INSTRUMENTAÇÃO INDUSTRIAL APLICADA À INDÚSTRIA DE PETRÓLEO

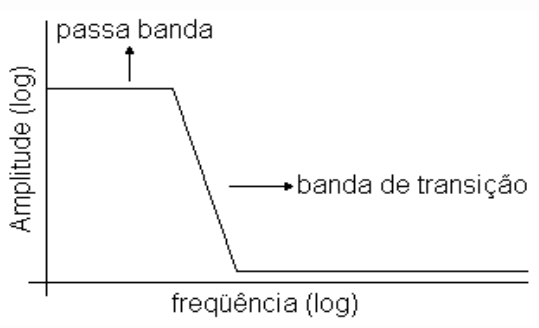
Professor Valner Brusamarello - UFRGS

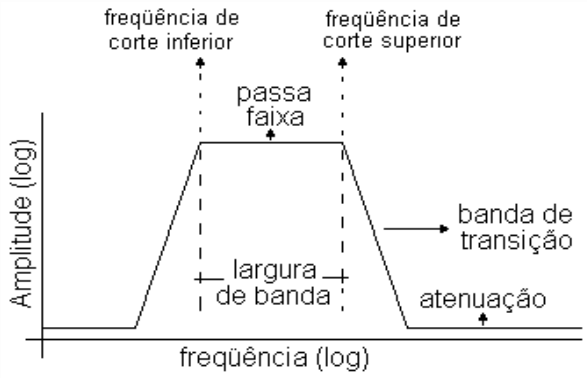
Encontro II

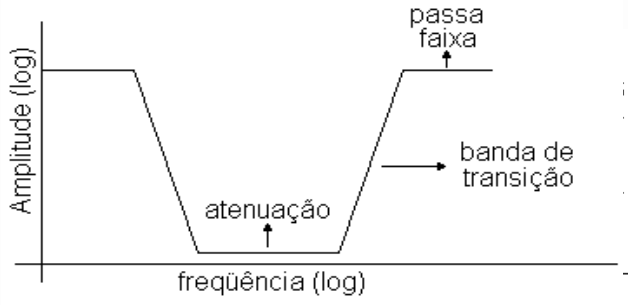
Agora é assim. Tudo que pode ser feito no Brasil, tem que ser feito no Brasil.
Prominp
UFRGS
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
BR PETROBRAS
anp
COMPROMISSO COM INVESTIMENTO EM PESQUISA & DESENVOLVIMENTO
Ministério de Minas e Energia
BRASIL
UM PAÍS DE TODOS
GOVERNO FEDERAL
ABCE • ABDIB • ABEMI • ABIMAQ • ABINEE • ABITAM • BNDES • CNI • IBP • ONIP • SINAVAL

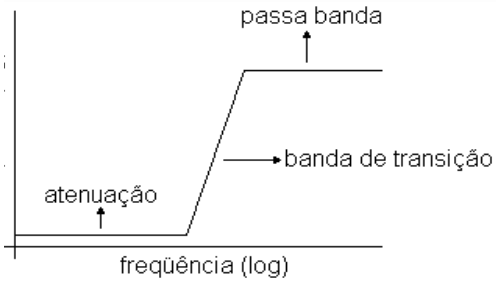
Filtros Analógicos

- **Filtro passa baixa** é um passa banda até uma dada freqüência específica denominada de freqüência de corte.
- **Filtro passa banda (passa faixa)**: permite a passagem de uma banda específica de freqüência, atenuando baixas e altas freqüências. A diferença entre a freqüência de corte superior e inferior determina a largura de banda do filtro.
- O **Filtro *Notch*** é uma variante do filtro passa faixa em que as freqüências inferiores e superiores a uma determinada freqüência não são atenuadas, enquanto que uma particular freqüência é atenuada ao máximo (pode ser visualizado como uma combinação dos filtros passa baixa e passa alta) .
- O **Filtro Passa Alta** rejeita freqüências inferiores a uma específica freqüência, ou seja, atenua baixas freqüências.







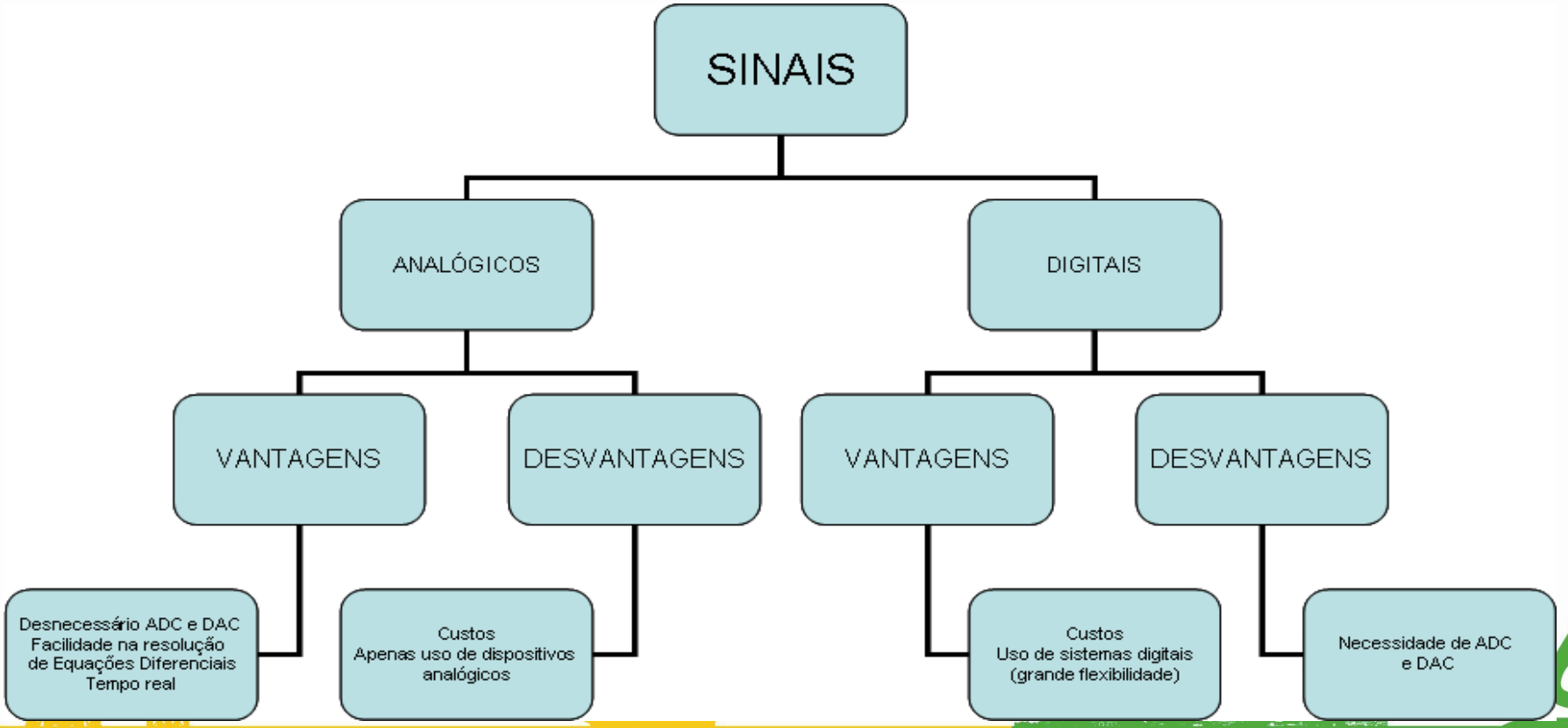


Características de conversores AD

O campo da eletrônica pode ser dividido em duas grandes áreas: analógico e digital. Resumidamente pode-se citar algumas características próprias das duas áreas:

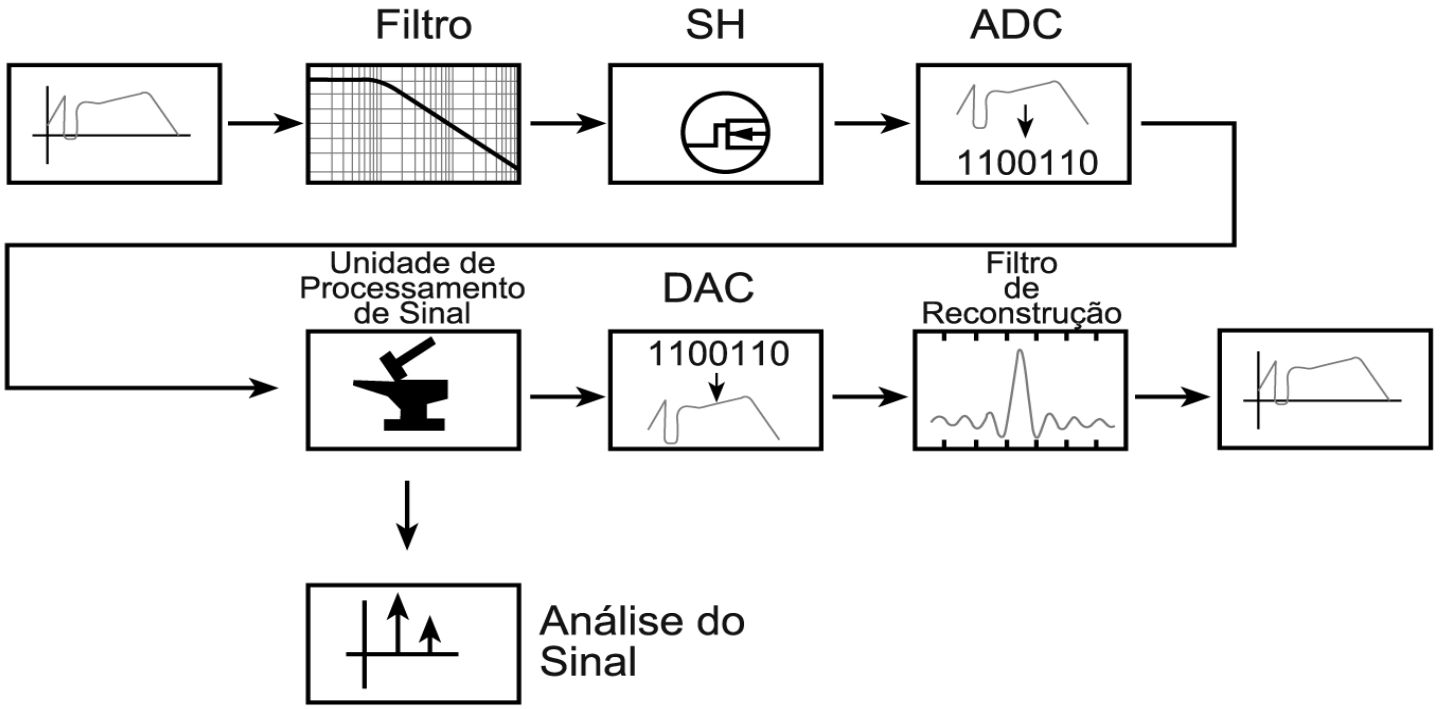
Analógico: variável contínua. Por exemplo, tensão elétrica;

Digital: variável discreta. Por exemplo, uma seqüência de números (amostras) representando uma tensão elétrica.



Princípios básicos

- O sina iasing cujo ob reduzi minimi
- Sampl ão deste tão existe a seja requer
- **conve** arquite itivo é que de ade ou não do



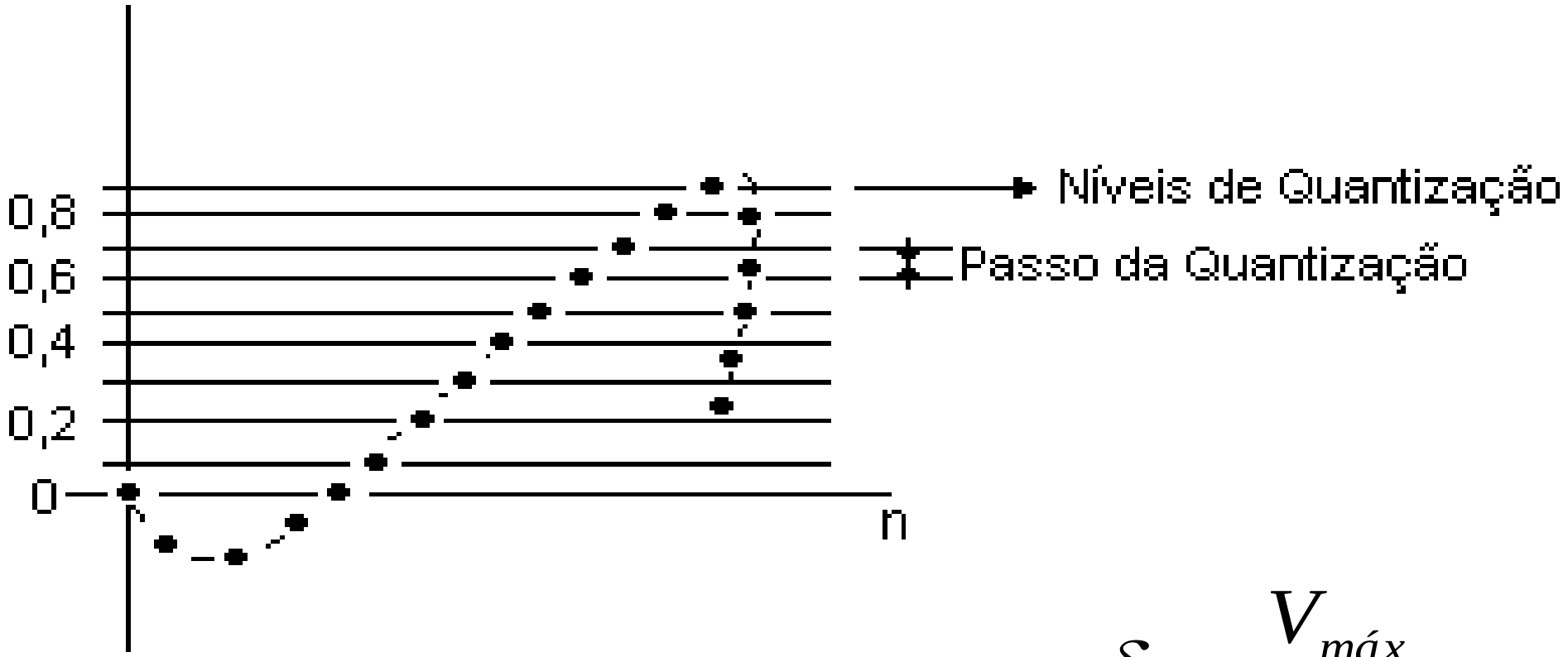
Conversores AD

- Características básicas para escolha correta de um ADC:
- resolução ou erro de quantização: é a maior diferença entre qualquer tensão de entrada em relação ao número de saída. Como existe forte relação entre resolução e o número de bits do conversor, normalmente utiliza-se o termo “resolução de bits”;
- tempo de conversão: tempo necessário para produzir a saída digital após o início da conversão;
- taxa de conversão: é a maior taxa que o ADC pode realizar as conversões.
- estabilidade à temperatura: é a insensibilidade das características anteriores as alterações da temperatura.

Sistemas de aquisição de dados

- Amostragem
- Basicamente o processo de amostragem é a conversão de um sinal em intervalos discretos de tempo (usualmente igualmente espaçados).
- O sinal contínuo é amostrado em pontos discretos no tempo e armazenados na memória como um vetor de números proporcional a amplitude contínua no tempo amostrado.
- A razão de amostragem, determinada pelo Teorema de Nyquist, precisa ser duas (2) vezes a freqüência máxima do Espectro de Fourier do sinal analógico.

Quantizador



$$\delta = \frac{V_{máx}}{2^n - 1}$$

Erro de quantização ou Ruído de Quantização

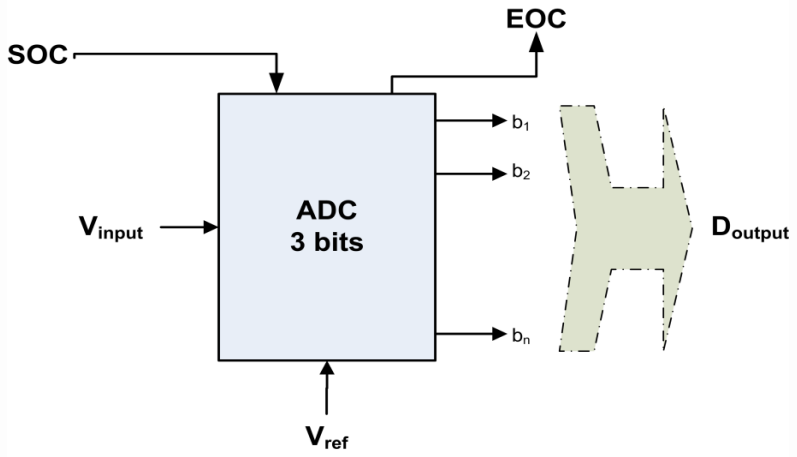
- Considere um ADC genérico de 3 bits cuja entrada analógica produz uma palavra binária gerando o valor , tal que:

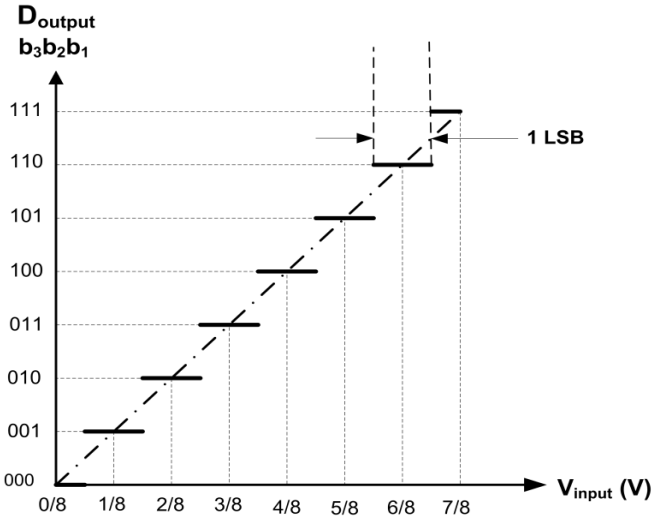
$$D_{output} = b_n 2^{-n} + ... + b_2 2^{-2} + b_1 2^{-1} = \frac{V_{input}}{K \times V_{ref}} = \frac{V_{input}}{V_{FE}}$$

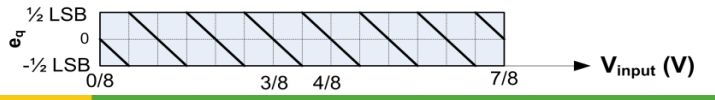
- onde K é um fator de escala, Vref é a tensão de referência, b os valores binários (0 ou 1) da saída do ADC e VFE é o fundo de escala.
- De forma geral o ADC possui pinos de controle para gerenciamento do processo de digitalização, como por exemplo, o pino para iniciar a conversão SOC (Start Conversion) e o pino para indicar o fim da conversão EOC (End Conversion).

Erro de quantização ou Ruído de Quantização

- A Figura apresenta o diagrama de blocos de um ADC genérico de 3 bits com sua correspondente função de transferência ideal e o ruído de quantização.
- O código de saída 100 corresponde ao de entrada Vin=4/8 V representado como (4/8 ±1/16). Isso ocorre devido ao ADC não conseguir distinguir valores dentro desta faixa.
- Esta incerteza é chamada de Erro de Quantização, ou também de Ruído de Quantização - limitação inerente a qualquer processo de digitalização
- o ruído de quantização diminui com o aumento dos bits.







Erro de quantização ou Ruído de Quantização

- O valor de pico é $\frac{1}{2}LSB$. Seu valor rms é dado por: $e_q = \frac{\frac{1}{2}LSB}{\sqrt{3}}$

- **Codificador: b**loco destinado a associar algum código binário para cada valor quantizado.

Margem dinâmica

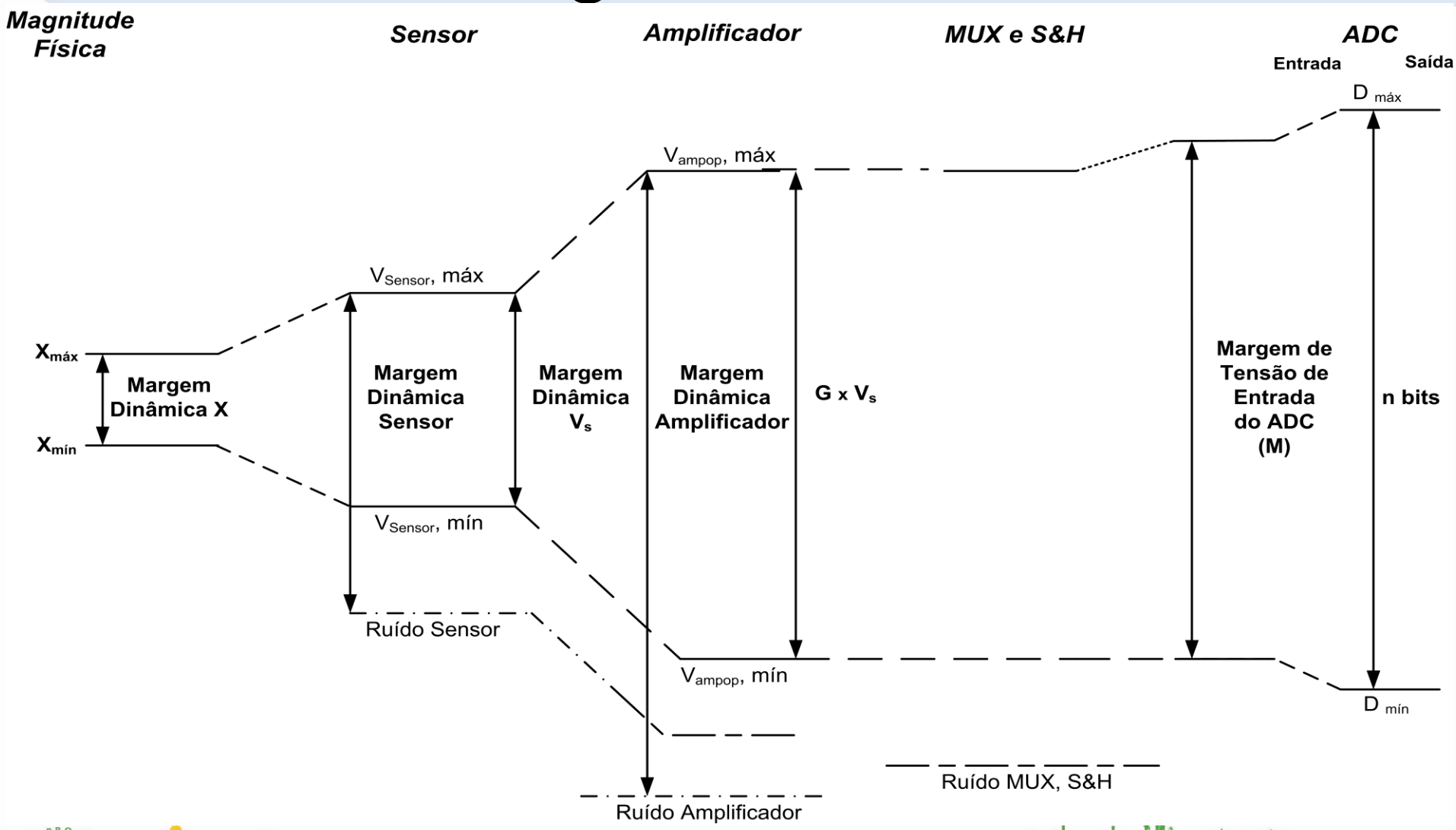
- As funções distintas de um Sistema de Aquisição de Dados representam a transferência de informação entre elementos.
- O sensor deve ser capaz de discernir alterações no sinal de entrada;
- O ADC terá uma margem de entrada (faixa). Se a margem for, por exemplo, de 0 V até M V, sua resolução será (M/((2^n)-1));
- A saída do ADC oferecerá 2^n códigos distintos,e sua resolução é a alteração de um bit menos significativo (1 LSB);
- A adaptação entre a margem de tensões de saída do sensor e a margem de entrada do ADC é realizada por um amplificador , o qual é limitado em um valor inferior a saturação e em muitos casos por distorções não lineares para grande sinais (sobrecarga).
- O valor mínimo (em módulo) é limitado pelo ruído e por derivas intrínsecas, pelas distorções para pequenos sinais e por interferências externas;

Margem dinâmica

- O MUX (multiplexador) e a unidade S&H (amostrador e retenha) normalmente não modificam a margem de tensões, mas é possível um aumento do nível de ruído.
- A Margem Dinâmica MD de um sensor, elemento ou sistema é definida pelo quociente entre o nível máximo de saída pelo nível mínimo de saída aceitável.
- Se os níveis não se referem ao mesmo parâmetro (valor de pico, pico a pico ou eficaz) os mesmos devem ser especificados. Se o valor mínimo é determinado por um sinal aleatório é freqüentemente caracterizado pelo seu valor eficaz. A MD normalmente é expressa em dB.
- Em um ADC a menor alteração na entrada para produzir uma alteração na saída se denomina de resolução ou de intervalo de quantização q.
- Para um ADC de n bits com M representando a margem das tensões de entrada do ADC, a resolução é dada por

$$q = \delta = \frac{V_{\max}}{2^n - 1} = \frac{M}{2^n - 1}$$

Margem dinâmica



Margem dinâmica

- Portanto, a faixa dinâmica da entrada do ADC é $DR = \frac{V_{máx}}{q} = \frac{q \times \left(2^n - 1\right)}{q} = 2^n - 1$
- saída do ADC tem (2^n-1) intervalos (ou estados) e a menor alteração é 1 LSB!
- A faixa dinâmica (ou margem dinâmica) da saída do ADC é dada por: $MD(dB) = 20\log\left(\frac{M}{\delta}\right) \cong 6 \times n$
- **Exemplo**: deseja-se medir uma determinada temperatura que varia de 0°C a 100°C com uma resolução de 0,1°C. A saída digital será obtida mediante o uso de um ADC com margem de entrada de 0V a 10V. Determinar a margem dinâmica necessária para os elementos que formam esse sistema de medida.

$$MD = \left(\frac{100°C - 0°C}{0{,}1°C}\right) = 1000$$

$$MD(dB) = 20\log\left(\frac{100°C - 0°C}{0{,}1°C}\right) = 20\log(100 - 0) - 20\log(0{,}1) = 60dB$$

