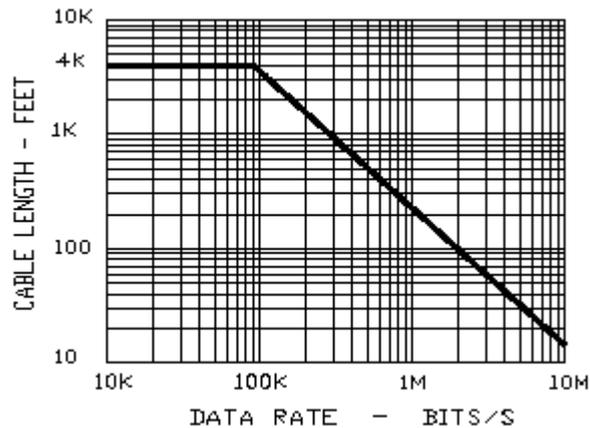


Fig.6.11 Taxa de dados x Comprimento do fio de comunicação usando fio do tipo 24 AWG.

6.4) Interface GPIB

- **A origem**

Em 1965, a Hewlett-Packard projetou uma interface (HP-IB) para conectar suas linhas de instrumentos programáveis aos seus computadores. Devido a sua alta taxa de transferência (1 Mbytes/s), esta interface ganhou rapidamente popularidade, e foi aceita como padrão **IEEE-488-1975** foi desenvolvido para conectar e controlar instrumentos programáveis, para oferecer uma interface standard para a comunicação de instrumentos de diferentes fontes. Este interface foi desenvolvido originalmente pela e foi chamado de HP-IB. A interface rapidamente foi ganhando popularidade na indústria da computação e a causa de sua versatilidade o comitê de IEEE trocou seu nome por GPIB (General Purpose Interface Bus).

Quase todos os instrumentos podem ser usados com a especificação IEEE-488, porque ele não diz nada sobre a própria função do instrumento ou sobre a forma de seus dados. Os sinais passam através do bus IEEE-488 e através dos instrumentos que são definidos no standard. Os instrumentos não têm o controle completo sobre a interface. Frequentemente o controlador de bus diz à interface o que tem que fazer. O controlador ativo desenvolve as funções de controle do bus para todos os instrumentos.

- **Controlador do Sistema e Controlador Ativo.**

Quando o sistema é energizado o interface IEEE-488 que é programado como **Controlador do Sistema** carrega o **Controlador Ativo**. O **Controlador do Sistema** tem (só ele) entre outras coisas a capacidade de enviar os comando **Interface Clear (IFC)** e **Remote Enable**

(REN). O comando **IFC** "reseta" todos os dispositivos na interface e devolve o comando para o **Controlador do Sistema**. Pôr outro lado **REN** permite aos dispositivos conectados na interface responder uma vez que tenham sido endereçados. O **Controlador do Sistema** pode opcionalmente passar o controle para outro controlador o qual então chega a ser o **Controlador Ativo**.

- [Listeners, Talkers and Controllers.](#)

Existem três tipos de dispositivos que podem ser conectados ao interface IEEE-488 (Listeners, Talkers and Controllers). Alguns dispositivos incluem mais de uma de estas funções. O standard permite que como máximo 15 dispositivos sejam conectados no mesmo bus. O menor tamanho que pode ter um sistema é aquele que tem um controlador e um dispositivo talker ou listener (exemplo: HP 700 com um interface IEEE-488 e um voltímetro).

É possível ter mais de um Controlador no bus (barramento) mas só um poder o controlador ativo. O controlador ativo pode passar o controle para outro controlador com o qual este outro controle passa a estar orientado pelo novo controlador ativo. O **Listener** é o dispositivo que pode receber dados do bus quando é autorizado pelo **Controlador** e o **Talker** transmite dados através do bus quando é autorizado. O **Controlador** pode instalar um **Talker** e um grupo de **Listeners** com qual é possível enviar dados entre grupos de dispositivos.

- [Sinais da Interface.](#)

A interface IEEE-488 esta composta de 16 linhas de sinais e 8 de gnd. As 16 linhas de sinais são divididas em 3 grupos (8 linhas de dados, 3 linhas de handshake e 5 linhas de administração).