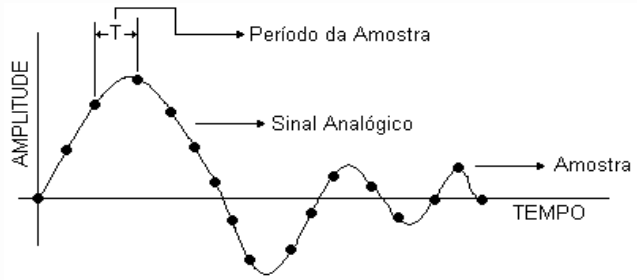
$$MD(dB) = 6 \times n$$

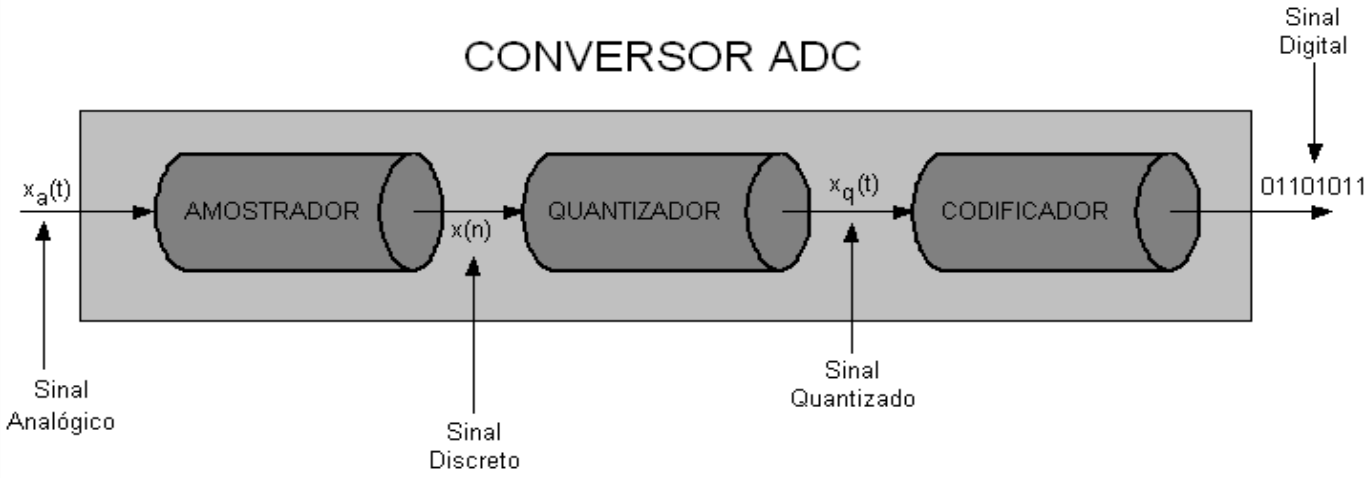
$$60 = 6 \times n$$

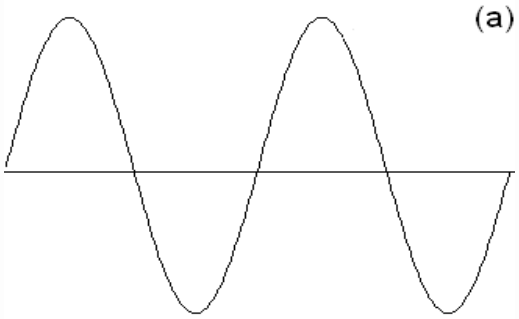
$$n = 10$$

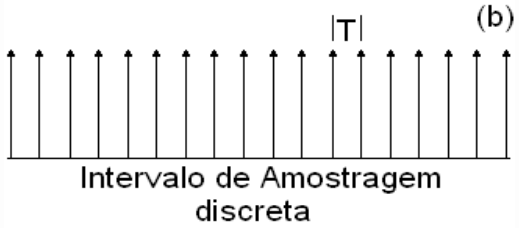
Características de conversores AD

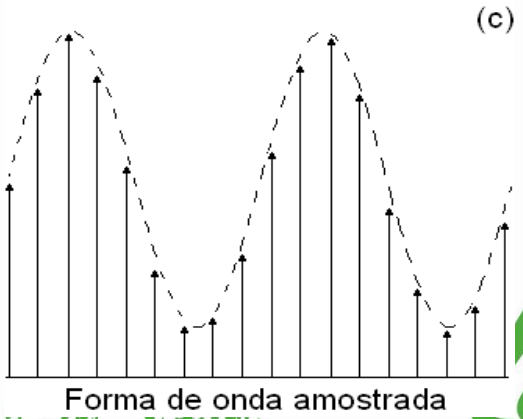
Exemplo de Amostragem do sinal analógico











- **O conversor A/D**

Os níveis binários 0 e 1, são os ***"bits"*** e um grupo de bits recebe o nome de "palavra" .

Assim, uma palavra poderia ser 0101, palavra que contém 4 bits.

O bit menos significativo (LSB) é o último da direita e

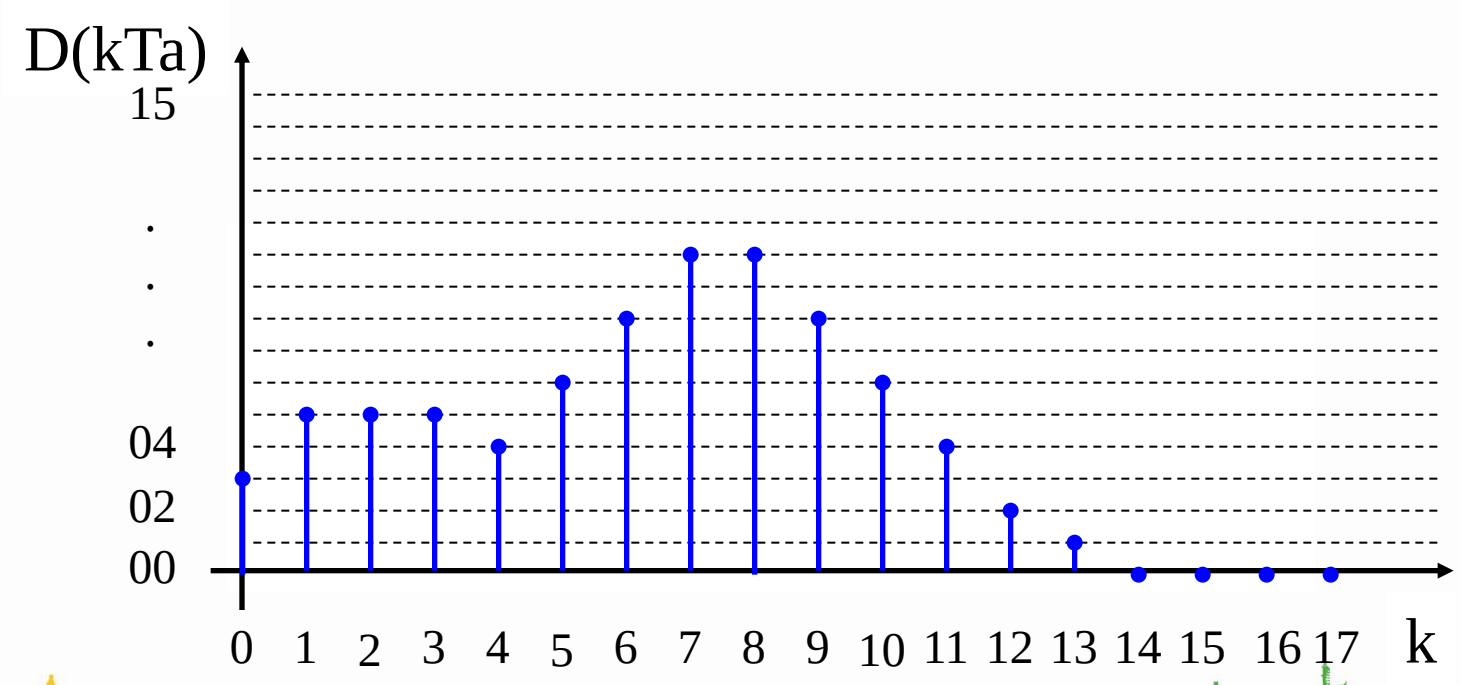
o bit mais significativo (MSB) está mais à esquerda da palavra.

O valor dos bits numa palavra é:

- $2^{N-1}...2^4\ 2^3\ 2^2\ 2^1\ 2^0$
- MSB LSB

Conversores AD

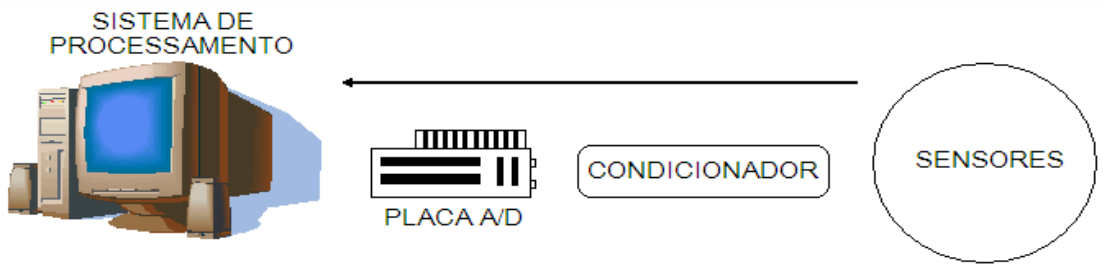
- **Converter Sinais Analógicos em Sinais Digitais**
  - Discretização no tempo e em intensidade
    - No tempo - amostragem em instantes determinados (t=kTa)
    - Em intensidade - quantificação em valores de resolução

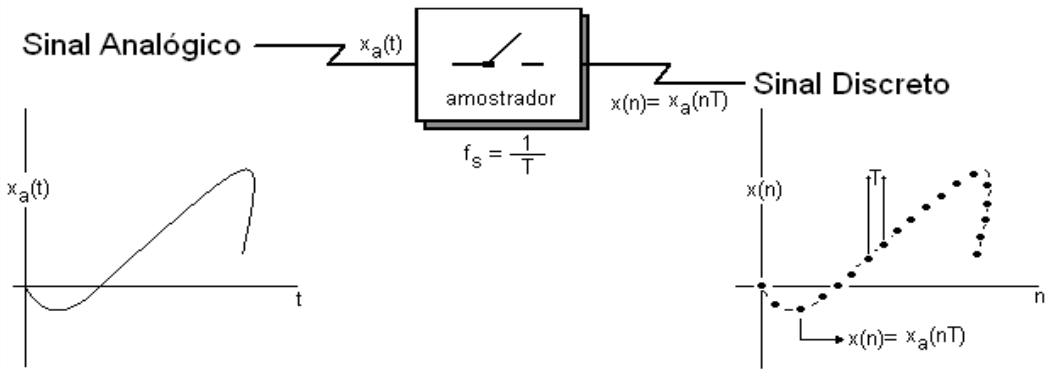


Características de conversores AD

- Algumas das principais características de conversores AD:
  - Faixa de entrada
  - Resolução e Número de bits.
  - Taxa de amostragem
  - Linearidade

- No caso dos multímetros, é necessário precisão de medida, porém a taxa de amostragem não precisa ser elevada (o olho humano é lento!). O tipo de conversor utilizado no 7107 ou 7106 é DUPLA RAMPA.





Características de conversores AD

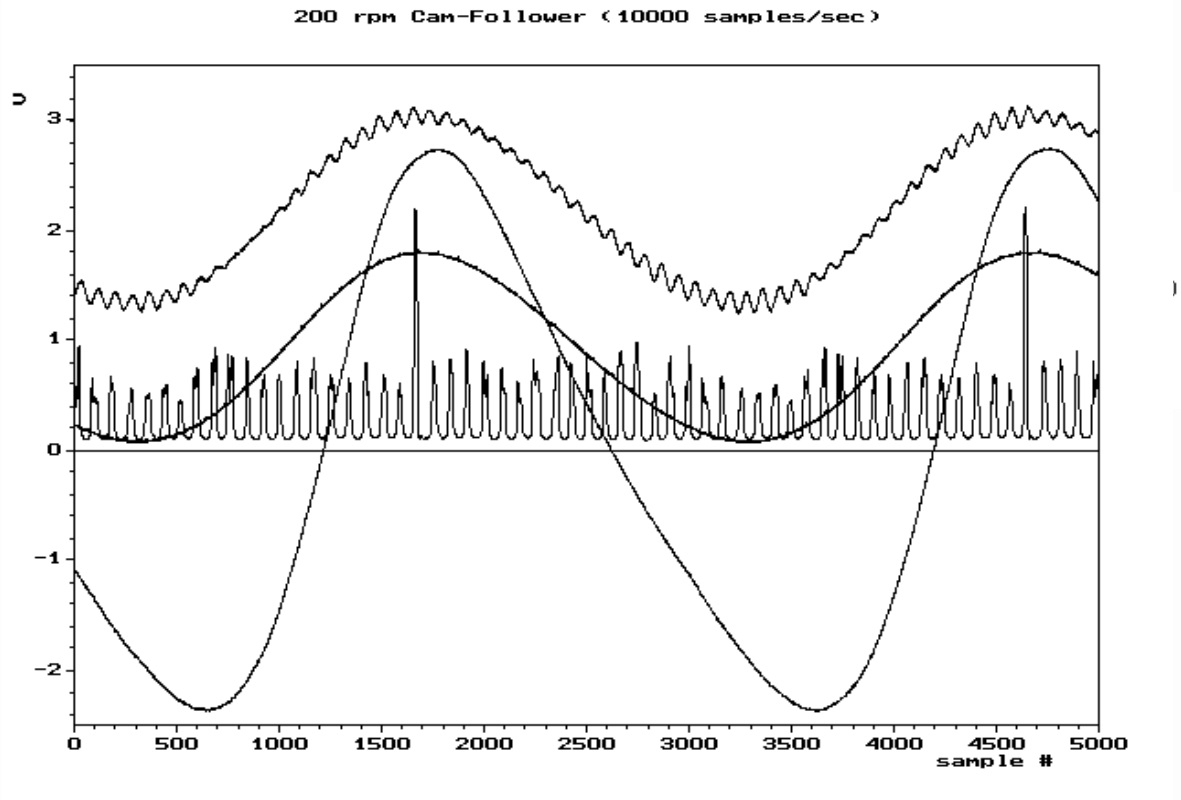
- A resolução de um conversor AD com N bitspode ser calculada por:

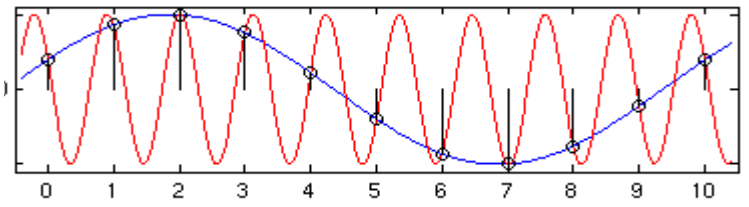
$$R = \frac{V_{entrada_\max} - V_{entrada_\min}}{2^N - 1}$$

- N é o número de bits do conversor A/D.
- Um conversor de 8 bits tem sua escala dividida em $2^8 = 256$ partes. Assim, caso um conversor tenha uma escala de 10V (ou seja, funda de escala 10V), a menor tensão que ele consegue ler é 10V/255 partes ≅ 0,04 V ≅ 40 mV.
- Com 12 bits, a menor tensão que ele consegue ler é $10V/2^{12}$ ≅ 10V/4096 ≅ 0,0025V ≅ 2,5 mV

Características de conversores AD

- O ***tempo de conversão*** é utilizado para especificar o tempo do conversor para gerar uma palavra digital, quando é jogado um sinal analógico na entrada.
- Caso forem utilizados conversores AD com freqüências de amostragens mais baixas que a freqüência das componentes do sinal, ocorrerá o problema de *aliasing*.





Aliasing

- Os efeitos qualitativos do aliasing podem ser percebidos nesta apresentação de áudio onde seis ondas dente-de-serra são tocadas:
- As primeiras duas dentes-de-serra tem a freqüência fundamental de 440 Hz (A4),
- as segundas duas ondas tem freqüência de 880 Hz (A5),
- e as últimas duas em 1760 Hz (A6).
- As ondas dente-se serra alternam entre (banlimited – non-aliased) e aliased.
- A taxa de amostragem é de 22.05 kHz. As ondas dente de serra de banda limitada são sintetizadas com séries de Fouriers, de modo que não existem freqüências harmônicas acima da freqüência de Nyquist.
- A distorção devido ao aliasing nas baixas freqüências fica óbvia com frequências fundamentais mais altas, e enquanto a onda dente-de-serra de banda limitada continua limpa em 1760 Hz, a onda dente de serra é degradada apresentando um zumbido audível em freqüências abaixo da fundamental.

Características de conversores AD

- A faixa de entrada e o número de bits do conversor AD, podem determinar a necessidade da construção de um condicionador de sinais.
- Você tem um equipamento que tem uma saída de 0 a 200 mV que indica força de -500 a 500 Kgf (compressão e tração). Calcule a resolução desta medida (em Kgf) se a mesma for ligada a uma placa AD de 8 bits com uma escala de:
  - –500 mV a + 500 mV:

Tipos

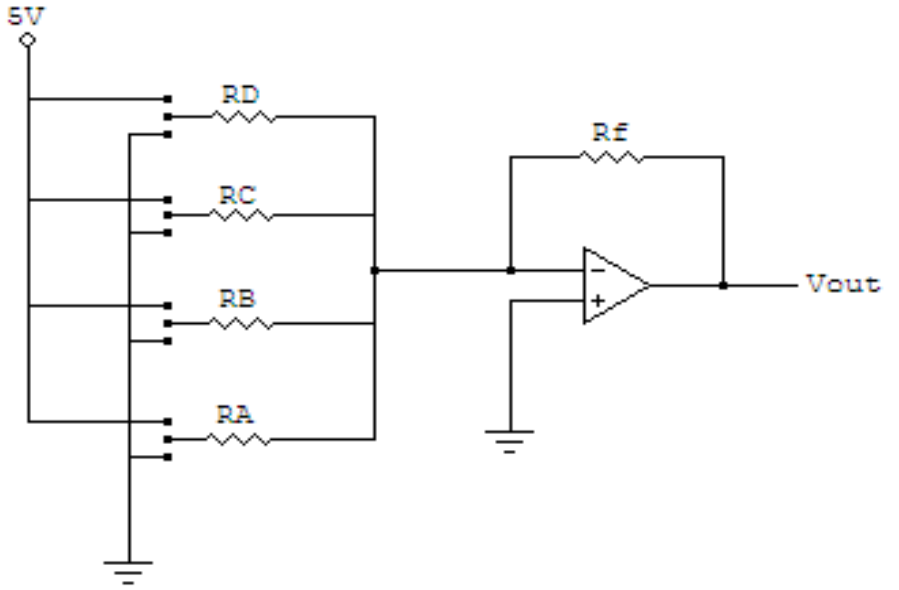
- Flash
- Aproximações sucessivas
- Dupla rampa
- Tracking (contador)
- Delta-sigma

Coversores DA

- Dispositivos (DAC ou D/A) que convertem um número binário de n bits para uma correspondente tensão de saída de 2^n distintos valores;
- **resolução**: normalmente especificada em função do número de bits. É o passo ou a menor mudança possível na saída analógica em função da entrada.
- **erro de fundo de escala** : diferença máxima da saída do conversor em relação ao valor ideal, normalmente indicada em percentual. ;
- **erro de *offset***: quando uma entrada binária é zero, idealmente a saída deve ser 0V, porém pode ocorrer uma pequena variação na tensão de saída denominada de Erro de *Offset*;
- ***glitch***: é um transiente na saída de um DAC que ocorre quando mais do que 1 bit altera no código de entrada e os correspondentes circuitos internos não mudam simultaneamente. Ocorre normalmente na transição de escala, quando os bits alteram, por exemplo, de 0111...1111 para 1000...0000;
- **sensibilidade relacionada à alimentação**: é a mudança percentual na tensão de saída por 1% da mudança na alimentação. Este fator é muito importante em sistemas alimentados por bateria;
- **estabilidade de temperatura**: é a insensibilidade das características anteriormente descritas em função da temperatura.

Coversores DA

- **Conversor D/A Ponderado**
- Utiliza um circuito somador onde a corrente é individualmente chaveada através de um conjunto de resistores somados à entrada de um amplificador operacional.
- Por exemplo resistores : 1000, 2000, 4000, 8000 ohms;

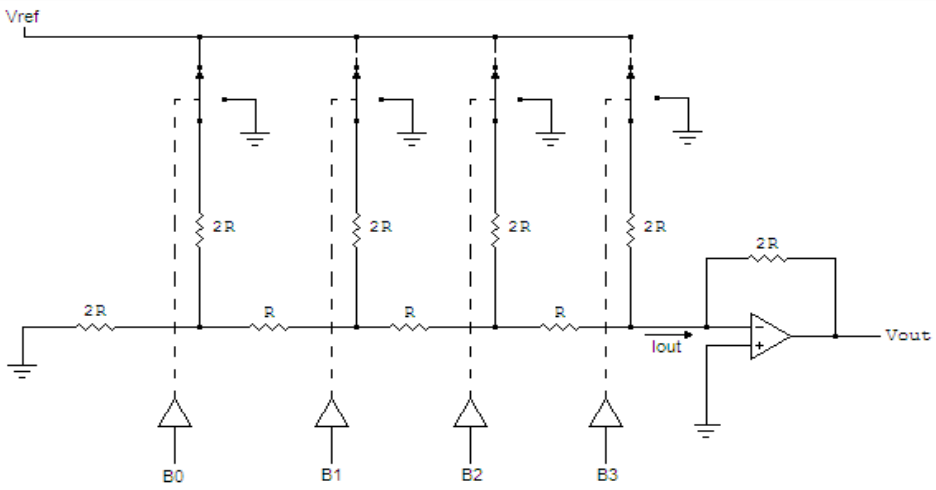


$$V_{out} = -\frac{R_f . V_{in}}{R_{eq}} = -V_{in}\left(\frac{R_f}{R_D} + \frac{R_f}{R_C} + \frac{R_f}{R_B} + \frac{R_f}{R_A}\right)$$

Conversor D/A R-2R

- A rede R-2R estabelece uma seqüência binária de correntes que podem ser seletivamente somadas para produzir a saída analógica. Um DAC do tipo rede R/2R cujos valores de resistência variam em uma faixa de somente 2 a 1 encontra-se na Figura abaixo, cuja saída analógica é dada por $V_{out} = -\frac{V_{ref}}{8} xB$

- Onde B é o valor da entrada binária, que pode variar, neste exemplo, de 0000 (0_{10}) até 1111 (15_{10}).



Sistema de Aquisição de Dados

- Um sistema de aquisição de dados geralmente está relacionado com uma placa conversora AD e um software de controle.
- Utilizaremos o Labview
- O labview é um software da National, extensivamente desenvolvido.
- Possui drivers para diversos hardwares.
- Sua flexibilidade fez com que se tornasse popular no mundo inteiro.
- Uma grande vantagem do labview é que seu sistemas de Vis, permite uma modularização de blocos que, se vistos em separado, teriam um alto nível de complexidade.

Tópicos Labview

- O que é o LabVIEW / VI
- Ambiente LabVIEW
- Painel frontal – Paleta de controles
- Diagrama de blocos – Paleta de funções
- Criação de projeto de Vis
- Barra de ferramentas
- Demonstração de um VI
- HELP do LabVIEW

O que é o LabVIEW?

- Ambiente de desenvolvimento de programas em linguagem gráfica (VI);

- Os VIs (Virtual Instruments) são programas próprios para a instrumentação virtual, eles possibilitam controle de processos, aquisição e processamento de dados.

Ambiente LabVIEW

Painel frontal – Ambiente visual

Controles = Entradas

Indicadores = Saídas

Ambiente LabVIEW

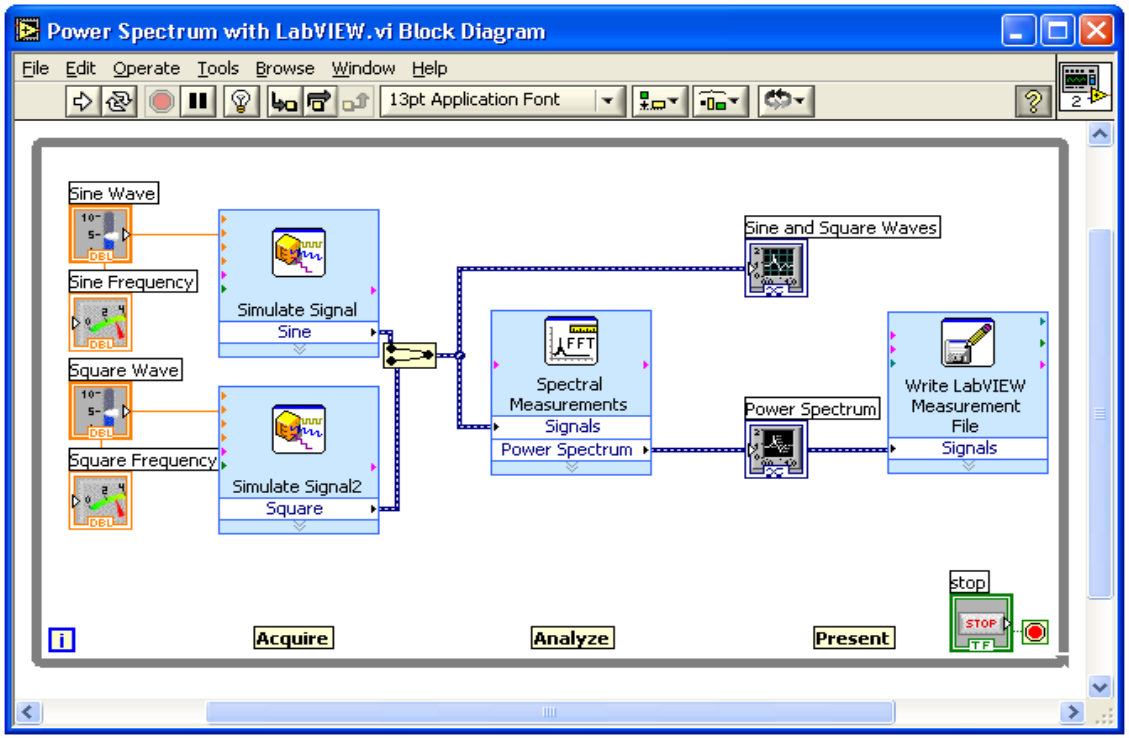
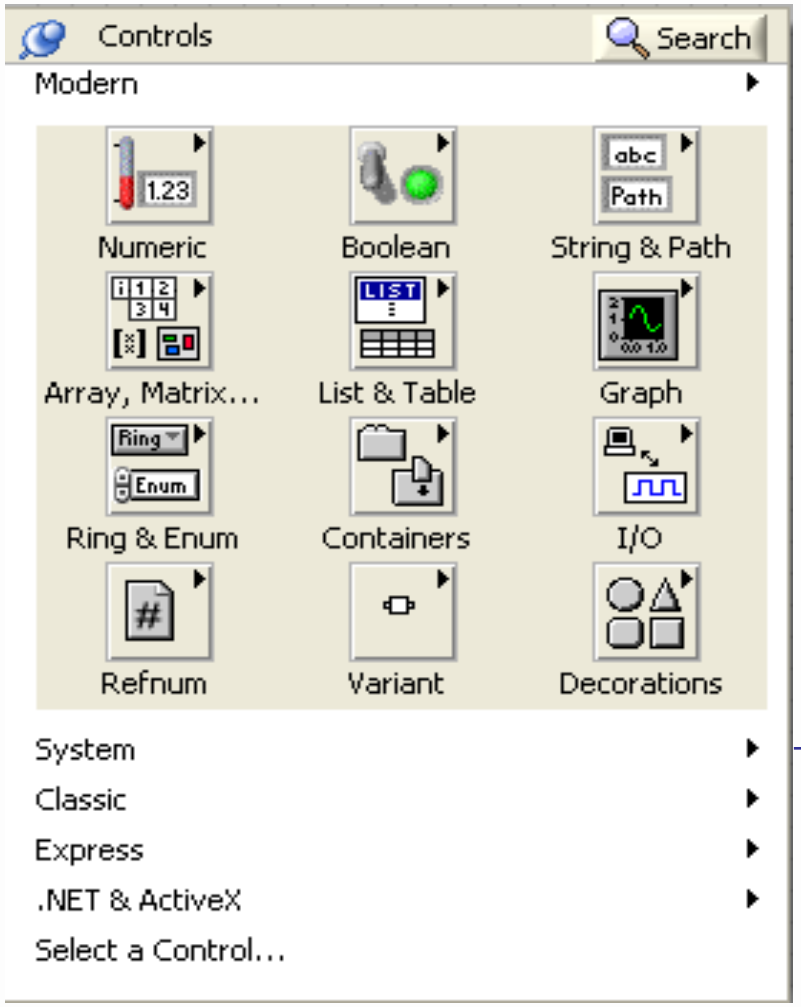


Diagrama de Blocos – Ambiente de Programação

Componentes do Painel frontal são conectados

Painel Frontal – Controls Palette

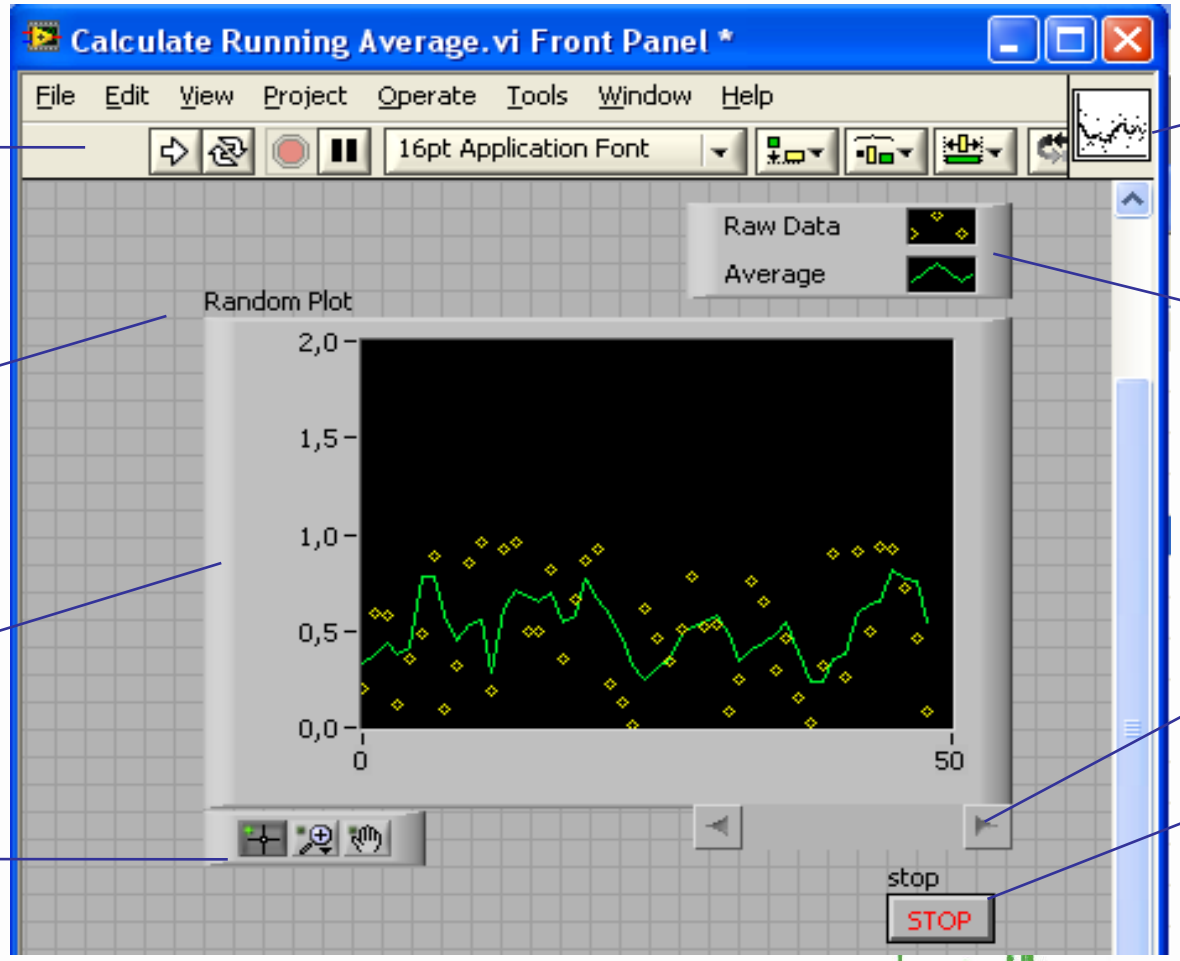


Controls Palette

Contém os controles e indicadores

Acesso:
Botão Direito no Painel Frontal

Painel Frontal - Controles e Indicadores



Barra de Ferramentas

Ícone

Label do Gráfico de Formas de Onda

Legenda do Gráfico

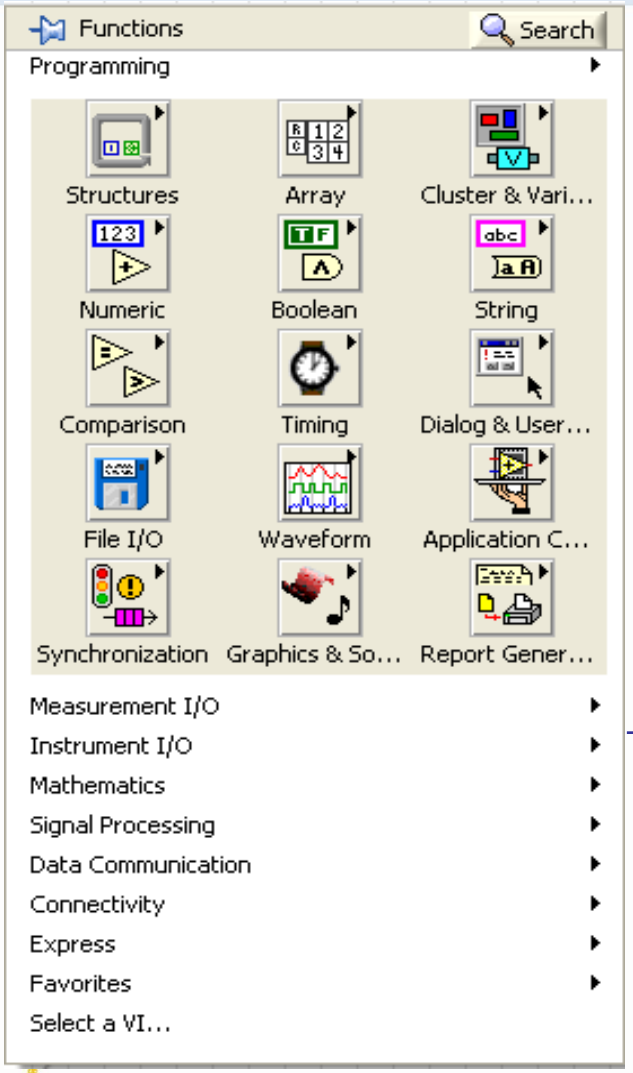
Gráfico de Formas de Onda

Barra de Rolagem Eixo X

Ferramentas do Gráfico

Controle: Parar

Diagrama de Blocos – Functions Palette



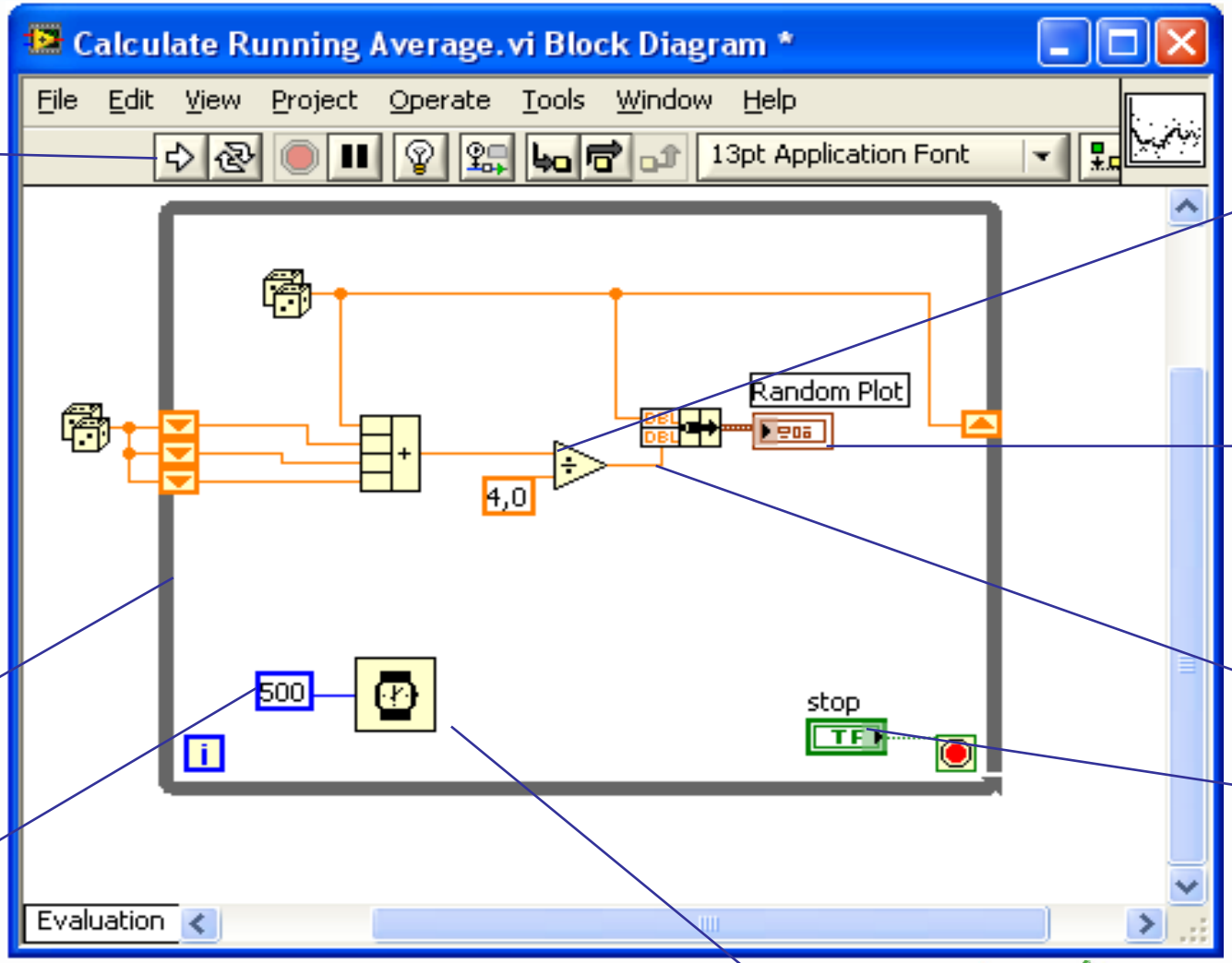
Functions Palette

Contém as funções

Acesso:

Botão Direito no Diagrama de Blocos

Diagrama de Blocos



Barra de Ferramentas

Função de Divisão

Terminal de Gráfico de Forma de Onda

Estrutura de Loop While

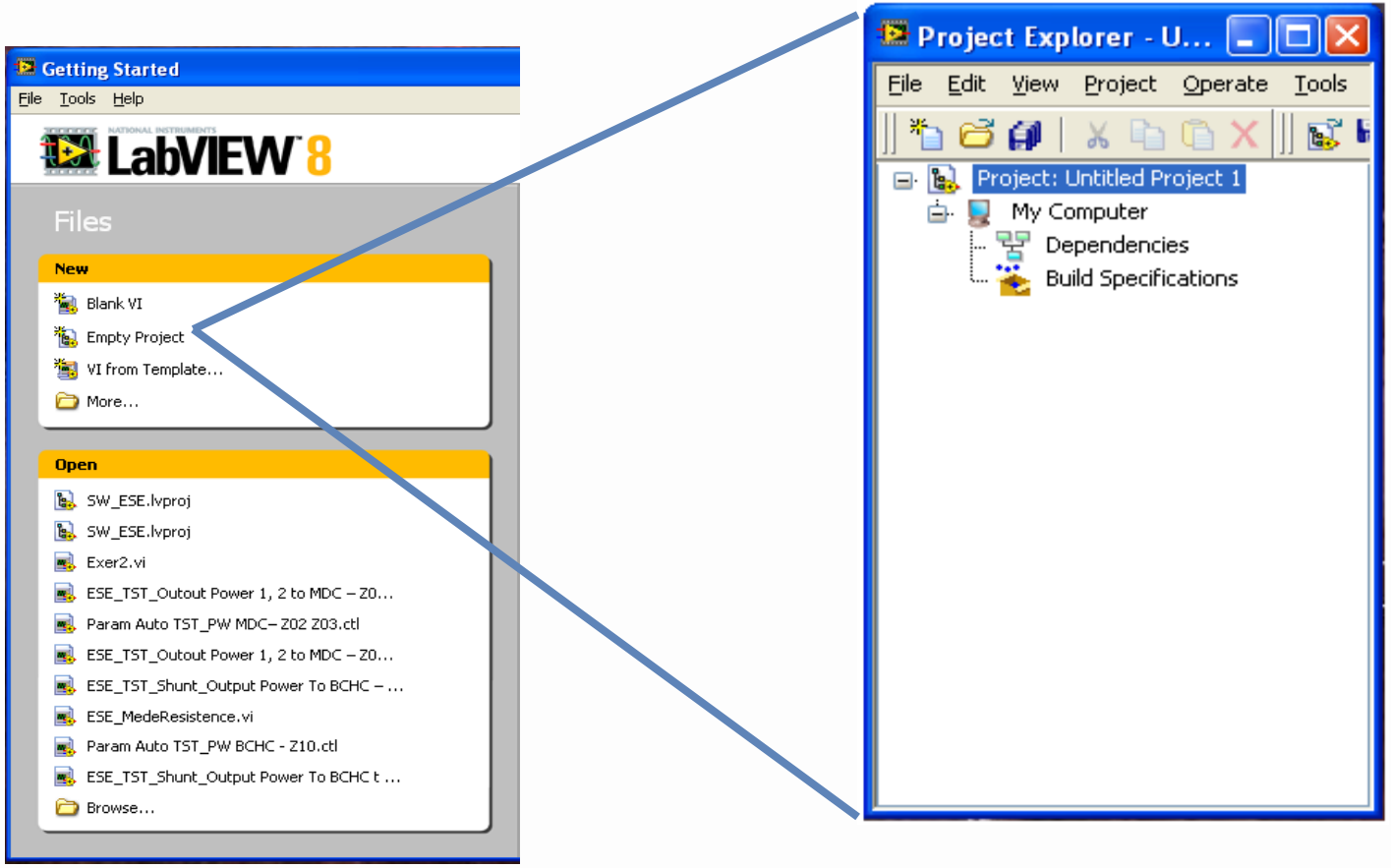
Conexão De Dados

Constante Numérica

Terminal de um Controle Booleano

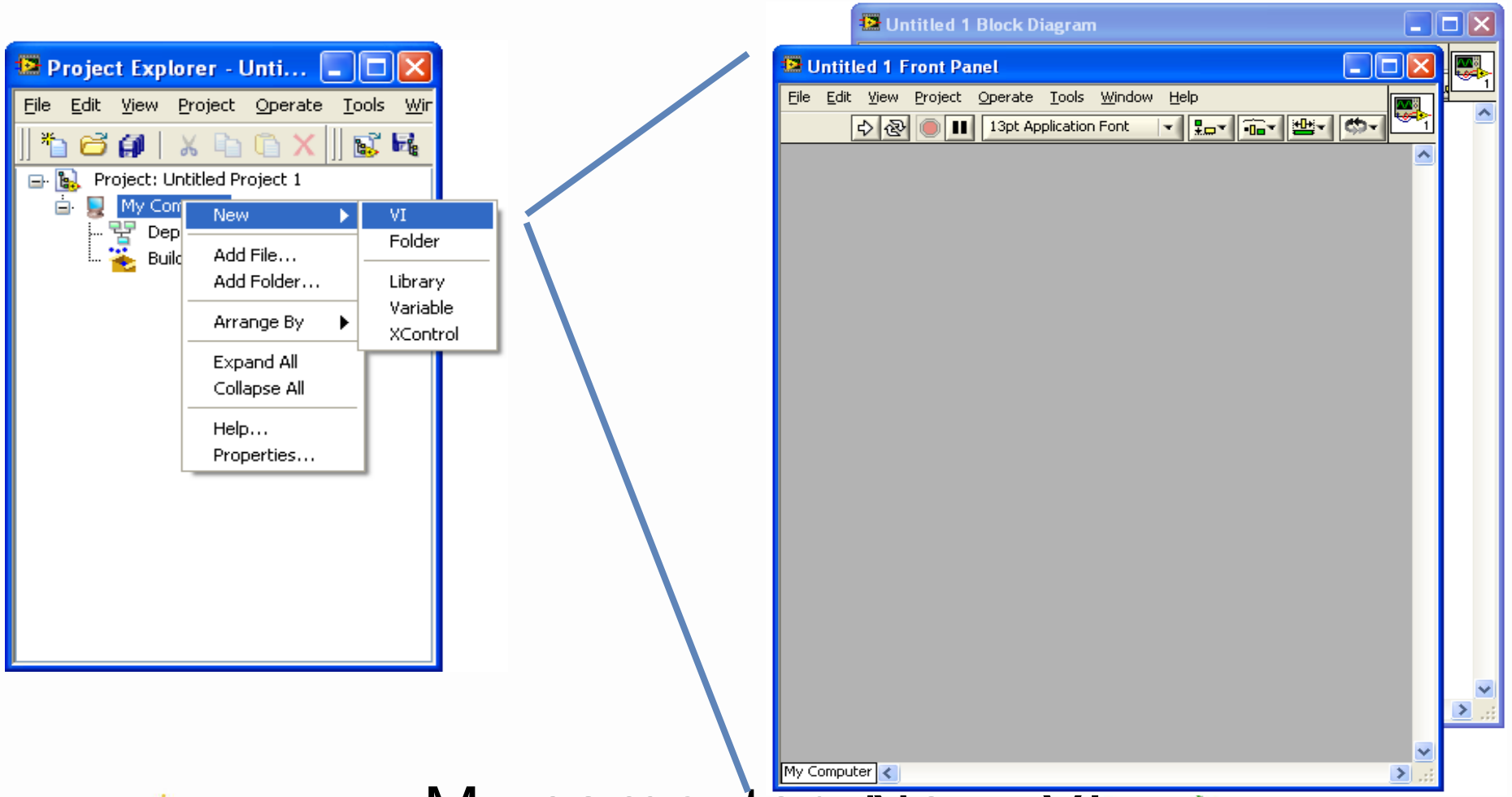
Função De Tempo

Criação de projeto



New»Empty Project para criar um novo projeto

Criando um novo VI



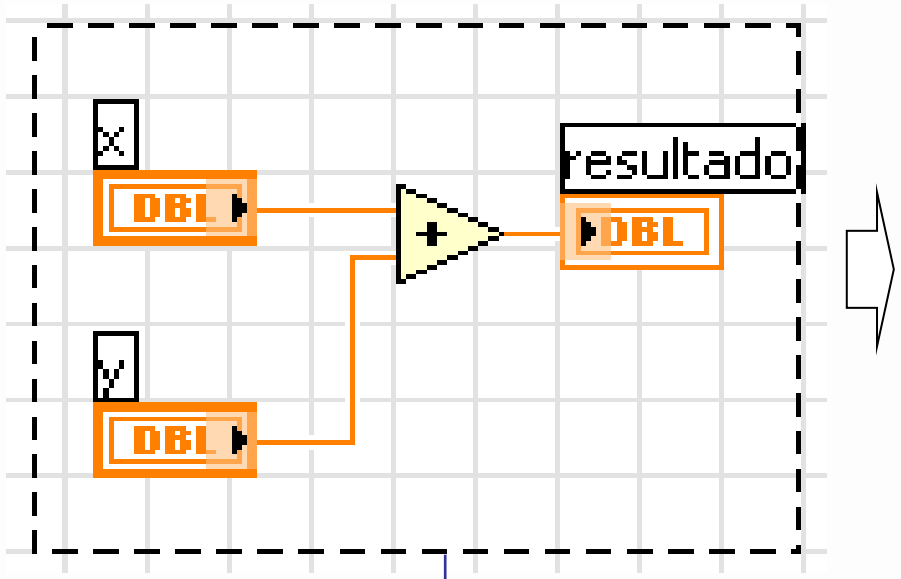
My computer»New»VI

O que é um SubVI

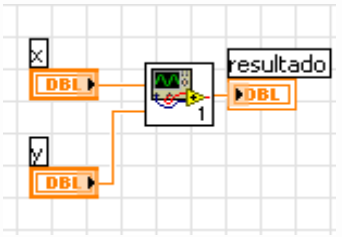
É um VI que é utilizado por outro vi

É utilizado para simplificar o programa

Criando um SubVI



Área selecionada



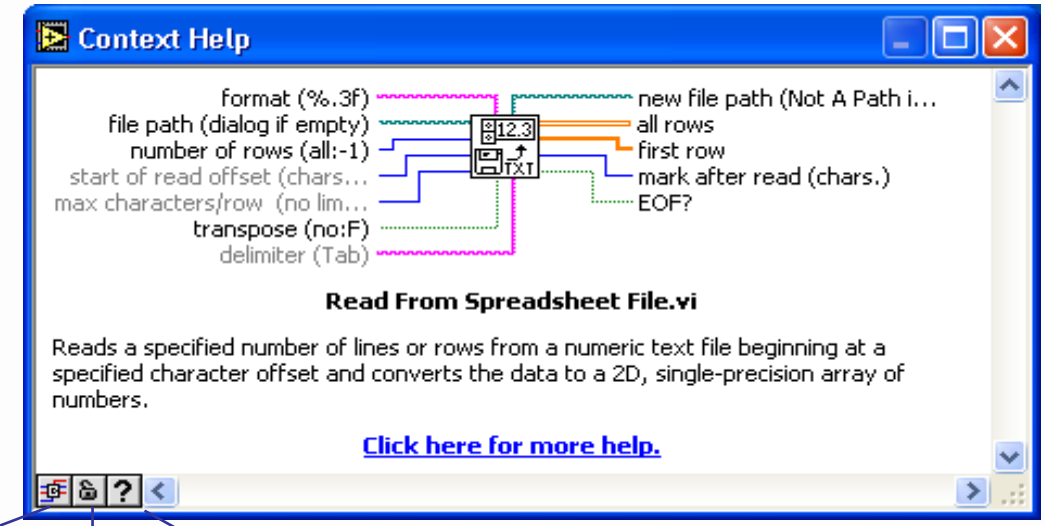
SubVI criado

Edit»Create SubVI

HELP do LabVIEW

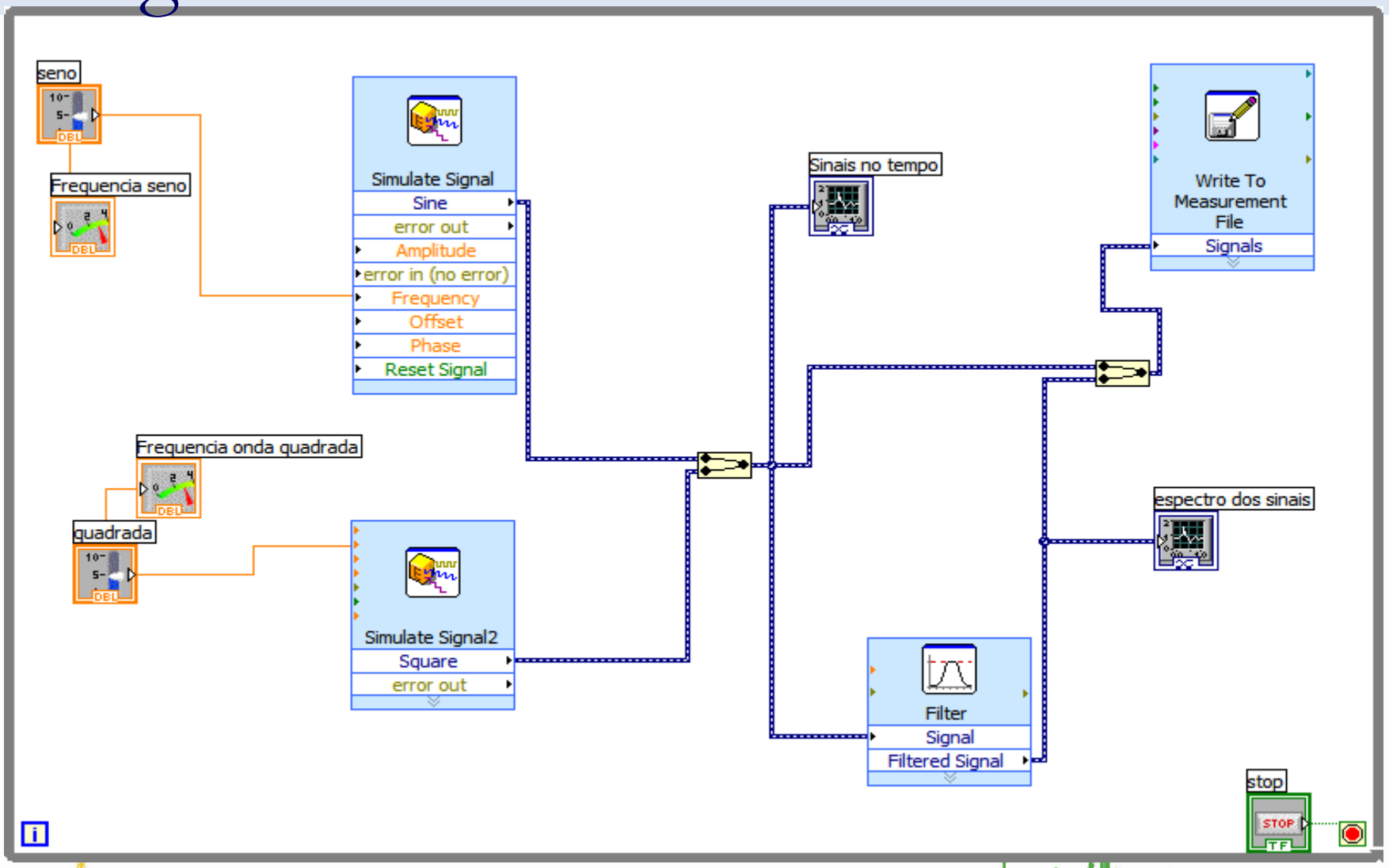
Para visualizar a janela de Context Help, selecione **Help»Show Context Help**, ou pressione as teclas <Ctrl-H>, ou ainda pressione o botão **Show Context Help Window** na barra de ferramentas