- [Linha de Dados.](#)

As linhas DIO1 a DIO8 são usadas para transferencias de endereços, controle de informação e dados. Os formatos para endereços e controle são definidos pelo standard IEEE-488. Os formatos de dados são indefinidos podem ser ASCII (com o sem paridade) ou binários. DIO1 é o bit menos significativo (corresponde com o bit 0).

- [Linhas de Handshake.](#)

As 3 linhas de handshake (NRFD, NDAC e DAV) controlam a transferencias de bytes da mensagem entre cada dispositivo e formam o método para reconhecimento da transferencia de dados. Este processo de handshake garante que os bytes na linha de dados são enviados e recebidos sem erros de transmissão o qual é uma das características do bus IEEE-488.

- [Linhas da Administração da Interface.](#)

As 5 linhas de administração da interface (ATN, EOI, IFC, REN, SRQ) manejam o fluxo de controle e dados através da interface.

- [Acesso \(addresses\) a Dispositivos.](#)

O standard IEEE-488 permite que até 15 dispositivos sejam interconectados em um bus. A cada dispositivo é assinalado um único endereço primário no intervalo de 0-30, "setando" o switches no dispositivo. Um endereço secundário também pode ser especificado no intervalo de 0-30.

- [Características Físicas.](#)

É possível ligar dispositivos de forma linear, star ou em forma combinada usando fios blindados de 24 condutores. O fio do standard IEEE-488 tem dos conectores do tipo plug e receptáculos no seus extremos. Este é um conector da Amphenol CHAMP ou Cinch Series 57 do tipo MICRO RIBBON.

O IEEE-488 especifica um comprimento máximo do fio de comunicação de 20 metros com não mais de 20 dispositivos conectados no bus. A máxima separação entre dispositivos é de 4 metros e um promedio de separação de 2 metros entre outros buses. Tem disponível extensores e expansores de buses com o objetivo de ampliar o comprimento máximo.

O bus usa lógica negativa TTL. Quando NRFD é "true" pôr exemplo esta lógica tem um nível baixo e

- [Exemplo de configuração de computadores usando a interface GPIB.](#)

Um sistema típico de GPIB inclui um "**Controler**" e outros determinado número de dispositivos tais como osciloscópios, multímetros, analisadores lógicos, printers e plotters. O computador é os sistema controlador e tem um controle total sob os outros dispositivos. Neste tipos de sistema um dos computadores atua como sistema controlador e os outros como sistemas não controlados . Na verdade cada computador tem que ser configurado para diferentes direções primarias.

Para configurar os computadores para transferencia de dados são seguidos os seguintes passos:

1. Tem que decidir qual computador vai ser o sistema controlador e quais os sistemas não controlados. A eleição é arbitrária.
2. Instalar o software NI-488 e testar sua instalação.
3. Rodar o programa IBCONF em cada computador.

A seguinte tabela apresenta as características de duas tarjetas AT-GPIB:

System Controller		Non-System Controller	
Primary GPIB Address	0	Primary GPIB Address	1
Secondary GPIB Address	NONE	Secondary GPIB Address	NONE
Timeout setting	T10s	Timeout setting	T10s
EOS byte	00H	EOS byte	00H
Terminate Read on EOS	no	Terminate Read on EOS	no
Set EOI with EOS on Write	no	Set EOI with EOS on Write	no
Type of compare on EOS	7-bit	Type of compare on EOS	7-bit
Set EOI w/last byte of Write	yes	Set EOI w/last byte of Write	yes
Board is System Controller	yes	Board is System Controller	no
Assert REN when SC	no	Assert REN when SC	no
Enable Auto Serial Polling	yes	Enable Auto Serial Polling	yes
Enable NI-488 protocols	yes	Enable NI-488 protocols	yes
CIC protocols	yes	CIC protocols	yes
Timing	500nsec	Timing	500nsec
Interrupt jumper setting	11	Interrupt jumper setting	11
Base I/O Address	02C0H	Base I/O Address	02C0H
DMA channel	5	DMA channel	5