Mova o cursor até o objeto para visualizar seu help específico



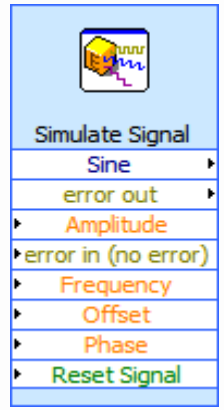
Simple/Detailed Context Help Lock Help More Help

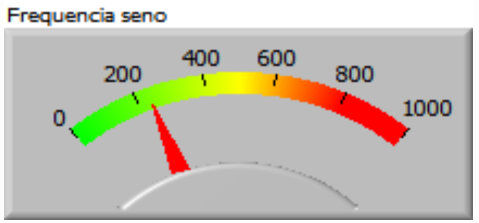
Diagrama de blocos

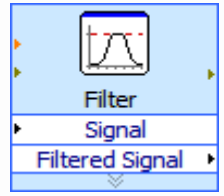


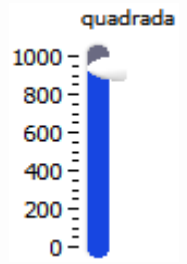
Exemplo de construção de um VI

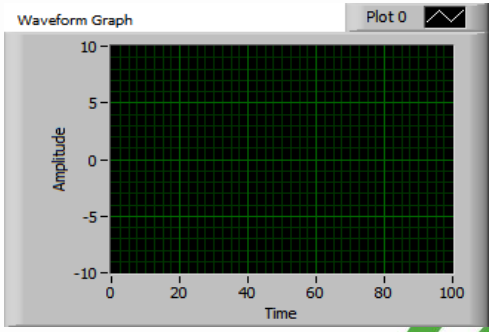
- No diagrama de blocos com o clicar com o botão direito e entrar no menu express. Escolha o bloco Simulate Signal e arraste-o duas vezes para a área de trabalho.
- Configure o bloco – botão direito do mouse – propriedades.
- Express->Signal Analysis-> Filter.
- Configure o bloco para um passa baixas com freq. De corte de 100 Hz.
- Express->Output-> Write to Measurement File.
- Com o botão direito-> propriedades.
- Express->Signal Manipulation->Merge (para unir dois sinais)
- Vá ao painel de trabalho e escolha o gráfico: Botão direito na área de trabalho->Graph->waveform graph.
- Clique com o botão direito na área de trabalho e escolha em Numeric->Vertical Point slide
- Clique com o botão direito na área de trabalho e escolha em Numeric->Meter
- No diagrama de blocos, insira um laço while: Programming->structures->while loop
- Por fim,no diagrama de blocos clique com o botao direito no STOP e adicione um controle (botão).
- Veja que os controles colocados na área de trabalho do front Panel aparecem como ícones no diagrama de blocos.



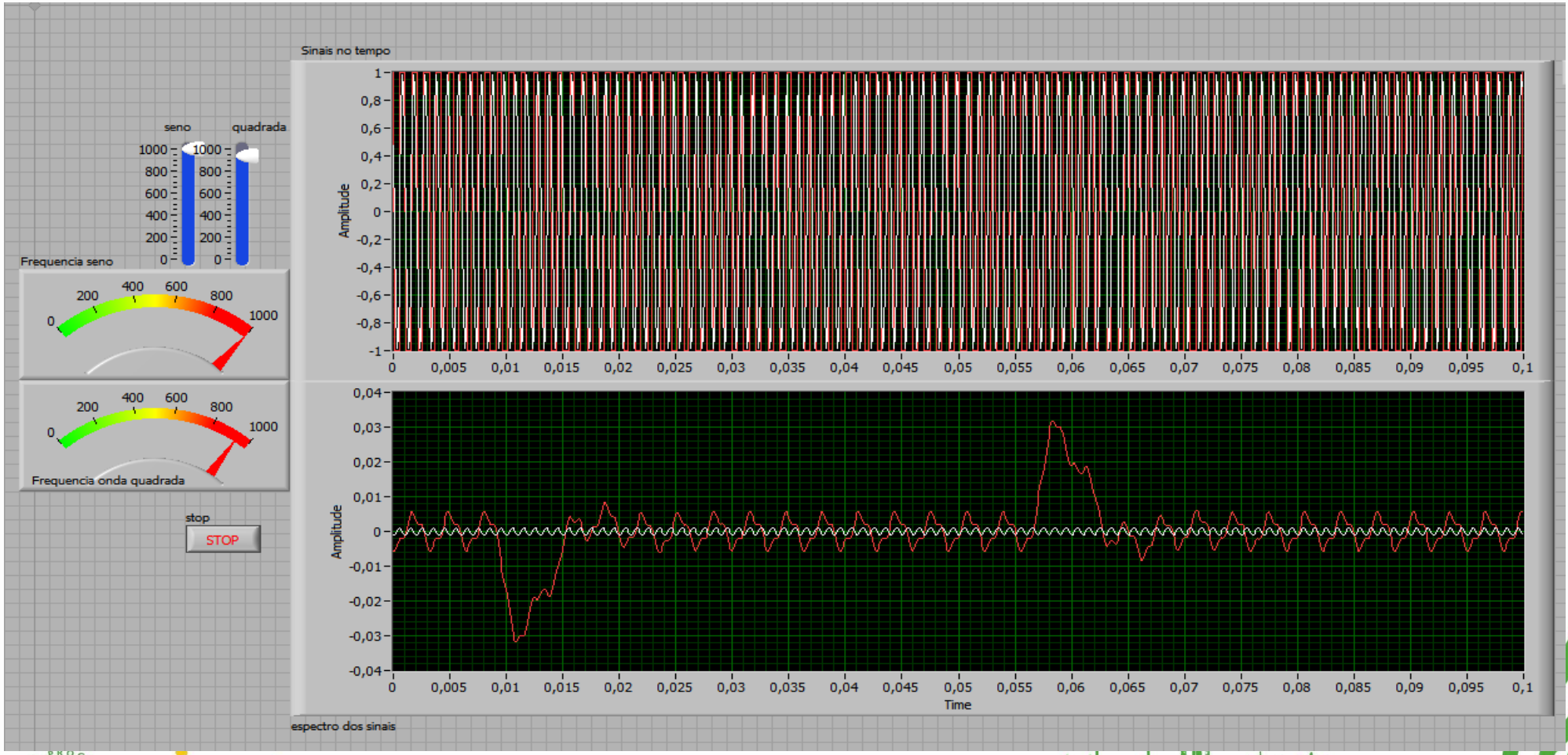






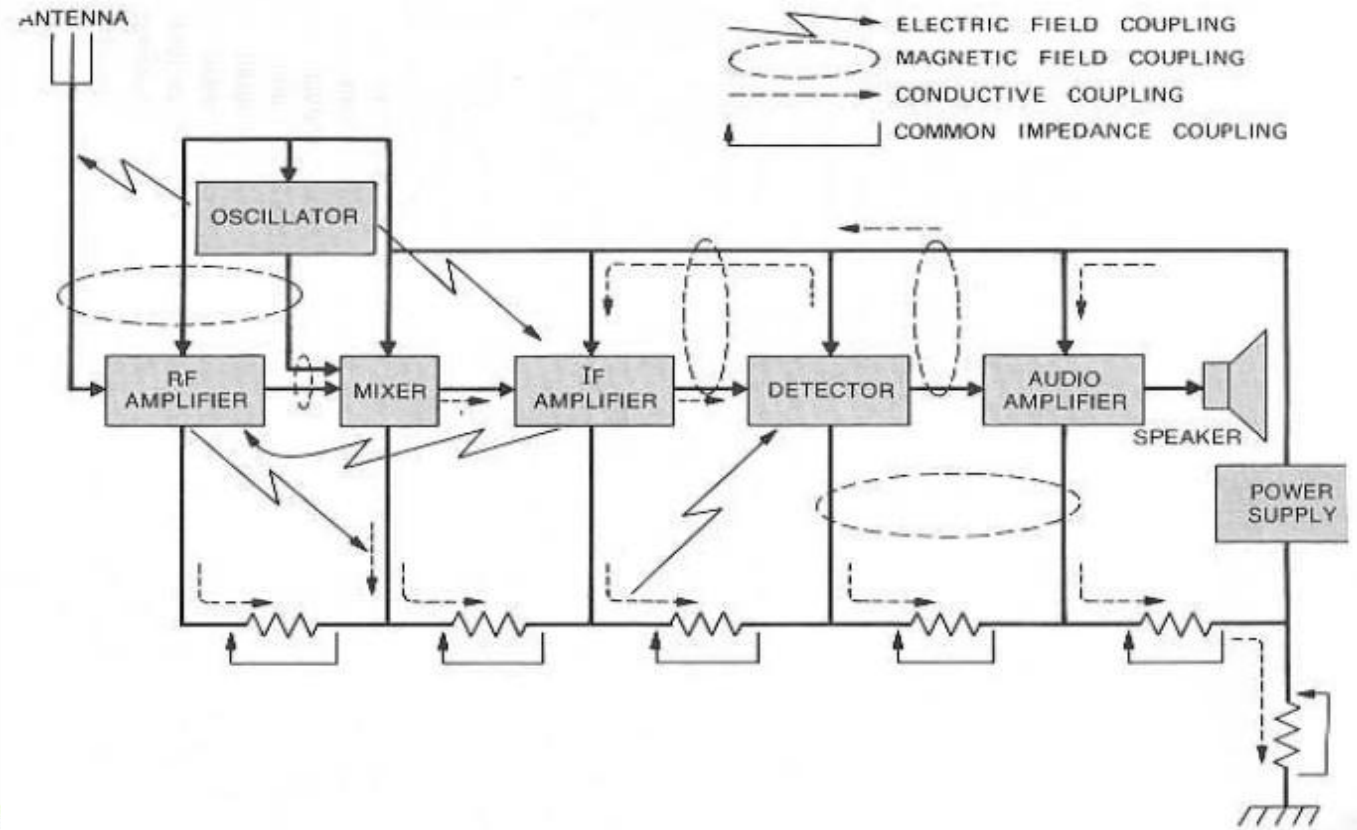


Painel de controle



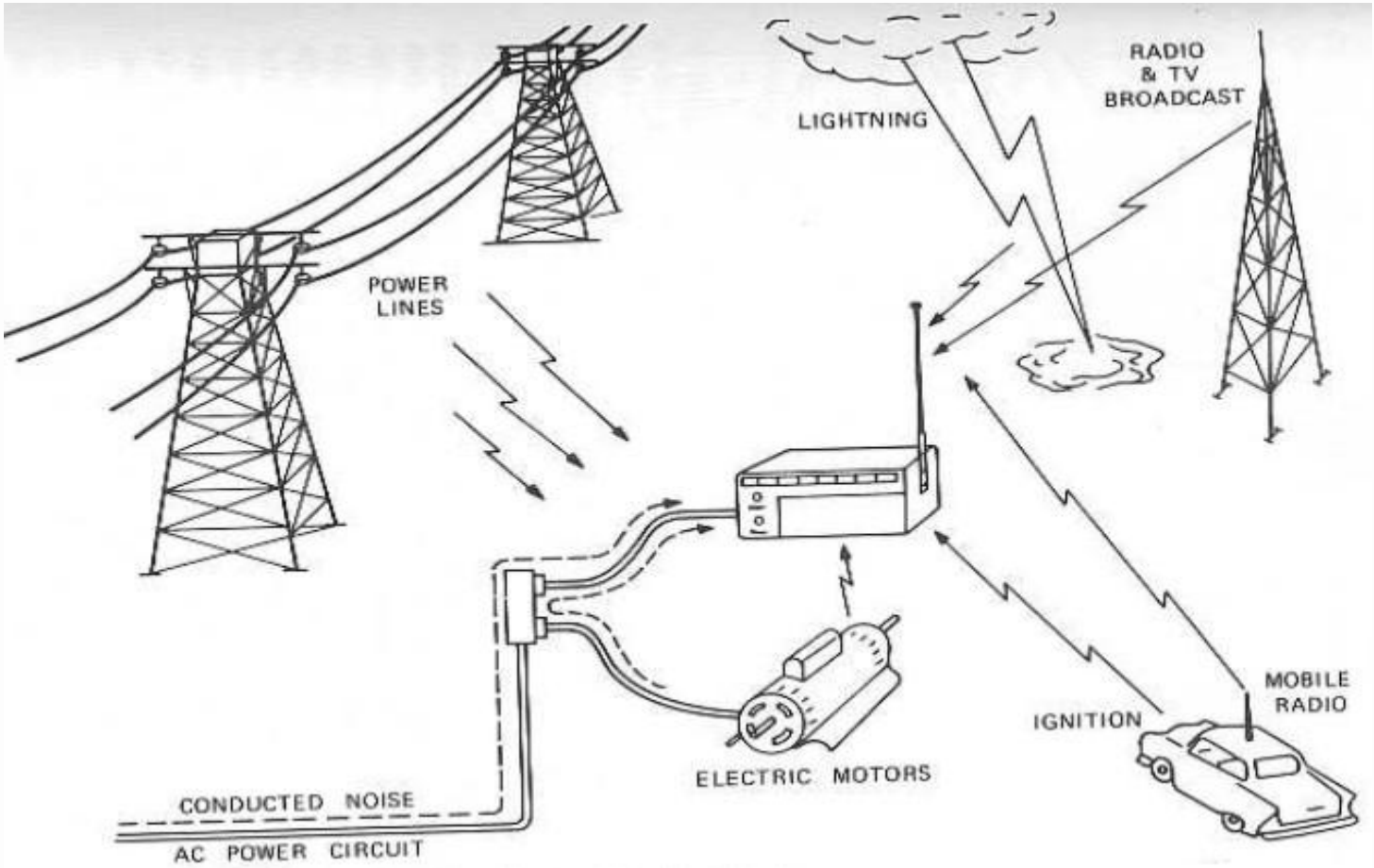
Blindagem e aterramento

- Os equipamentos eletrônicos em geral são susceptíveis a ruídos externos de várias naturezas



Blindagem e aterramento

- Existem diferentes fontes de ruídos externos
- EMI – Electromagnetic Interference



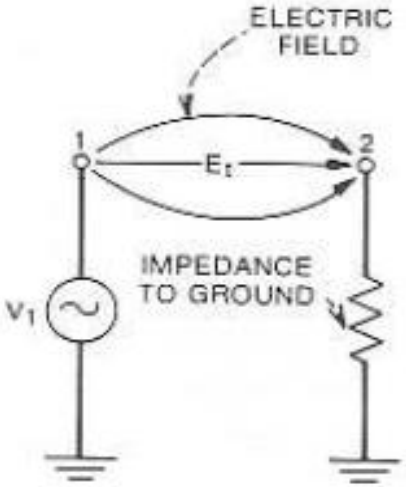
Blindagem e aterramento

- **Compatibilidade Eletromagnética**: É a habilidade do equipamento de funcionar propriamente no ambiente (na presença de ruído eletromagnético) para o qual foi projetado.
- A **supressão** do ruído deve ser feita na fase de projeto.
- São necessários **3 componentes para produzir** o problema de **ruído**: **uma fonte de ruído**, **um receptor de ruído** e **um canal de acoplamento** para transmitir o ruído da fonte para o receptor.
- Existem **3 meios de acoplamento** de ruído:
  - **Condutivo**: Um condutor que passa por um ambiente ruidoso, pode captar o sinal espúrio e levar ao receptor.
  - **Acoplamento pela impedância comum**: Ocorre quando uma corrente de dois circuitos diferentes passam por uma mesma impedância. Por exemplo o caminho de aterramento comum de dois circuitos.
  - **Campos magnéticos e elétricos irradiados**: Todos os elementos irradiam campos eletromagnéticos sempre que houver movimento de carga.

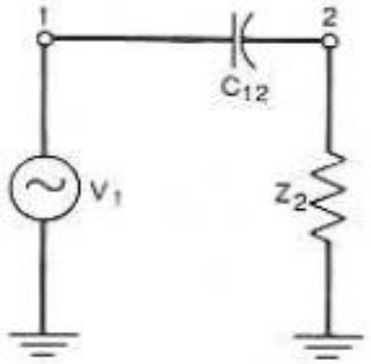
Acoplamento elétrico e magnético

- Circuitos equivalentes:
- Circuitos acoplados por campo magnético

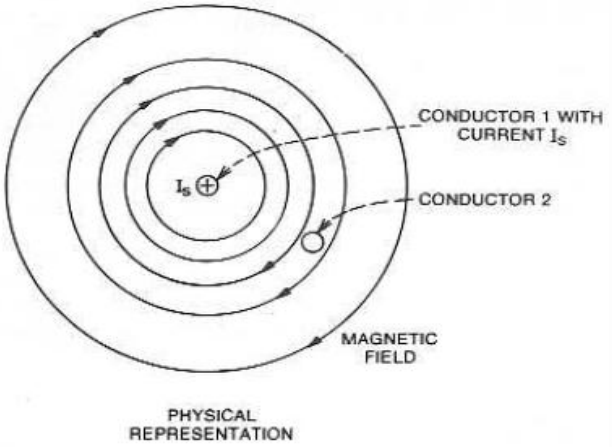
- Circuitos equivalentes:
- Circuitos acoplados por campo



PHYSICAL REPRESENTATION

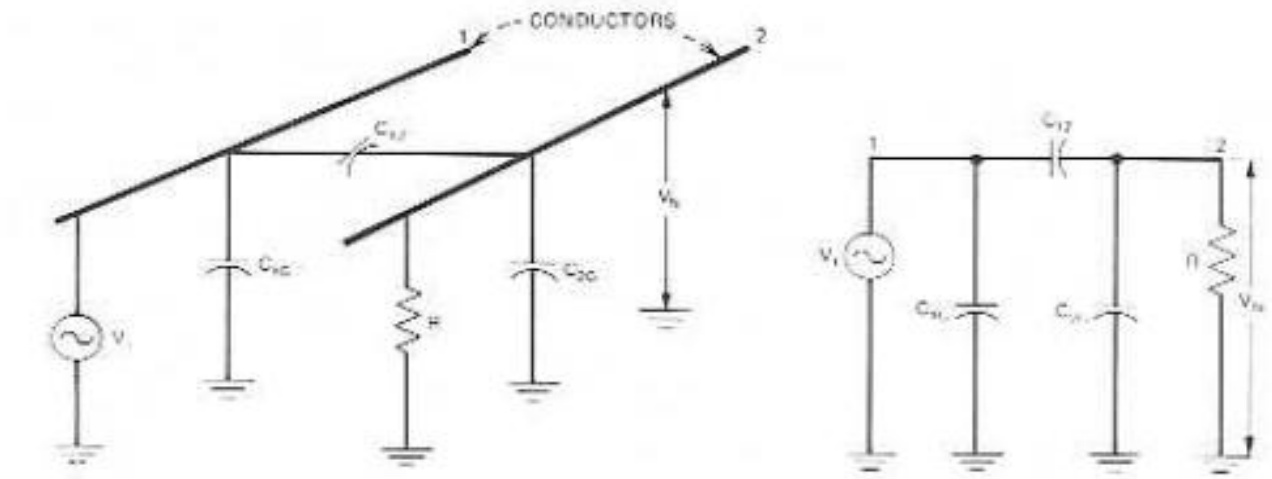


EQUIVALENT CIRCUIT



Acoplamento capacitivo entre dois condutores

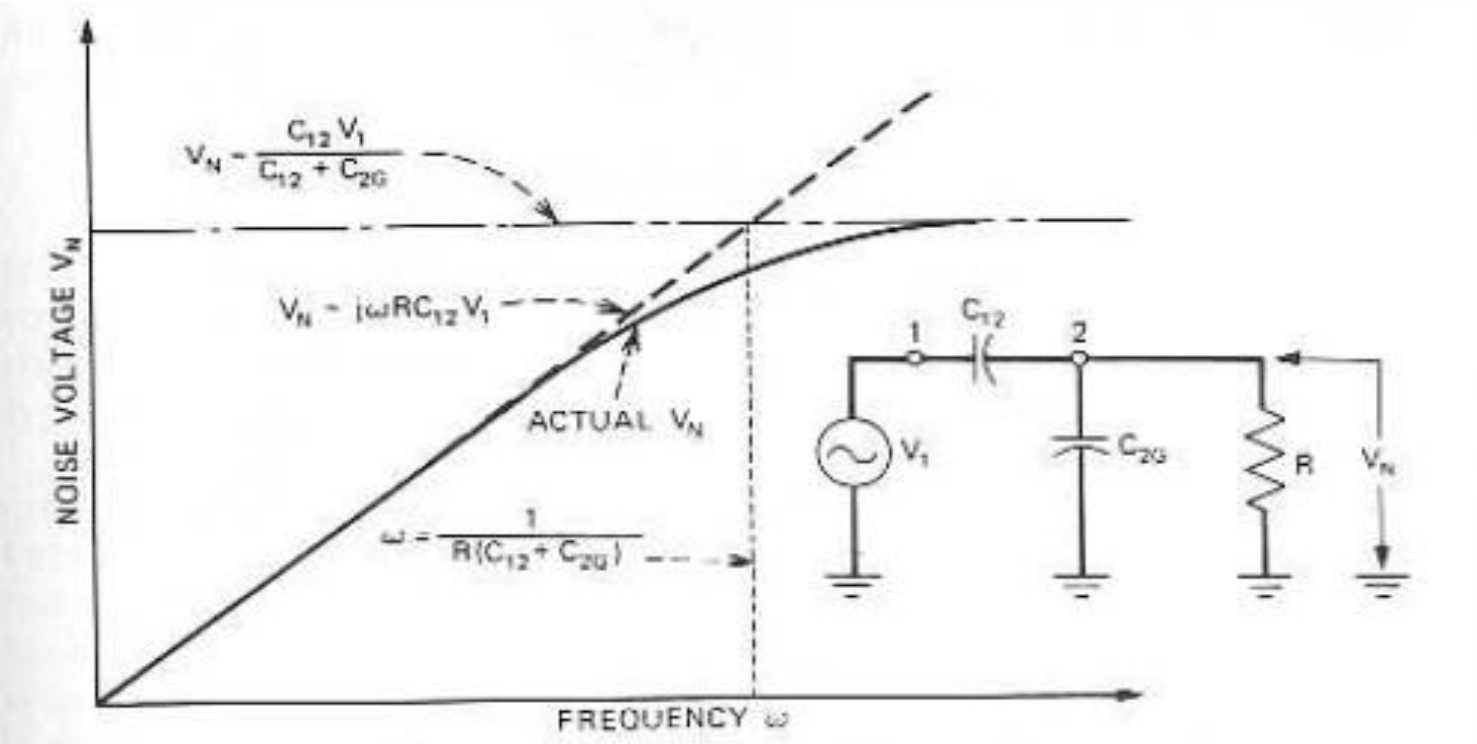
- Circuitos equivalentes:



- Se R tiver uma impedância baixa em relação C_{12} + C_{2G} então a tensão induzida depende da freqüência do ruído, da resistência R, da capacitância C_{12} e da magnitude de V_1.
- Caso contrário,se R>> então a tensão induzida depende basicamente das capacitâncias
- Isso será mostrado no quadro!

Acoplamento capacitivo entre dois condutores

- Fazendo um gráfico do ruído em Vn em função da frequência:

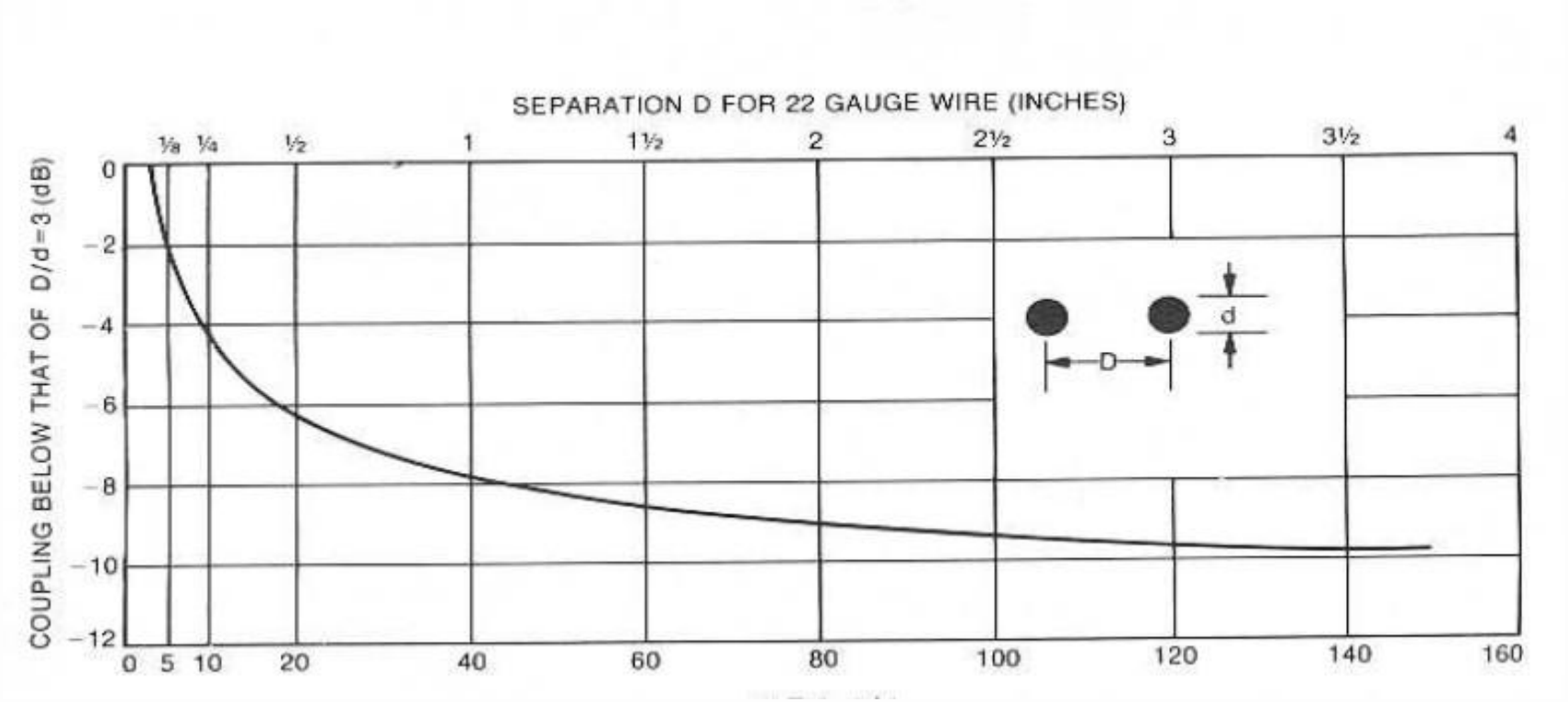


$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$$

$$V_N = \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}}\right) V_1$$

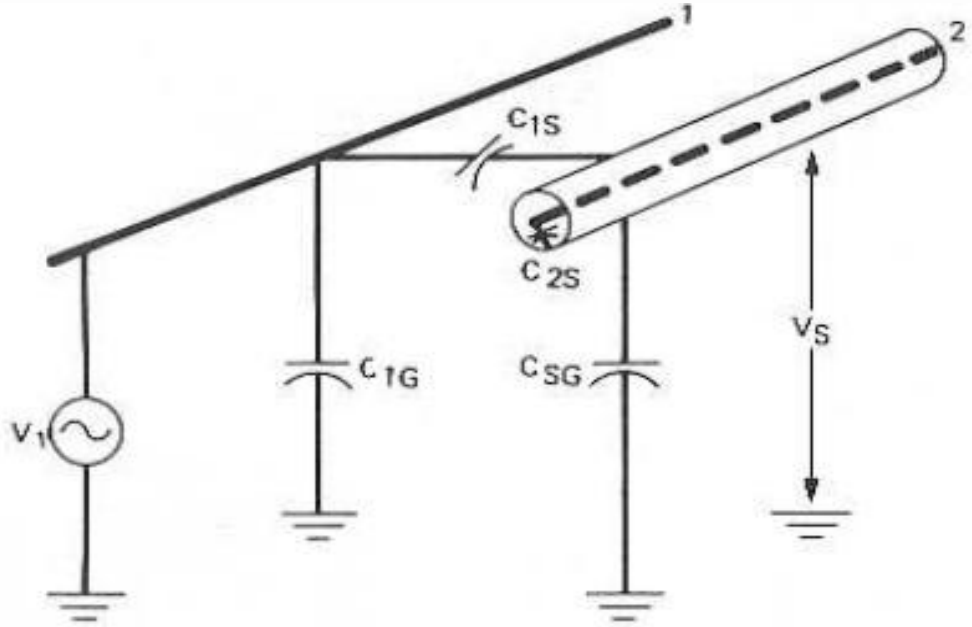
Acoplamento capacitivo entre dois condutores

- Efeito da distância dos condutores na capacitância (awg22=∅ 0,64 mm)

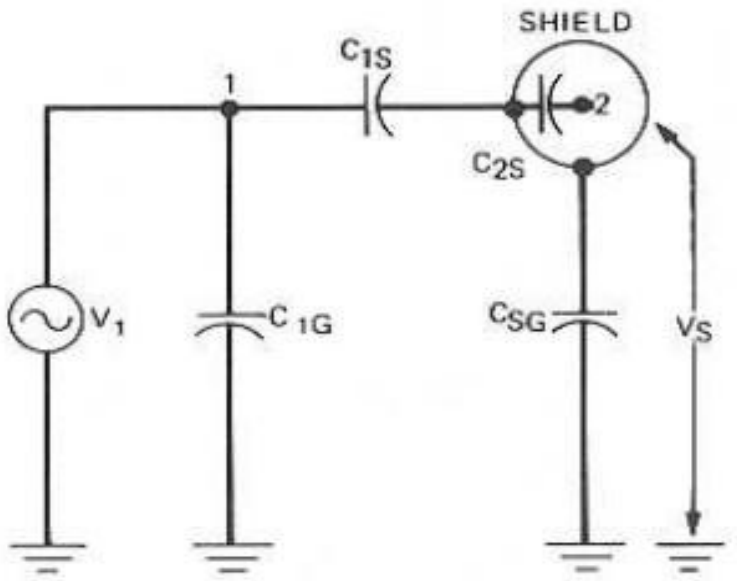


Acoplamento capacitivo

- Utilização de cabo blindado, considerando que o condutor fica inteiramente sob a blindagem.



PHYSICAL REPRESENTATION



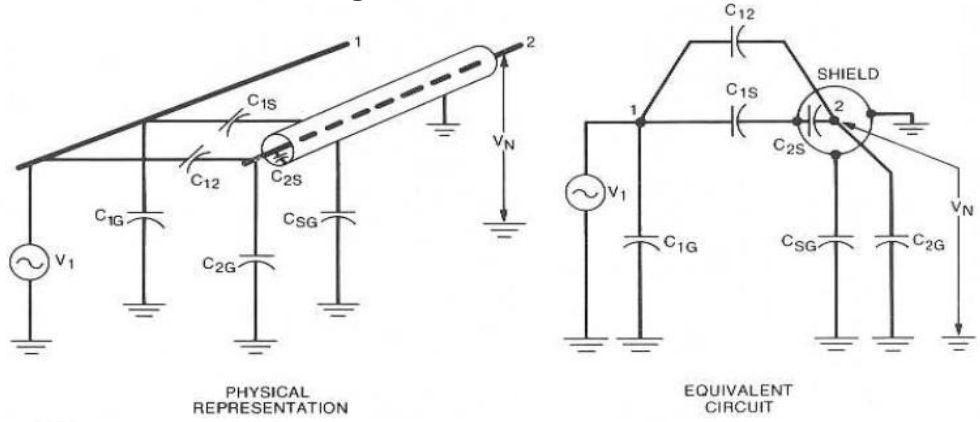
EQUIVALENT CIRCUIT

Acoplamento capacitivo

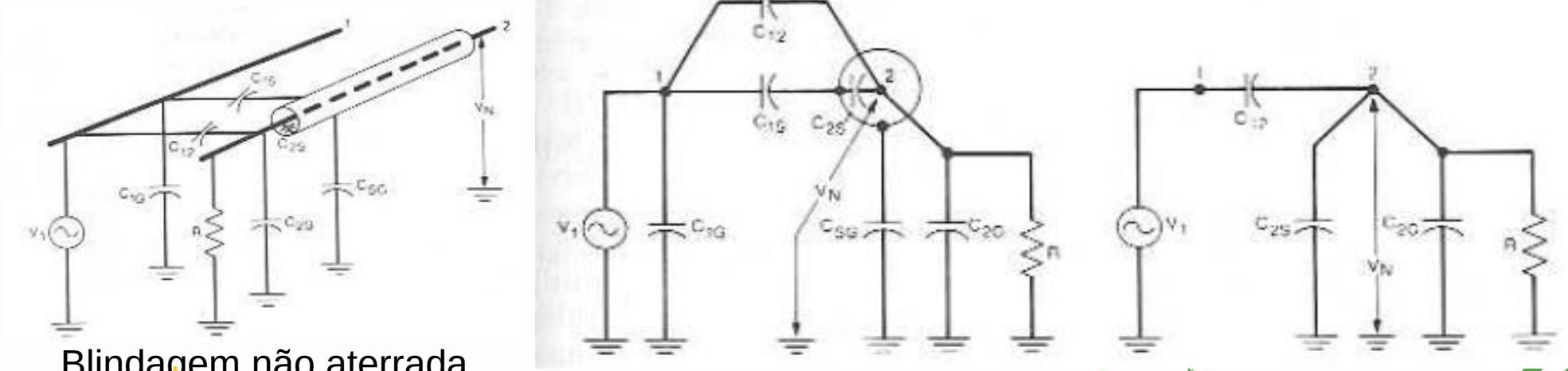
- Utilização de cabo blindado, considerando que o condutor se estende além da blindagem.

Blindagem aterrada

$$V_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} V_1$$



- Para uma boa blindagem do campo elétrico, é necessário minimizar o comprimento do cabo fora da blindagem e fazer um aterramento nesta blindagem.



Blindagem não aterrada

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})}$$

$$V_N = j\omega R C_{12} V_1$$

Acoplamento indutivo

- Depende da geometria do circuito e das propriedades magnéticas do meio contendo o campo. O acoplamento magnético pode ser representado pelo parâmetro de indutância mútua M.

$$V_N = j\omega M I_1 = M \frac{di_1}{dt} . \qquad (2\text{-}13)$$

- Acoplamento magnético entre dois circuitos.

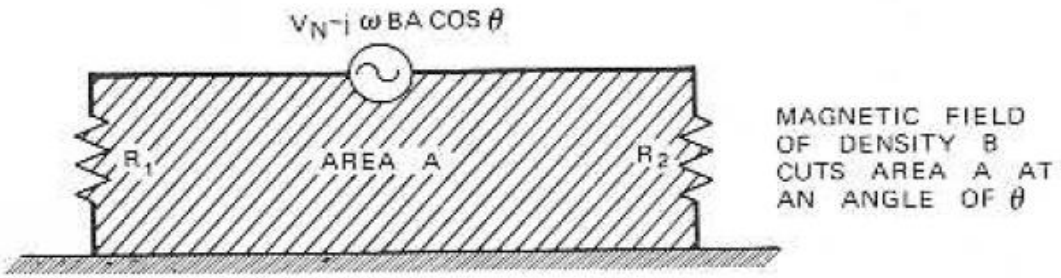
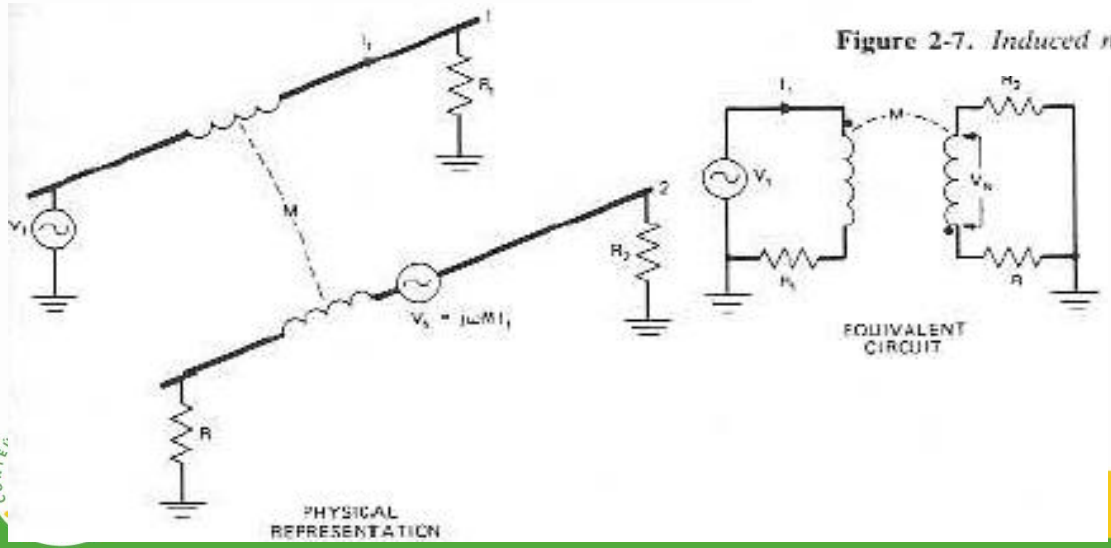


Figure 2-7. *Induced noise depends on the area enclosed by the disturbed circuit.*



$$V_N = j\omega BA \cos\theta .$$

- Dependência da área englobada pelo circuito

Acoplamento indutivo

- I1 é a corrente interferente e a indutância mútua M representa os parâmetros físicos: geometria e propriedades magnéticas do meio.
- Observe que o ruído acoplado depende da frequência.
- Para reduzir o ruído é necessário reduzir B, A ou cosθ.
- B pode ser reduzido afastando os dois circuitos ou então invertendo as fontes de campo, de modo a caracterizar um par trançado. Nesse caso utiliza-se um par de cabos ao invés de um potencial de terra.
- A área do circuito receptor pode ser reduzida aproximando o condutor do terra ou fazendo um par trançado (sendo um dos condutores o terra).
- O cosθ pode ser reduzido com a orientação adequada entre o circuito emissor e o receptor

$$V_N = j\omega M I_1 = M \frac{di_1}{dt} . \qquad (2\text{-}13)$$

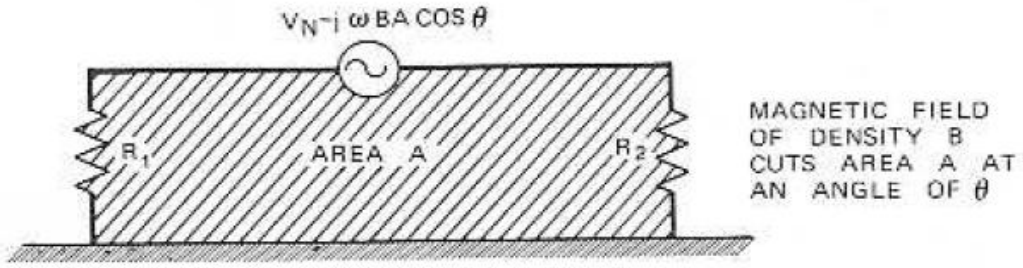
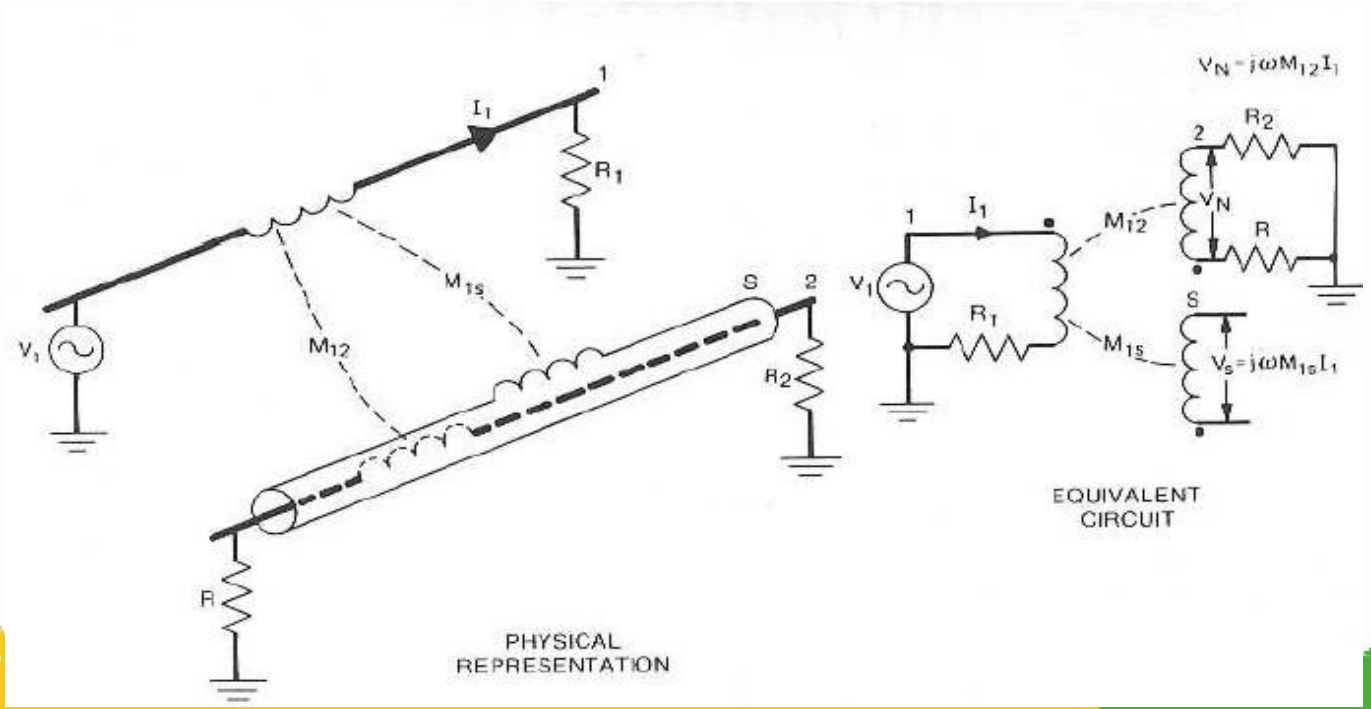


Figure 2-7. *Induced noise depends on the area enclosed by the disturbed circuit.*

$$V_N = j\omega BA \cos\theta .$$

Efeito da blindagem em acoplamento indutivo

- Considere uma blindagem não magnética não aterrada. Nesse caso, não muda nem a geometria e nem as propriedades magnéticas do meio (ar), ou seja, a blindagem não evita o ruído entrar no condutor.
- Aterrando a blindagem não vai resolver o problema pelas mesmas razões!!! Veja o circuito equivalente:



Efeito da blindagem em acoplamento indutivo

- A indutância mútua entre a blindagem e condutor do centro de um cabo coaxial é igual a indutância da blindagem (Hayt, 1974 p. 321). Nesse caso o circuito equivalente entre a blindagem aterrada e o condutor central é:

$$V_N = j\omega M I_S .$$

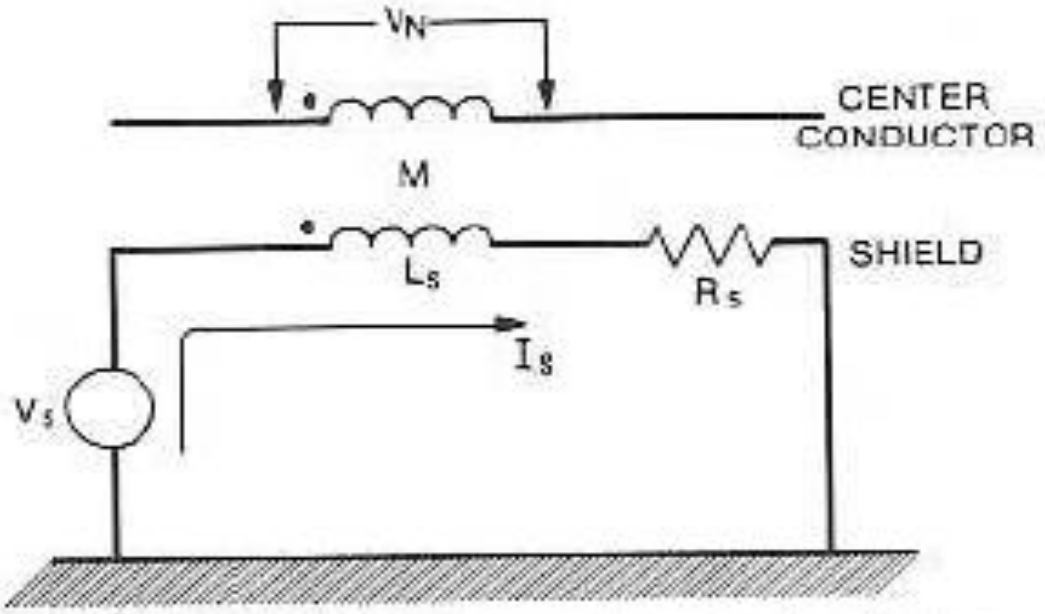
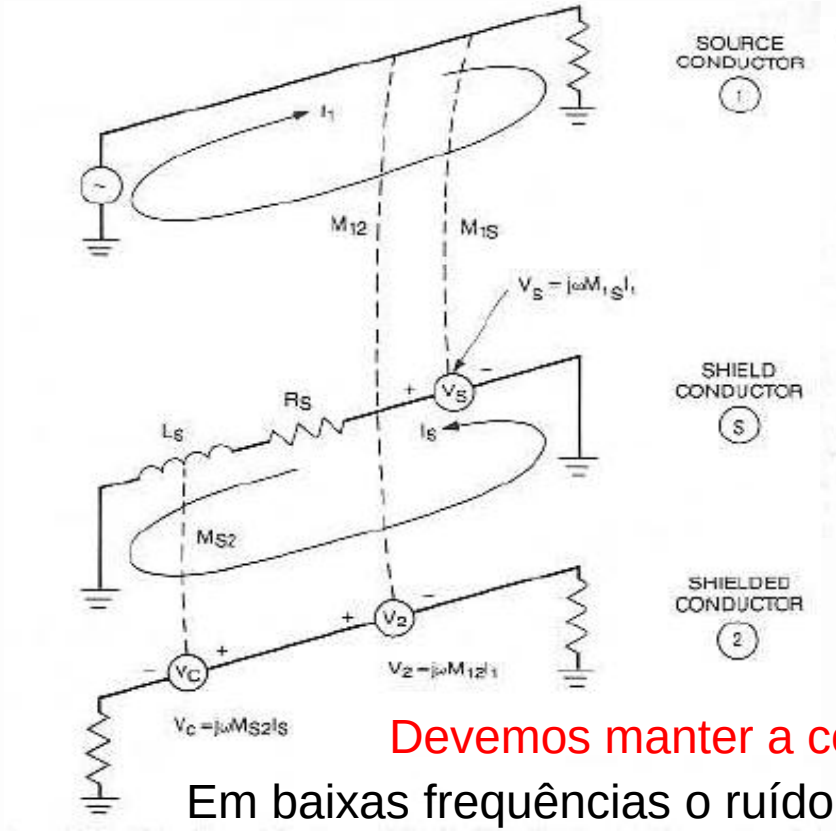
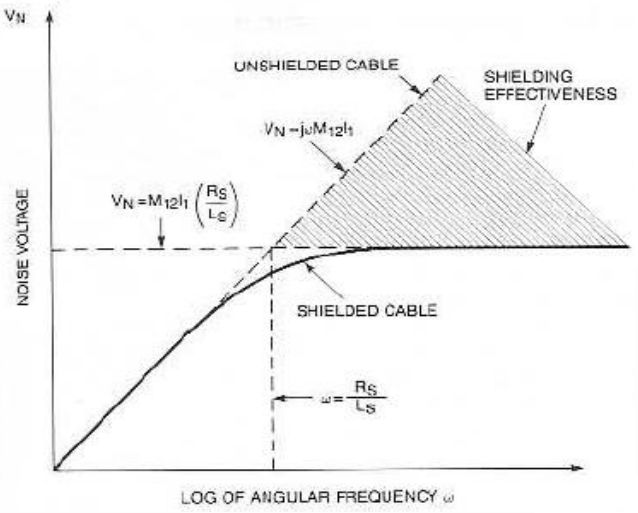


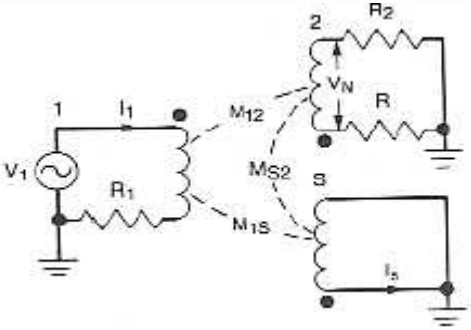
Figure 2-14. *Equivalent circuit of shielded conductor.*

Efeito da blindagem em acoplamento indutivo

- Quando a blindagem é aterrada nas duas pontas, uma corrente flui pela mesma. Essa corrente induz uma tensão no condutor interno do cabo coaxial.







Wc=Rs/Ls Freq. corte

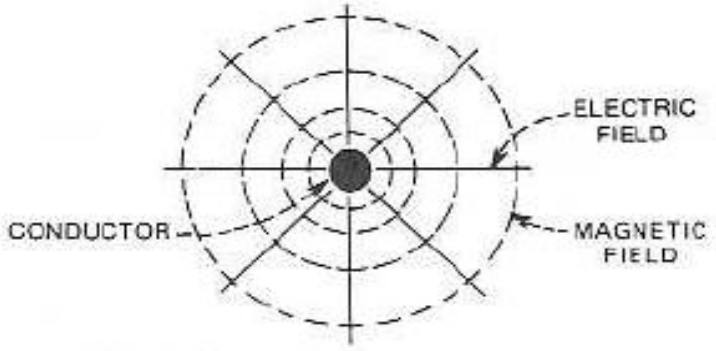
$$V_N = j\omega M_{12} I_1 \left[\frac{R_S / L_S}{j\omega + R_S / L_S} \right]$$

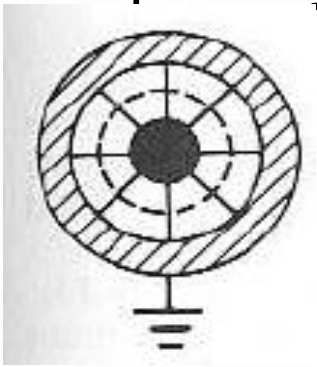
Devemos manter a corrente na blindagem baixa!

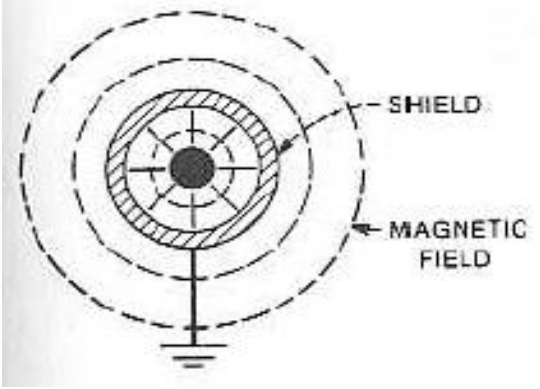
Em baixas frequências o ruído induzido no condutor é pequeno. Mas aumenta a ordem de grandeza da fonte

Prevenção da emissão – blindagem na fonte

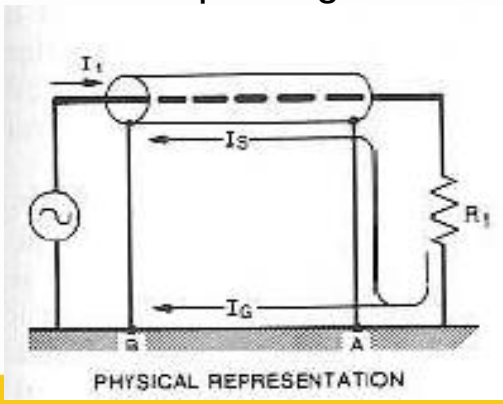
- Se a corrente na blindagem é a mesma que passa pelo condutor, ocorre um cancelamento de campo magnético.

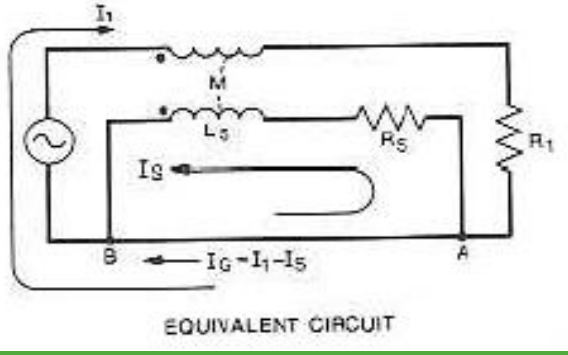






- Efeito do campo elétrico e magnético no condutor blindado livre.
- Na figura abaixo, aterrando nos dois lados da blindagem, a corrente se divide entre terra e blindagem. Isso terá efeito em frequências muito acima da freq. de corte da blindagem.
- A esquerda a blindagem conduz uma corrente de mesma intensidade do condutor central com sentido oposto. Na direita a blindagem é aterrada em um lado apenas e nesse caso o campo elétrico é zerado mas não há efeito no campo magnético.





Prevenção da emissão – blindagem na fonte

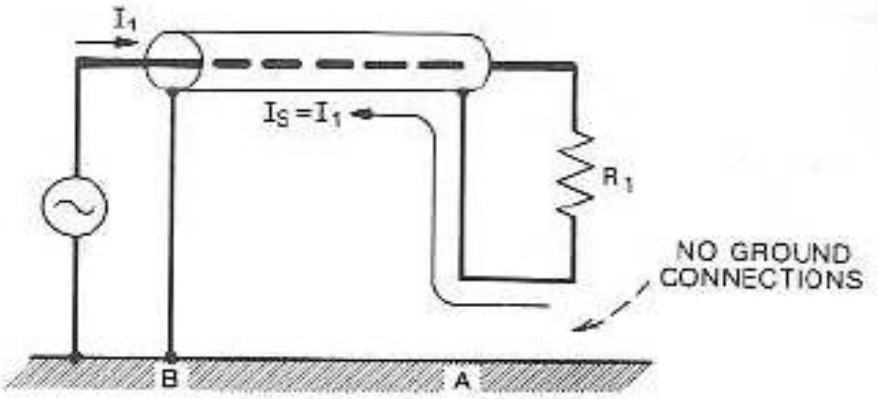
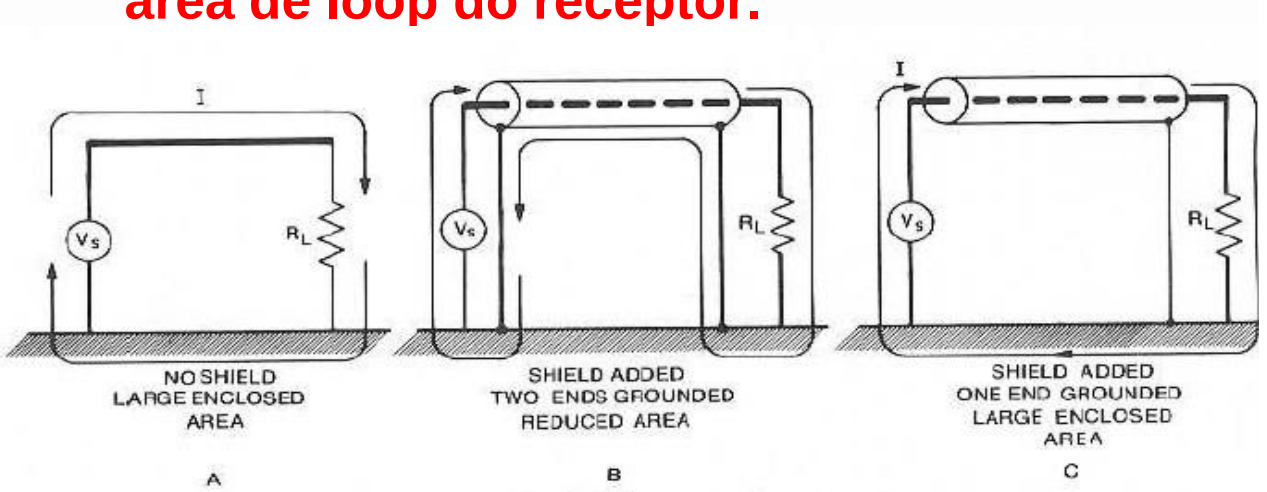


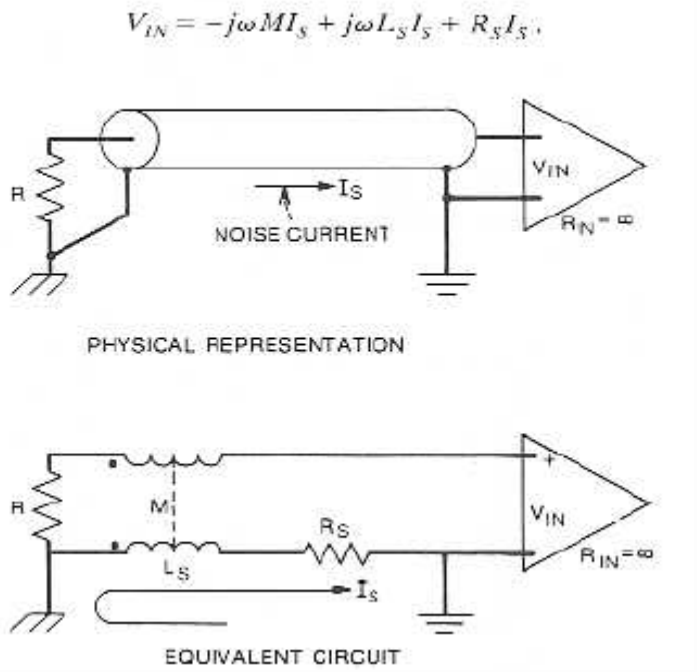
Figure 2-23. *Without ground at far end, all return current flows through shield*

- Nesse caso um dos lados da blindagem foi desconectada da terra e a corrente de retorno é igual a corrente do condutor. Nem sempre isso é interessante e possível!

Como blindar o **receptor** em campos magnéticos

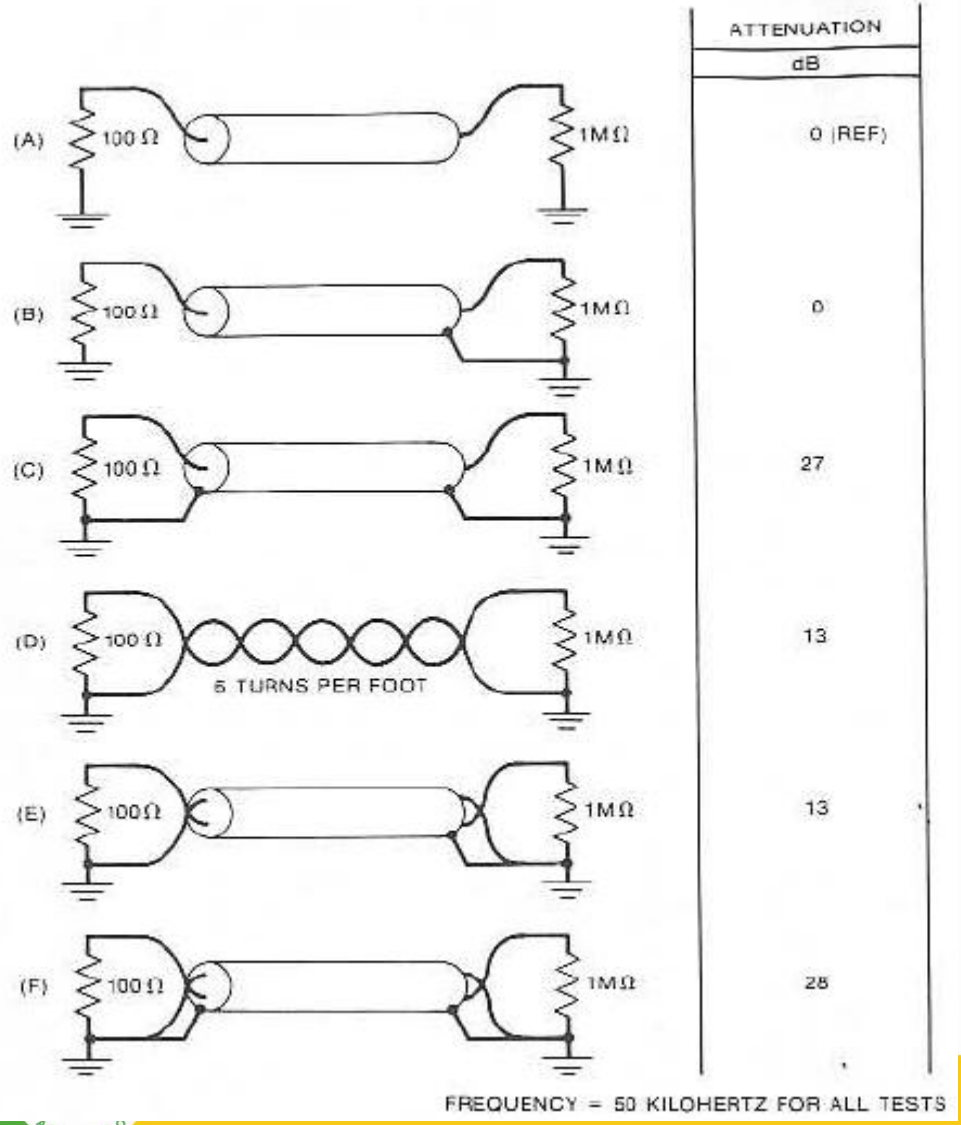
- **A melhor maneira de proteger contra campos magnéticos é reduzir a área de loop do receptor.**

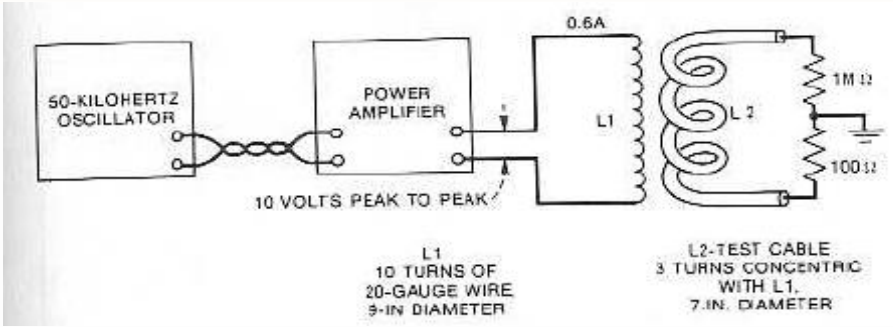


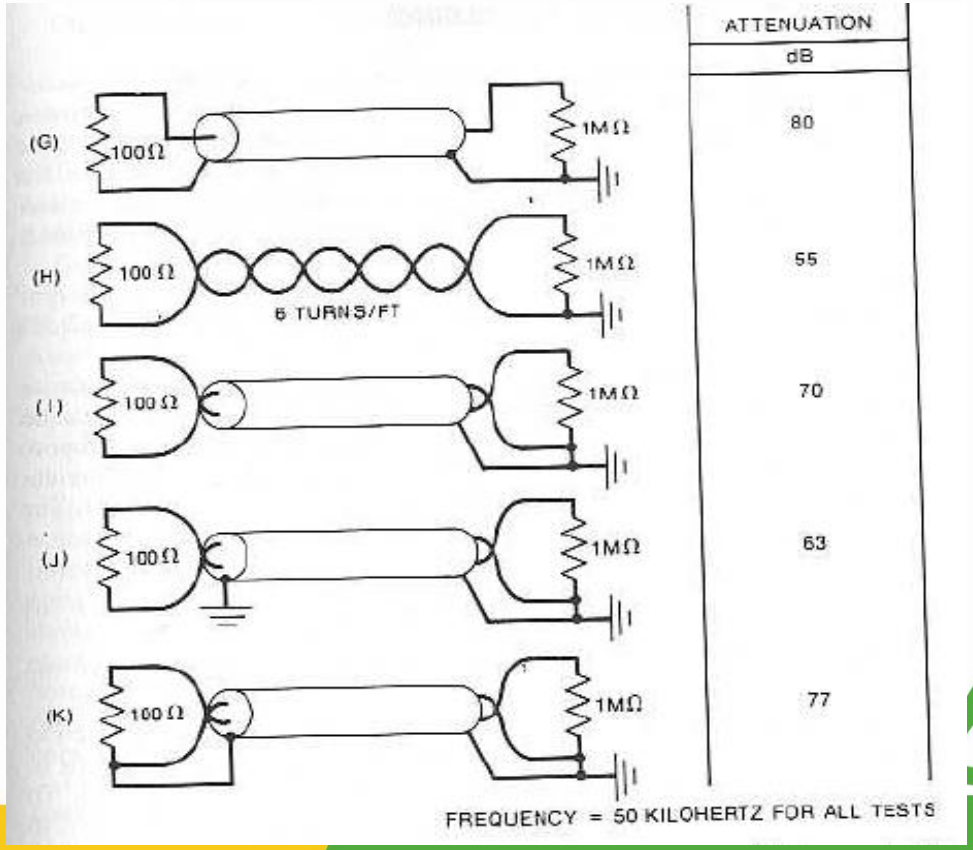


- Quando um circuito é aterrado em ambos os lados, apenas uma quantidade limitada de proteção ao campo magnético é possível devido a grande quantidade de ruído no loop de terra.
  - Efeito da corrente percorrendo a blindagem
- **Para proteção máxima em baixas freqüências, a blindagem não deve ser um dos condutores de sinal e um lado do circuito deve ser isolado do terra. Veja que mesmo em baixas frequências, devido ao efeito capacitivo haverá corrente fluindo na blindagem!**

Dados experimentais:







Sistemas de Medição Eletrônicos

- Variáveis espúrias
  - Temperatura, Umidade, etc.
    - Podem afetar os circuitos de forma sistemática ou aleatória.
    - Pode ser amenizado com a escolha adequada de circuitos.
  - Ruído Interferente (visto na lâminas antecedentes)
    - Resultante da interação do circuito com o meio externo ou com outra parte do circuito
    - Amenizado ao se diminuir a interação com o meio externo
  - Ruído Inerente
    - Resultante de propriedades fundamentais dos circuitos
      - Ruído Térmico (*Johnson or White Noise*)
      - Ruído Impulsivo ou 1/f (*Fliker Noise*)
      - Ruído Quântico (*Shot Noise*)
    - Amenizado mediante a escolha apropriada dos circuitos

Fundamentos de ruído

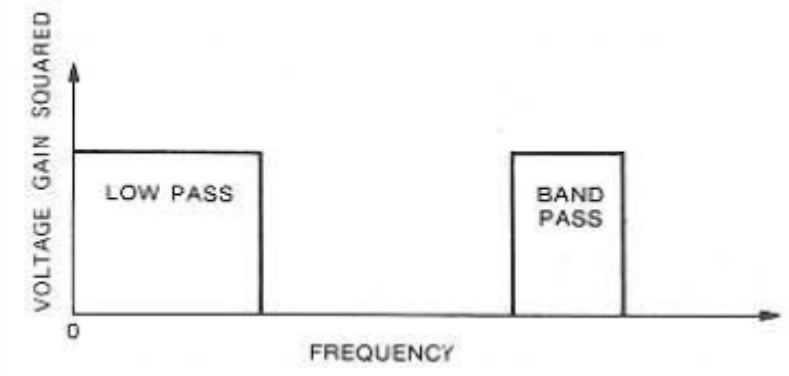
- A função Densidade Espectral de Potência S(ω) ou de um sinal define a densidade de potência por unidade de banda em função da freqüência (potência média por unidade de banda) deste sinal.
- Se um sinal com Densidade Espectral de Potência $S_x(\omega)$ é aplicado a um sistema linear, invariante no tempo (amplificador ou filtro, por exemplo), com resposta em freqüência $H(\omega)$, a Densidade Espectral de Potência na saída do sistema é: $S_r(\omega) = S_x(\omega)\left|H(\omega)\right|^2$

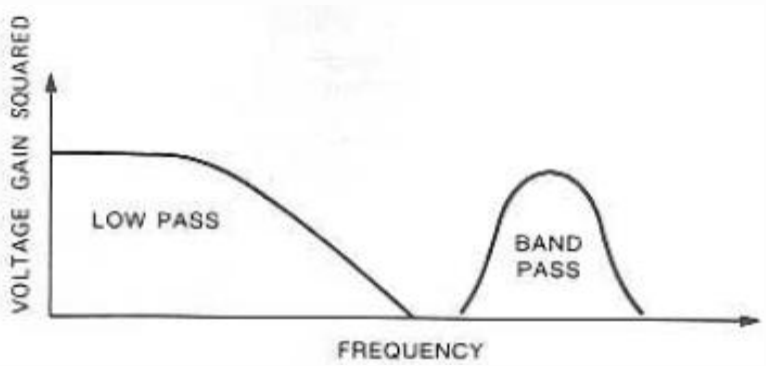
Fundamentos de ruído

- Essa propriedade pode ser usada para:
  - i) Determinação da magnitude da resposta em freqüência $H(\omega)$ de um sistema linear e invariante qualquer, desde que se conheça a $S_x(\omega)$ (de um ruído branco, por exemplo) e se meça $S_r(\omega)$.
  - ii) Determinação da Densidade Espectral $S_x(\omega)$ de um sinal, desde que se conheça a magnitude da resposta em freqüência $H(\omega)$ e se meça $S_r(\omega)$.

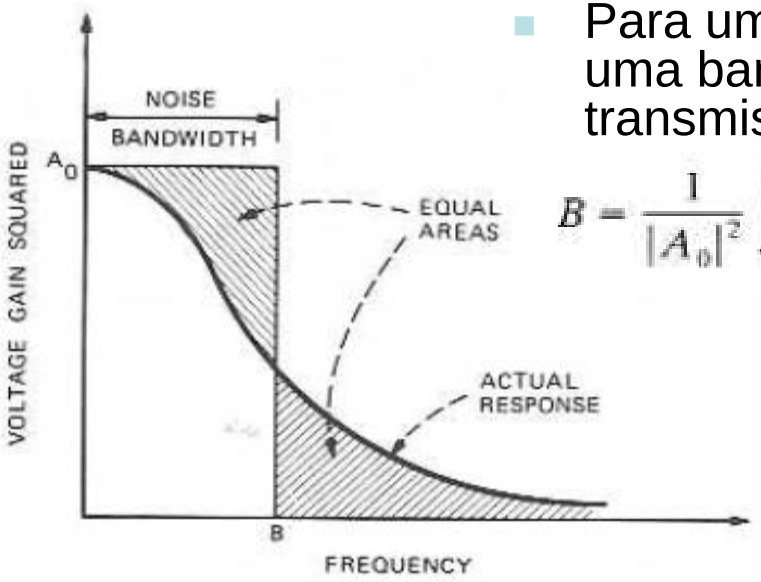
Resposta em frequência

- Circuitos não possuem características ideais de ganho x freq, mas podem ser aproximados

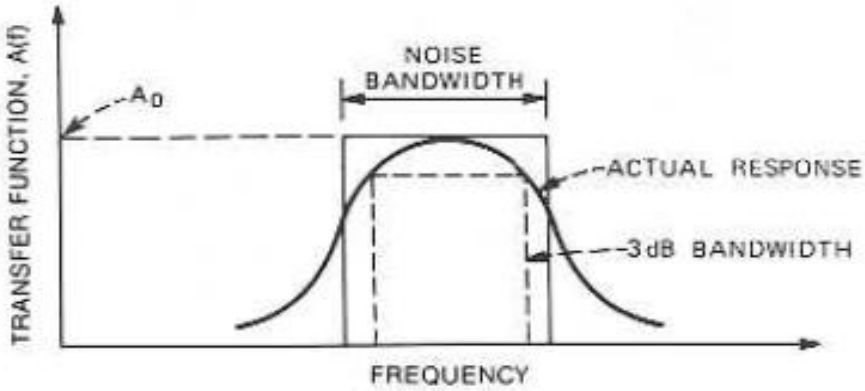




- Para uma rede com função de transferência A(f), existe uma banda equivalente de ruído com uma amplitude de transmissão Ao.

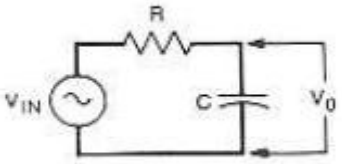


$$B = \frac{1}{|A_0|^2} \int_0^\infty |A(f)|^2 \, df$$



Resposta em frequência

- Para o circuito passa baixas RC o valor de B é π/2 ou 1,57 vezes a freqüência de corte (-3 dB).
- Esse resultado pode ser estendido a qualquer circuito passa baixas de primeira ordem.
- A tabela ao lado dá a relação da banda B pela freqüência de corte fo para circuitos com vários pólos (idênticos). Observe que quando o número de pólos aumenta, pode-se utilizar a freqüência de corte diretamente, se desprezarmos o erros.



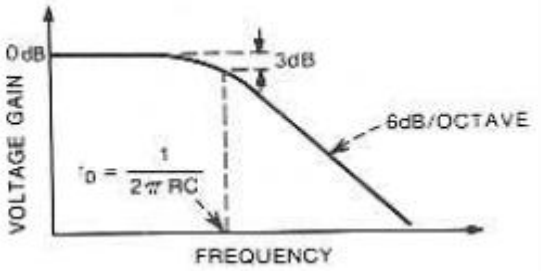


Table 8-2 Ratio of the Noise Bandwidth *B* to the 3-dB Bandwidth f_o

Number of Poles	B/f_o	High-Frequency Rolloff (dB per Octave)
1	1.57	6
2	1.22	12
3	1.15	18
4	1.13	24
5	1.11	30

Fundamentos de ruído

- A função Densidade Espectral de Potência é comumente expressa nas unidades A^2/Hz e V^2/Hz .
- Ou seja, também é definida como potência média por unidade de banda, em um resistor de 1 Ω . Isto se deve ao fato de que alguns sinais de ruído se apresentam na natureza sob a forma de correntes ou tensões.
- Como, para um resistor de 1 Ω , os valores eficazes de tensão e de corrente são a raiz quadrada positiva da potência média, os ruídos também são apresentados na forma de valor rms de corrente ou valor rms de tensão por raiz de Hertz, nas unidades $A/\sqrt{Hz}$ e $V/\sqrt{Hz}$, respectivamente.

Sistemas de Medição Eletrônicos

- Valor RMS do Ruído

$in(t)$ = corrente de ruído

$vn(t)$ = tensão de ruído

$$in_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [in(t)]^2 dt}$$

$$vn_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [vn(t)]^2 dt}$$

$$\overline{P} = \frac{(vn_{RMS})^2}{1\Omega} = (in_{RMS})^2 1\Omega$$

Fundamentos de ruído

- Ruído é todo sinal indesejado que interfere em uma medida, limitando assim, a exatidão do sistema de instrumentação.
- Não fossem os ruídos, um sinal desejado poderia ser amplificado por uma cascata de amplificadores e/ou filtros de alto ganho e, então, informações de reduzidíssima energia poderiam ser detectadas sem problema. Acontece que, quando amplificamos um sinal, o ruído é também amplificado.
- Um dos objetivos de um projeto de instrumentação é a redução dos níveis de ruído induzido e transmitido, apesar de não ser possível eliminá-lo completamente.
- No entanto, os ruídos também têm seu lado útil, pois devido à sua riqueza espectral, alguns tipos de ruídos servem de fonte para a síntese da fala, de inúmeros sons da natureza e de sons de instrumentos musicais. Além disso, são úteis para a calibração de equipamentos eletrônicos, como sinais de teste, e nas medidas das características de filtros, amplificadores, sistemas de áudio eletroacústicos e outros sistemas.

Sistemas de Medição Eletrônicos

- Relação Sinal Ruído (SNR: *Signal-to-Noise Ratio*)

$$SNR = 10\log\left(\frac{\text{potência do sinal}}{\text{potência do ruído}}\right)$$

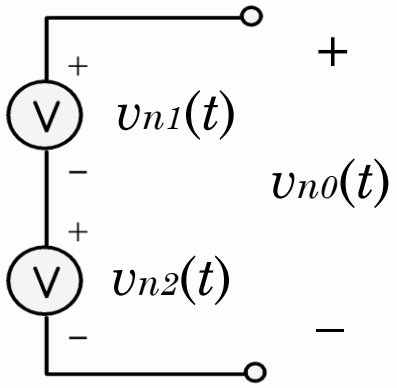
Para um sinal $v_x(t)$, com valor RMS $v_{x_{RMS}}$

$$SNR = 10\log\left(\frac{\left(vx_{RMS}\right)^2}{\left(vn_{RMS}\right)^2}\right)$$

Sistemas de Medição Eletrônicos

- Soma de Ruído

$$v_{n0}(t) = v_{n1}(t) + v_{n2}(t)$$



$$\left(v_{n0_{RMS}}\right)^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \left[v_{n1}(t) + v_{n2}(t)\right]^2 dt$$

Sistemas de Medição Eletrônicos

- Soma de Ruído

$$\left(v_{n0_{RMS}}\right)^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\left(v_{n1}(t)\right)^2 + \left(v_{n2}(t)\right)^2 + \left(2v_{n1}(t)v_{n2}(t)\right)\right]dt$$

$$\left(v_{n0_{RMS}}\right)^2 = \left(v_{n1_{RMS}}\right)^2 + \left(v_{n2_{RMS}}\right)^2 + \frac{1}{T}\int_0^T 2v_{n1}(t)v_{n2}(t)dt$$

$$\left(v_{n0_{RMS}}\right)^2 = \left(v_{n1_{RMS}}\right)^2 + \left(v_{n2_{RMS}}\right)^2$$

Se v_{n1} e v_{n2} não forem correlacionadas esta parcela é zero

Sistemas de Medição Eletrônicos

- Soma de Ruído
  - Exemplo
    - Duas fontes de ruído descorrelacionadas

$$v_{n1_{RMS}} = 10\mu V$$
$$v_{n2_{RMS}} = 5\mu V$$

- Somando as duas fontes, o valor RMS da resultante é:

$$\left(v_{n0_{RMS}}\right)^2 = \left(10\mu V\right)^2 + \left(5\mu V\right)^2 = 125\mu V^2$$
$$v_{n0_{RMS}} = 11{,}2\mu V$$

Observe que *vn*2 colabora muito pouco para o valor de *vn*0.

Concentre-se nas fontes de ruído de maior valor !!

Fontes de ruído intrínseco

Mesmo que todo o acoplamento de ruídos externos pudessem ser eliminados, um nível mínimo de ruído existiria devido a fontes internas.

- Ruído Térmico: Tem sua origem na agitação térmica de elétrons em resistências. Também conhecido como ruído de resistência ou Johnson.
  - Johnson descobriu que uma tensão não periódica existia em todos os condutores e sua magnitude estava relacionada com a temperatura.
- O ruído térmico está presente nos elementos que apresentam resistência

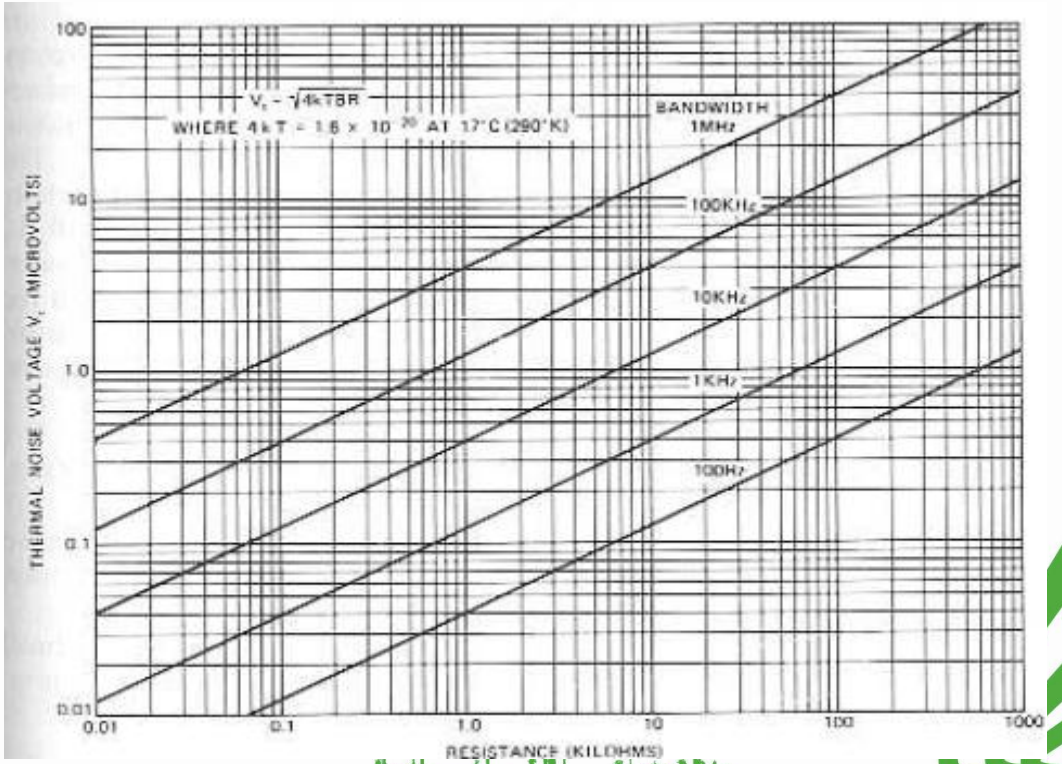
$$V_t = \sqrt{4kTBR}$$

K = Boltzmann's constant (1.38×10^{-23} joules/°K)

T = absolute temperature (°K),

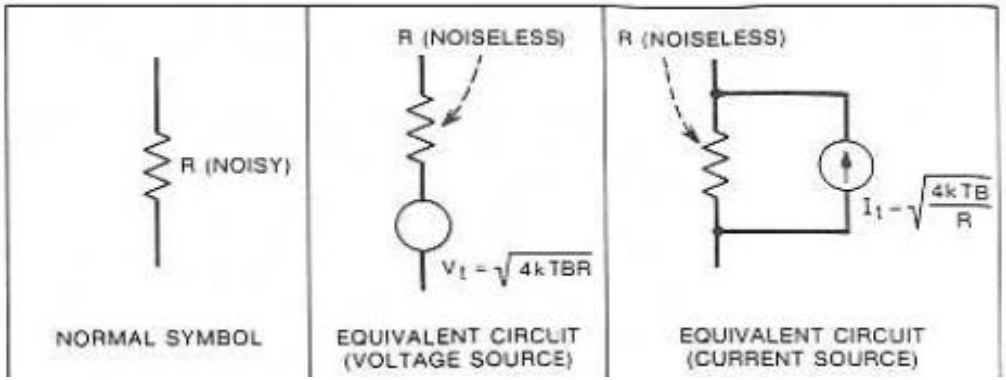
B = noise bandwidth (Hz),

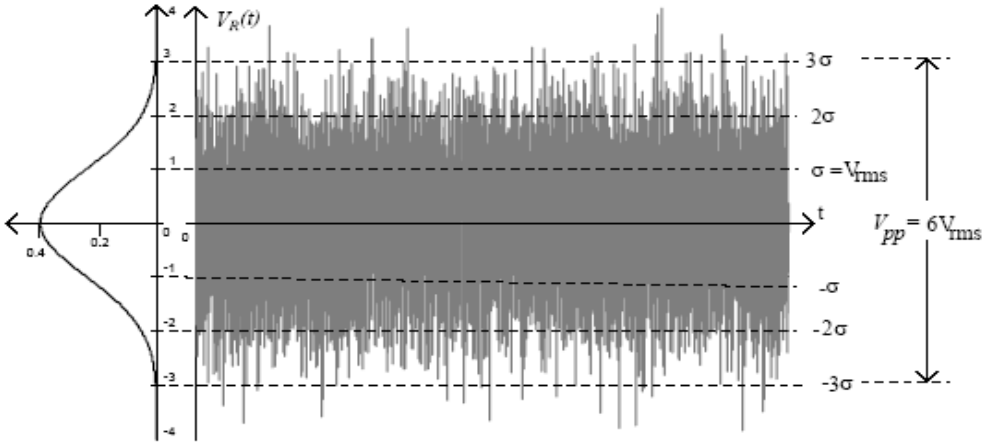
R = resistance (Ω).

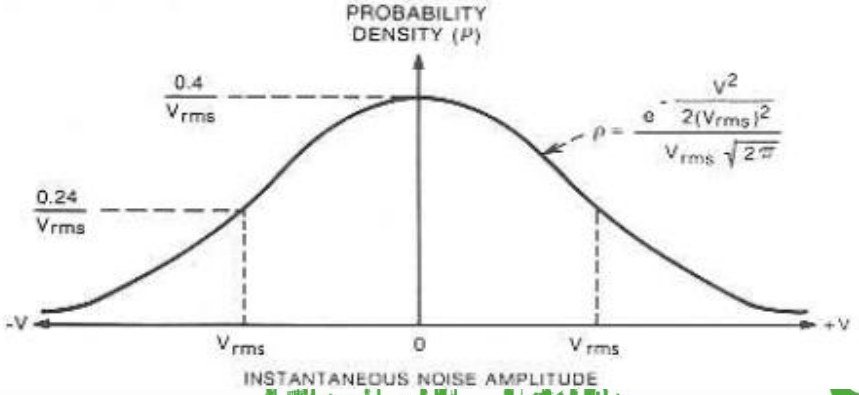


Ruído térmico

- O Ruído Térmico (*Johnson or White Noise*) consiste no movimento aleatório de portadores no condutor em função da energia térmica
- Deve-se utilizar valores baixos de resistências para minimizar o ruído térmico
- Pode-se ainda operar em temperaturas mais baixas.
- O ruído térmico pode ser representado por uma fonte em série com o resistor.
- O ruído térmico é um ruído branco e portanto uma distribuição normal com a média igual a zero.
- Sabendo que a distribuição é gaussiana pode-se estimar o valor RMS do ruído.
- O valor eficaz da tensão de ruído pode ser estimado como o valor pico a pico da tensão de ruído (desprezando os picos com poucas probabilidades de ocorrência) dividido por 6. A Figura mostra um exemplo de ruído branco no tempo, onde temos que $\sigma = V\,rms = 1V$.





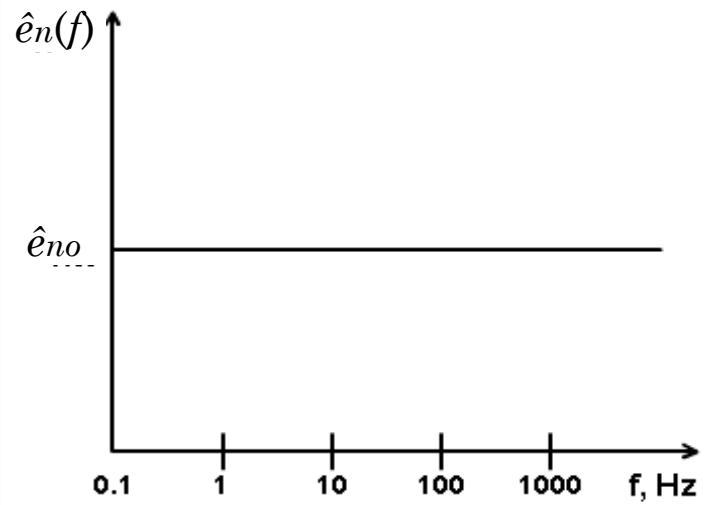


Sistemas de Medição Eletrônicos

- Densidade Espectral do Ruído: Ruído Térmico (e shot)

$$\hat{i}_{nT} = \sqrt{\frac{4kT}{R}}\ \mathrm{A_{RMS}}/\sqrt{\mathrm{Hz}} \quad \text{ou} \quad \hat{e}_{nT} = \sqrt{4kTR}\ \mathrm{V_{RMS}}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$$

$$\hat{i}_{nQ} = \sqrt{2qI}\ \mathrm{A_{RMS}}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$$



Ruído Johnson

- Veja que por ter resposta plana depende da banda mas não da frequência.
- Uma maneira efetiva de reduzir o seu efeito é limitar a banda B.
- Isso é geralmente feito colocando um capacitor em paralelo, desde que o mesmo não afete a banda de interesse.

Ruído quântico (*Shot Noise*)

- Ruído Quântico (*Shot Noise*)
  - Presente em válvulas e em semicondutores.
  - Em válvulas o *shot noise* tem origem na emissão aleatória de elétrons do catodo.
  - Em semicondutores é causado pela passagem aleatória de portadores pela região de deplexão na junção pn.
  - A densidade de potência para o ruído quântico é constante com a freqüência e a amplitude possui distribuição gaussiana, portanto também é um ruído branco.

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_{dc}B}$$

q = electron charge (1.6×10^{-19} coulombs)
I_{dc} = average dc current (A),
B = noise bandwidth (Hz).

$$\frac{I_{sh}}{\sqrt{B}} = \sqrt{2qI_{dc}} = 5.66 \times 10^{-10}\sqrt{I_{dc}}$$

A Equação ao lado mostra que a corrente de ruído pela raiz quadrada da banda é uma função da corrente DC fluindo pelo componente.

Medindo-se a corrente pelo componente, pode-se determinar a quantidade de ruído presente.

Ruído flicker

- Causado pela flutuação da condutividade, devido a imperfeição nos contatos entre dois materiais.
- Presente em chaves, relés, contactoras, etc. (ruído de contato)
- Também ocorre em transistores e diodos. Assim como em resistores, microfones e componentes compostos por partículas moldadas juntas.
- Também conhecido com outros nomes como *excess noise* ou *flicker* noise em ou semicondutores (causado pela recombinação aleatória de elétrons e lacunas em semicondutores). É também denominado de ruído 1/f ou ruído de baixa freqüência pela sua característica intrínseca.
- O ruído de flicker é diretamente proporcional ao valor da corrente DC. A densidade de potência varia com 1/f e a amplitude tem distribuição gaussiana.
- Sua amplitude pode tornar-se muito elevada em baixas freqüências.
- Devido a sua característica de 1/f, é usualmente a fonte de ruído mais importante em baixas freqüências.

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} \approx \frac{KI_{dc}}{\sqrt{f}}$$

I_{dc} = average value of dc current (A),

f = frequency (Hz),

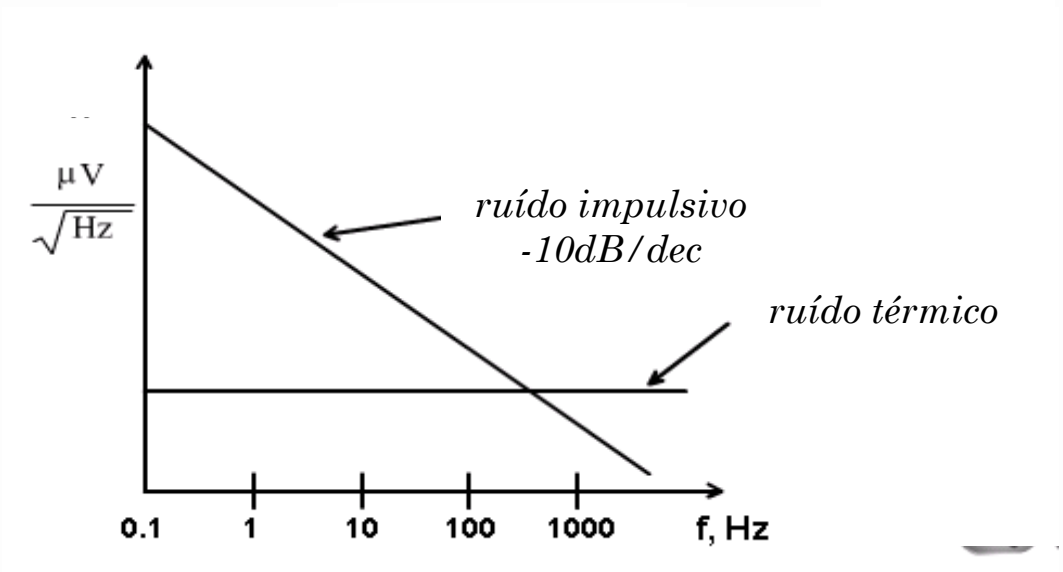
K = a constant that depends on the type of material and its geometry,

B = bandwidth in hertz centered about the frequency (f).

Sistemas de Medição Eletrônicos

- Densidade Espectral do Ruído
  - Ruído 1/*f*

$$\hat{i}^2_{n\,1/f} = \gamma \frac{I^\alpha}{f}$$



Ruído de baixa frequência 1/f

- Pdf é gaussiana
- PSD inversamente proporcional a frequência n=1 ➔ 1/f:

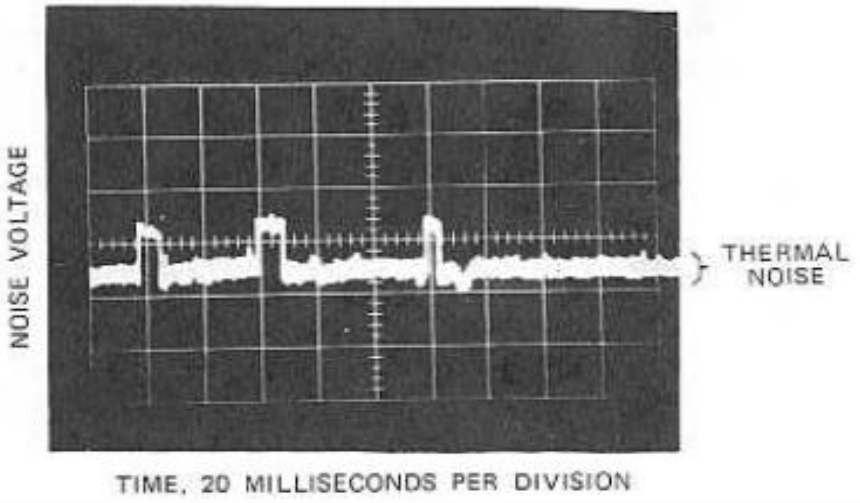
$$S_f = e_f^2 = \frac{K_f}{f^n}$$

- A potência do ruído de f_L a f_H

$$E_f^2 = (f_L, f_H) = \int_{f_L}^{f_H} S_f \, df = \int_{f_L}^{f_H} \frac{K_f}{f} \, df = K_f \ln \frac{f_H}{f_L}$$

Popcorn Noise ou *Burst Noise*

- Causado por imperfeições no processo de manufatura. Como presença de impurezas – um defeito na junção.
- Presente em semicondutores.
- Pode ser reduzido se o processo de manufatura for aperfeiçoado.
- O *popcorn noise* causa uma pequena mudança no nível e sua largura pode variar de microsegundos a segundos.
- As variações repetem-se de forma não periódica e acontecem de centenas por segundo a menos que um pulso por minuto.
- Sua amplitude é fixa e tipicamente de 2 a 100 vezes o ruído térmico.
- A densidade de potência é tipicamente $(1/f)^n$ com n tipicamente igual a 2



Ruído

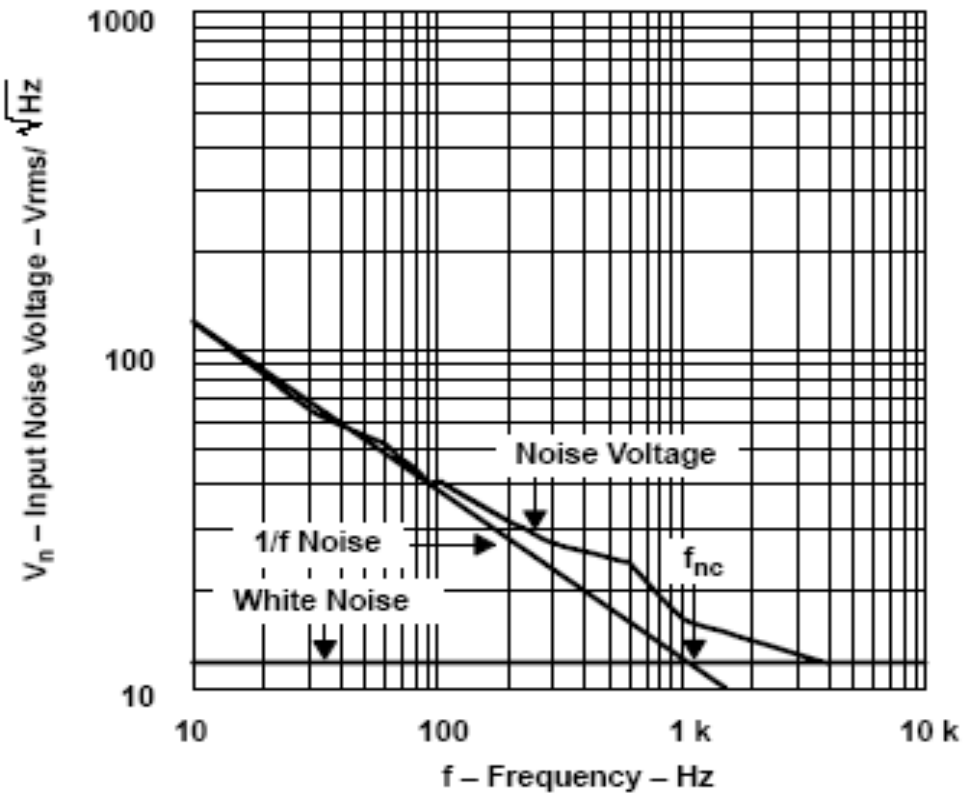
Nome genérico	Forma da Densidade Espectral de Potência	Exemplo de ruído
Ruído Branco	**1**	**Térmico**
Ruído Rosa ou ruído colorido	$1/f$	***Flicker***
Ruído marrom ou ruído Vermelho	$1/f^2$	***Popcorn***

Ruído em OPAMPs (pulamos componentes semicondutores...)

- O amplificador operacional é um conglomerado de resistores, transistores e capacitores integrados numa pastilha de silício.
- Seria bastante complicado modelar cada um dos componentes discretos do circuito com o seu modelo equivalente ruidoso, o que não seria muito prático.
- O ruído dos amplificadores operacionais é especificado com um gráfico do ruído equivalente de entrada versus freqüência, com duas regiões distintas:
  - Baixas freqüências onde o ruído rosa é o efeito dominante.
  - Altas freqüências onde o ruído branco é o efeito dominante.

Ruído em OPAMPs

- É necessário dividir o ruído em duas partes: a parte rosa e a parte branca, e depois calcular o ruído total do amplificador usando a técnica da soma dos valores médios quadráticos.
- O ponto do espectro de freqüência onde o ruído 1/f e branco são iguais é denominado de freqüência de córner do ruído, ***fnc***. Note que no gráfico a tensão de ruído é maior em ***fnc*** devido ao resultado da soma dos quadrados de ambos os tipos de ruído.A ***fnc*** aparece um pouco acima de 1 kHz.
- O ruído total é então $\sqrt{2}\times$ o valor da especificação do ruído branco. Isto deve dar em torno de $17\,nV/\sqrt{Hz}$



características de ruído rosa e branco para um amplificador operacional

Ruído em opamps

- Nesse caso que somar a influência dos dois tipos de ruído

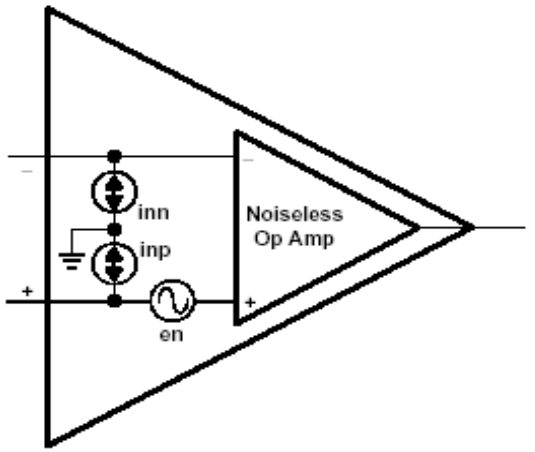
$$S_e(f) = e_n^2(f) = e_n^2\left(1 + \frac{f_{ce}}{f}\right)$$

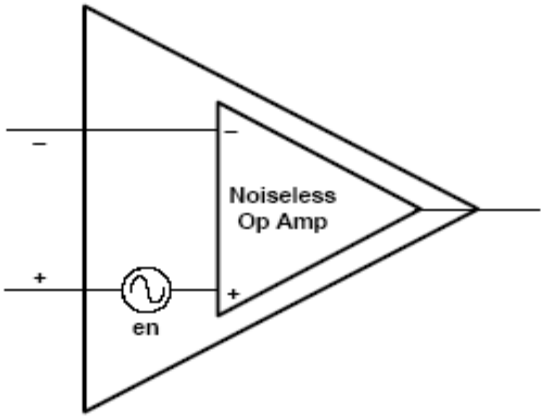
$$S_i(f) = i_n^2(f) = i_n^2\left(1 + \frac{f_{ci}}{f}\right)$$

- fce e fci são as frequência de canto da tensão e da corrente de ruído respectivamente.

O Modelo do Opamp com ruído Inerente

- A tensão de ruído de entrada pode ser representada por uma fonte de tensão em série com a entrada não-inversora.
- A corrente de ruído de entrada é sempre representada por uma fonte de corrente em ambas as entradas com relação ao ponto de terra.
- As entradas inversora e não-inversora são normalmente gates de transistores JFET ou CMOS, o que torna o efeito da tensão de ruído mais significante que as correntes devido à altíssima impedância de entrada desses transistores. Geralmente inn=inp
- A PSD do ruído de saída depende da configuração





Ruído na configuração Inversora

- Combinando as tensões RMS de saída do ruído devido ao ruído do amplificador operacional e do ruído dos resistores:

$$E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\overline{E_p}^2 + \overline{E_{np}}^2 + \overline{E_{nn}}^2} \qquad E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[\left(e_p \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right)^2 + \left(i_{np} \cdot R_3 \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right)^2 + \left(i_{np} \cdot R_2 \right)^2 \right] \cdot df}$$

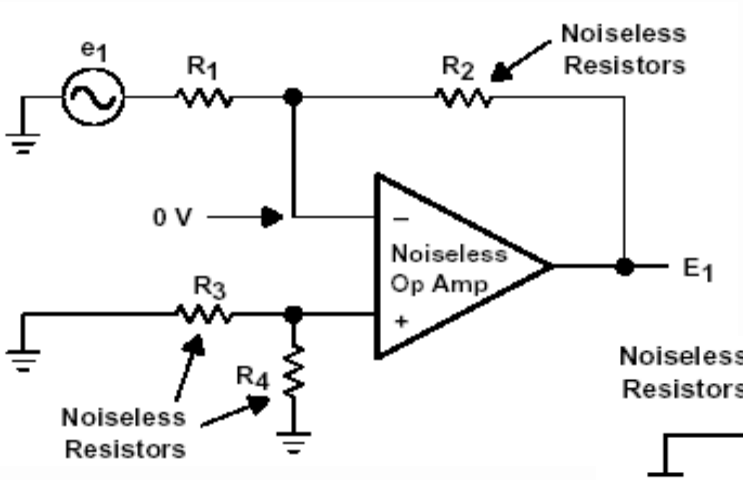
$$E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[4kTR_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 + 4kTR_2 + 4kTR_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 + \left(e_p \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right)^2 + \left(i_{np} \cdot R_3 \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right)^2 + \left(i_{np} \cdot R_2 \right)^2 \right] \cdot df}$$

Ruído na configuração Inversora

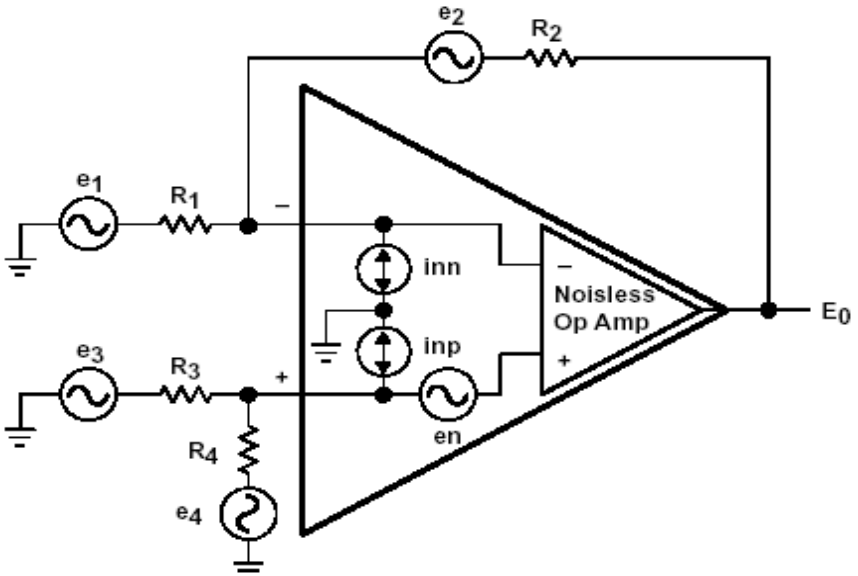
- Avaliar a integral.
- A maior parte dos termos é constante que podem sair da integral.
- Os resistores e o ruído associado são constantes em freqüência, de maneira que os primeiros três primeiros termos são constantes.
- As fontes de tensão e corrente de ruído do amplificador operacional contêm ruído Flicker, Shot e térmico. Isto significa que deverá ser avaliado como uma combinação de ruído branco e rosa (1/f).

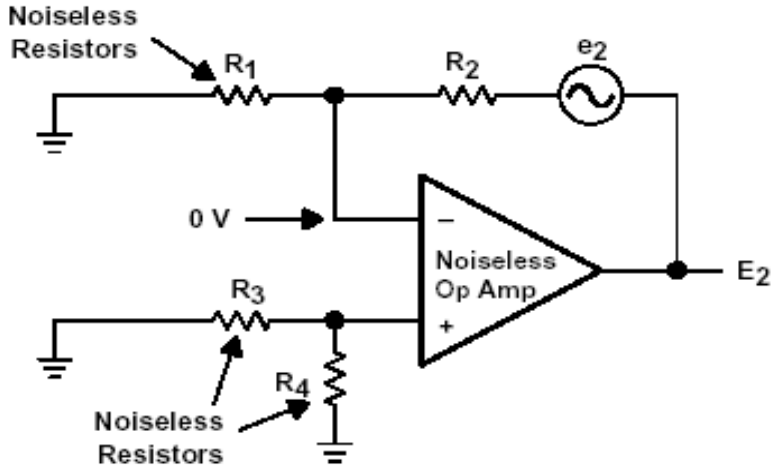
Ruído na configuração Diferencial

- De forma análoga a anterior:



$$\overline{E_1}^{\,2} = \overline{e_1}^{\,2}\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2$$





$$\overline{E_2}^{\,2} = \overline{e_2}^{\,2}$$

Ruído na configuração Diferencial

- Com R1 = R3 e R2 = R4, e inp = inn = in :

$$E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[\left[e_p \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + 2 \cdot \left[i_n R_2 \right]^2 \right] \cdot df}$$

- Combinando o ruído dos resistores e do amplificador operacional para obter a tensão de ruído RMS total de saída e fazendo R1 = R3 e R2 = R4, e inp = inn = in

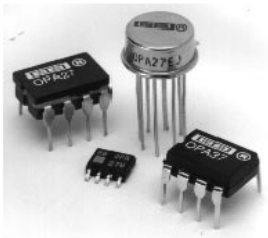
$$E_{T_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[\begin{array}{l} 4kT \left[R_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 + R_2 + R_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)^2 + R_4 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)^2 \right] + \\ \left[e_p \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + \left[i_{np} \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + \left[i_{nn} R_2 \right]^2 \end{array} \right] \cdot df}$$

$$E_{T_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[8kTR_2 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + \left[e_p \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + 2 \cdot \left[i_n R_2 \right]^2 \right] \cdot df}$$

Um caso prático

- Nos sistemas de conversão digital de sinais analógicos de 16 bits, por exemplo, e supondo um span de 0V a 5V, a sensibilidade do bit menos significativo será da ordem de 70 µV. O ruído adicionado ao sinal com valor igual à metade de 70 µV (35 µV) poderá provocar a alteração dos dígitos da conversão em 1 bit, já que a aproximação é feita em ±½ LSB.
- Como exemplo prático foi escolhido um amplificador operacional de baixo ruído - OPA27 da Burr-Brown®

BURR-BROWN®



OPA27
OPA37

Ultra-Low Noise Precision OPERATIONAL AMPLIFIERS

FEATURES

- LOW NOISE: 3.8nV/√Hz max at 1kHz
- LOW OFFSET: 25µV max
- LOW DRIFT: 0.6µV/°C
- HIGH OPEN-LOOP GAIN: 120dB min
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 114dB min
- HIGH POWER SUPPLY REJECTION: 100dB min
- FITS OP-07, OP-05, AD510, AD517 SOCKETS

APPLICATIONS

- PRECISION INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT
- PROFESSIONAL AUDIO EQUIPMENT
- TRANSDUCER AMPLIFIER
- RADIATION HARD EQUIPMENT

Um caso prático

- A folha de especificações indica que a tensão de ruído típica é da ordem de $3.8 nV/\sqrt{Hz}$, sendo indicado para aplicações de instrumentação de precisão, aquisição de dados, equipamentos de teste, áudio e amplificadores para transdutores.

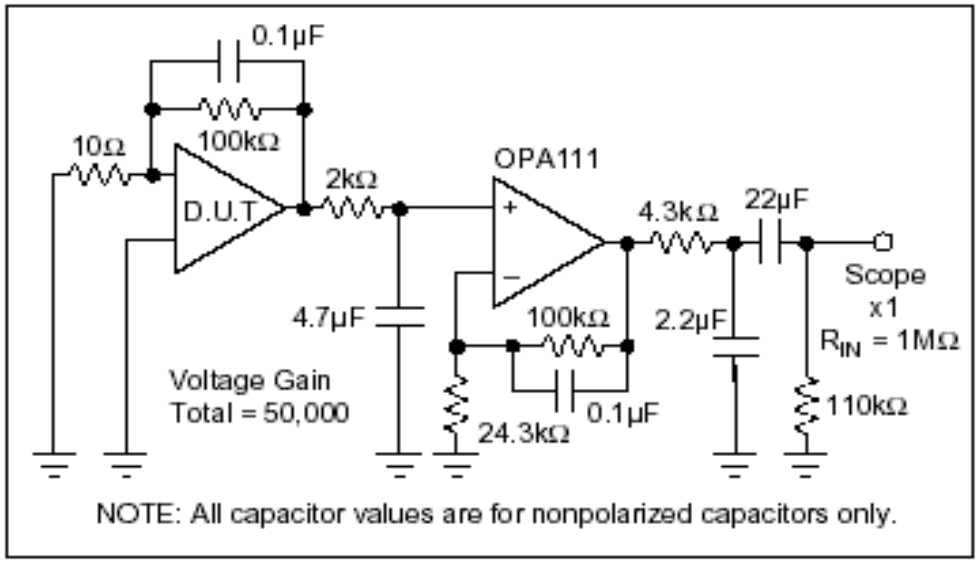
ELECTRICAL

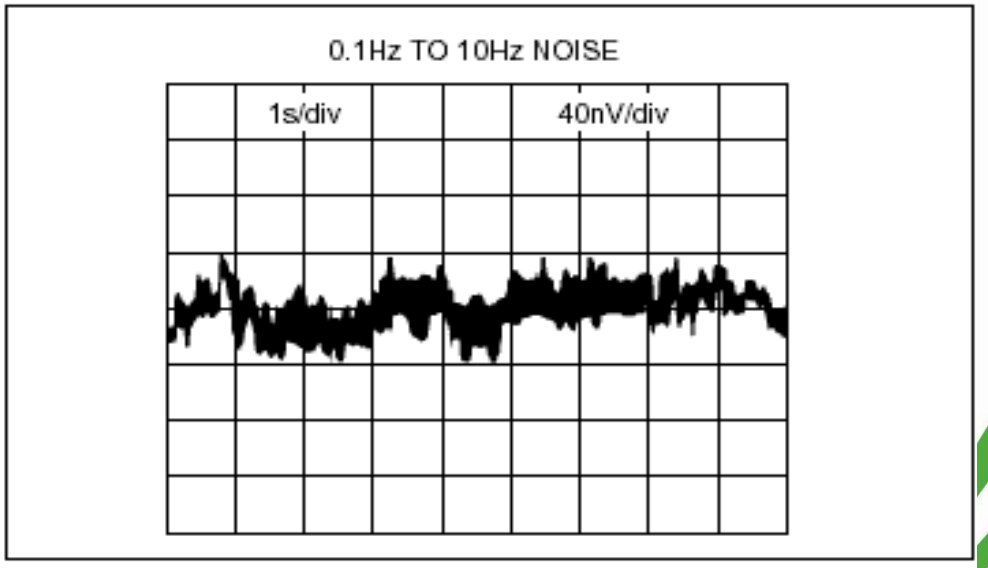
At V_{CC} = ±15VDC and T_A = +25°C unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPA27/37A, OPA27/37E			OPA27/37B, OPA27/37F			OPA27/37C, OPA27/37G			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT											
NOISE[6]											
Voltage, f_O = 10Hz			3.1	5.5		3.5	5.5		3.8	8.0	nV/√Hz
f_O = 30Hz			2.9	4.5		3.1	4.5		3.3	5.6	nV/√Hz
f_O = 1kHz			2.7	3.8		3.0	3.8		3.2	4.5	nV/√Hz
f_B = 0.1Hz to 10Hz			0.07	0.18		0.08	0.18		0.09	0.25	µVp-p
Current,[1] f_O = 10Hz			1.7	4.0		1.7	4.0		1.7		pA/√Hz
f_O = 30Hz			1.0	2.3		1.0	2.3		1.0		pA/√Hz
f_O = 1kHz			0.4	0.6		0.4	0.6		0.4	0.6	pA/√Hz

Um caso prático

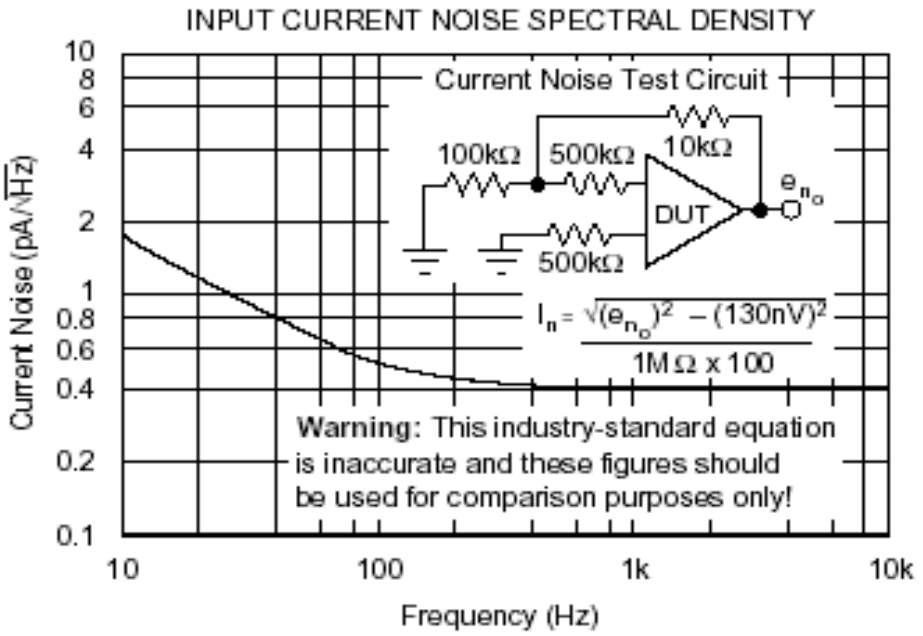
- Como visto anteriormente ruído rosa é o maior nas baixas freqüências (excluindo DC). Para este amplificador operacional é utilizado um circuito de teste como mostra a Figura e sua saída.

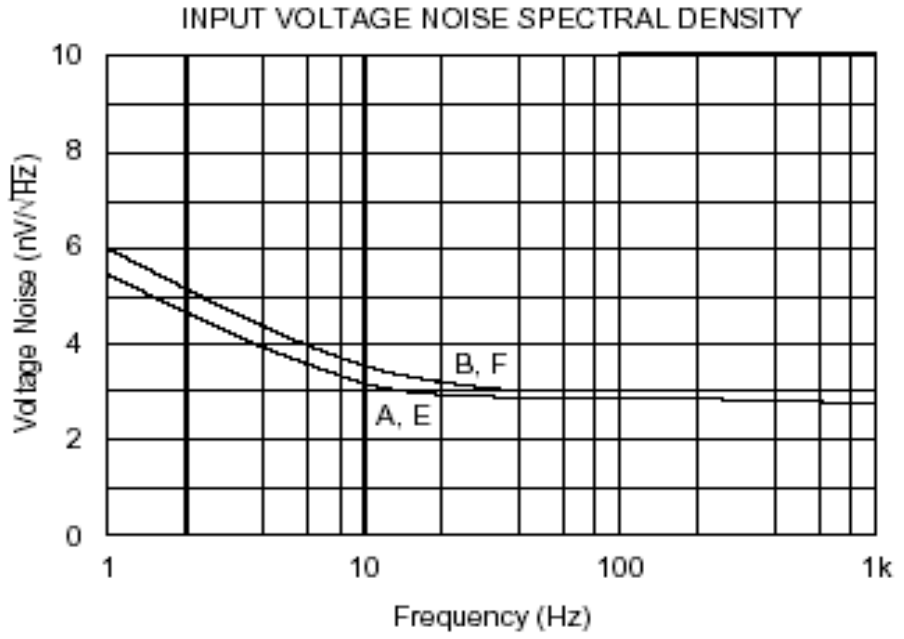




Um caso prático

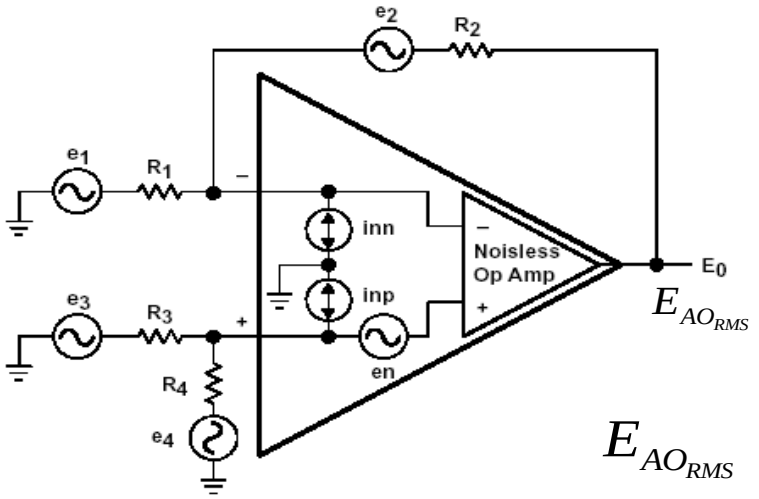
- A densidade espectral para a corrente de ruído de entrada e para a tensão de ruído de entrada é mostrada nas Figuras.
- Nesses gráficos pode-se conferir que a corrente de ruído é do tipo ruído rosa até aproximadamente 100Hz e a partir dessa freqüência existe o predomínio do ruído branco.
- A freqüência de canto neste caso está entre 100 e 200 Hz. No caso da fonte de ruído de tensão, tem comportamento rosa até os 10 Hz aproximadamente e a partir daí predomina o ruído branco.
- Para o cálculo do ruído do circuito deve se estimar qual a faixa de freqüências na qual o sinal de entrada do transdutor poderá variar, estabelecendo dessa forma os limites da integral (***f1*** e ***f2***).





Um caso prático

- Podemos considerar uma aplicação na configuração diferencial tratada anteriormente.
- Arbitrando o ganho de aproximadamente 101 (40 dB) na faixa de freqüências de 1kHz a 10kHz.
- Para o amplificador operacional na configuração diferencial com R1 = R3 = 1kΩ, R2 = R4 = 100 kΩ e considerando que somente há ruído branco inp = inn = in = 0.4 pA/√Hz × √(f2 – f1), e ep = 3nV/√Hz × √(f2 – f1). Os valores equivalentes para ep e in são:



$$E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[\left[e_p \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right]^2 + 2 \cdot \left[i_n R_2 \right]^2 \right] \cdot df}$$

$$E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\left[\left[3nV \left(\frac{1k\Omega + 100\Omega}{1k\Omega} \right) \right]^2 + 2 \cdot \left[0.4\,pA \times 100k\Omega \right]^2 \right] \times \left(10kHz - 1kHz \right)}$$

$$E_{AO_{RMS}} = \sqrt{\left[91.8 \times 10^{-15} + 3.22 \times 10^{-15} \right] \times \left(9kHz \right)} = 29.24\,\mu V$$

Um caso prático

- O ruído térmico devido aos resistores (considerando à temperatura ambiente):

$$E_{R_{RMS}} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 8kTR_2 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot df}$$

$$E_{R_{RMS}} = \sqrt{8 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 298 \times \left[100k\Omega \left(1 + \frac{100k\Omega}{1k\Omega} \right) \right] (10kHz - 1kHz)}$$

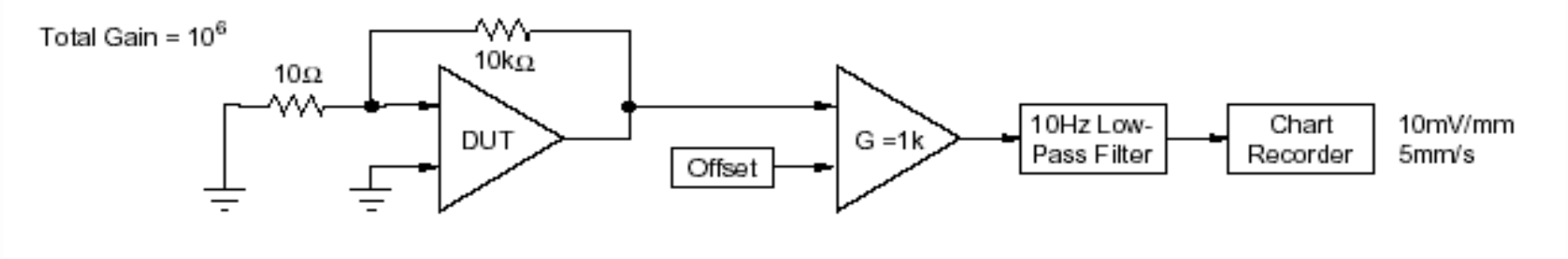
$$E_{R_{RMS}} = \sqrt{32.9 \times 10^{-21} \times 10.1 \times 10^{6} \times 9000} = 54.69\mu V$$

  - Pode se observar que o ruído devido aos resistores escolhidos é maior que o ruído intrínseco devido ao próprio amplificador operacional.
  - A tensão de ruído inerente total é igual a: $E_{T_{RMS}} = \sqrt{E_{R_{RMS}}^2 + E_{AO_{RMS}}^2} \approx 62\mu V$
  - Com esse valor, podemos calcular a SNR por Volt de saída:

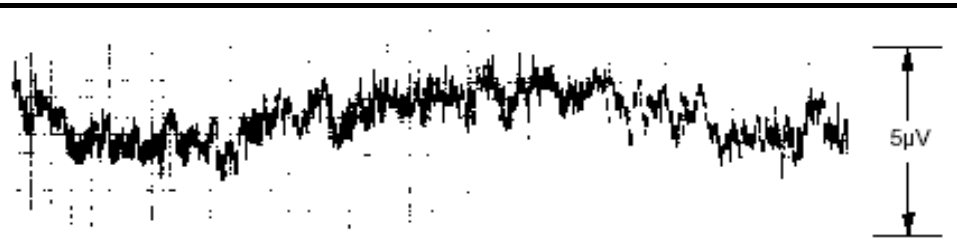
$$SNR = 20 \times \log \frac{1}{62\mu V} = 85.24dBV$$

Um caso prático

- O ruído intrínseco total comprometeria um bit de um sistema com conversor ADC de 16 bits, onde a resolução por ruído de quantização é de aproximadamente 70 μV para uma faixa de 0 a 5V, com erro esperado de 35 μV . A resolução desse sistema deverá ser especificada em 15 bits, apesar de utilizar um conversor de 16 bits.
- Na folha de especificações do amplificador do exemplo, a Burr-Brown® coloca um comparativo da tensão de saída de ruído usando outros modelos de amplificadores operacionais.

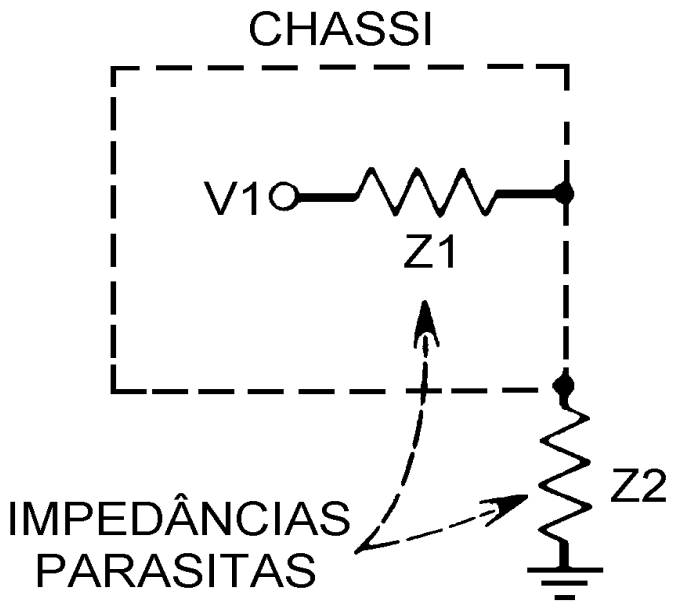


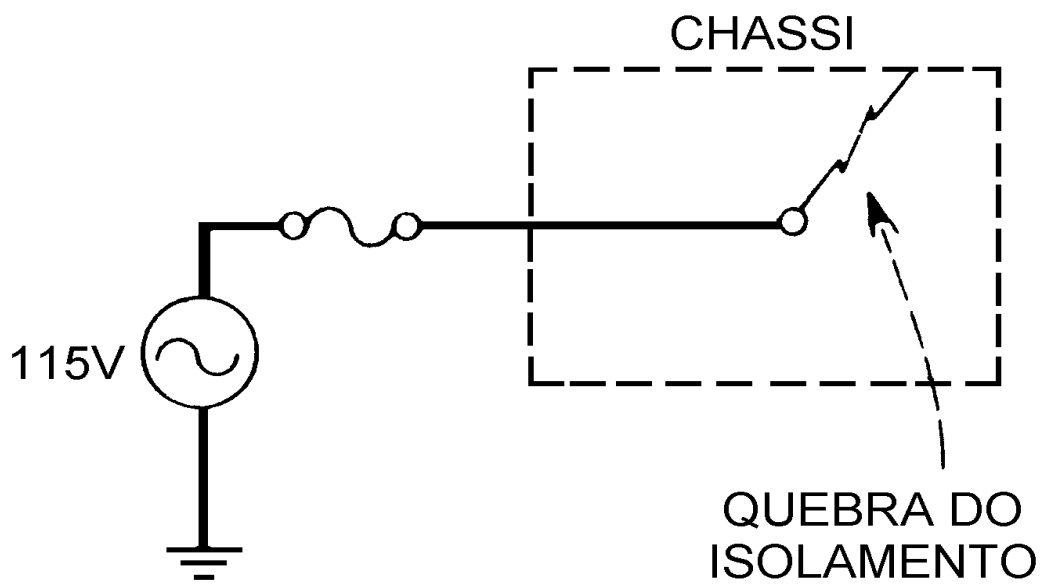
Um caso prático

Ruído num amplificador 741 com blindagem para ruído de acoplamento capacitivo e RFI	
Idem anterior com um amplificador OP07	
Idem anterior com um amplificador OPA27	
Circuito com OPA27 sem blindagem nenhuma e exposto a ambiente de laboratório (os potenciais termoelétricos externos são muito maiores que o ruído do OPA27)	

Aterramento

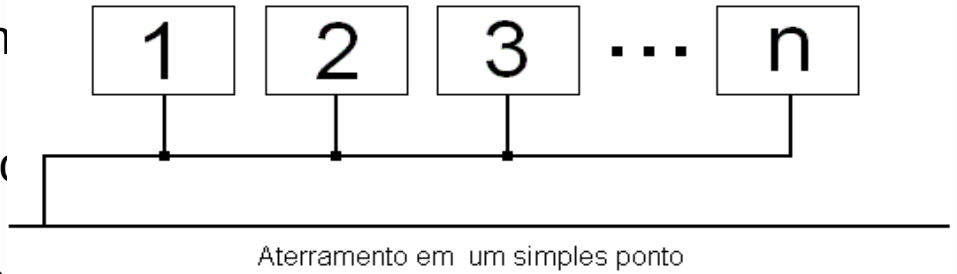
- **Aterramento Seguro**: considerações relacionadas à segurança exigem que o chassi de um equipamento elétrico seja aterrado



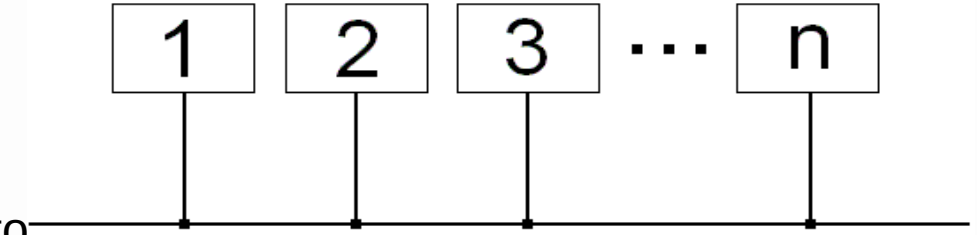


Aterramento de sinais

- Nas aplicações práticas o aterramento de sinais é um caminho de baixa impedância para a corren retornar para a fonte.
- O aterramento de sinais é determinado pelo tip de circuito, pela freqüência de operação, o tamanho do sistema e outras considerações, ta como, segurança.
- O aterramento pode ser em um ponto, aterramento multiponto e aterramento híbrido.
- A principal limitação do sistema de aterramento em um ponto ocorre em altas freqüências onde as indutâncias dos condutores aterrados aumentam a impedância do aterramento.
- O sistema de aterramento multiponto é utilizado principalmente em altas freqüências e circuitos digitais para minimizar a impedância do aterramento.



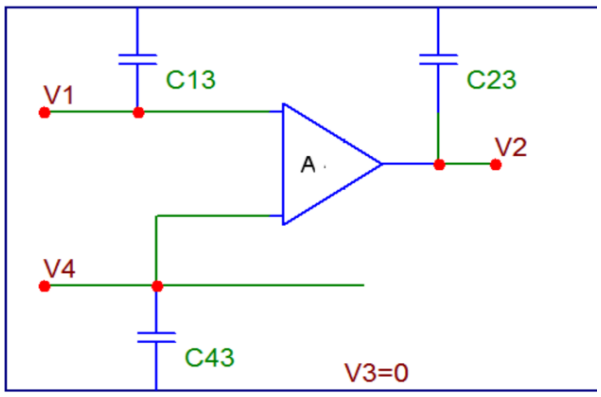
Aterramento em um simples ponto



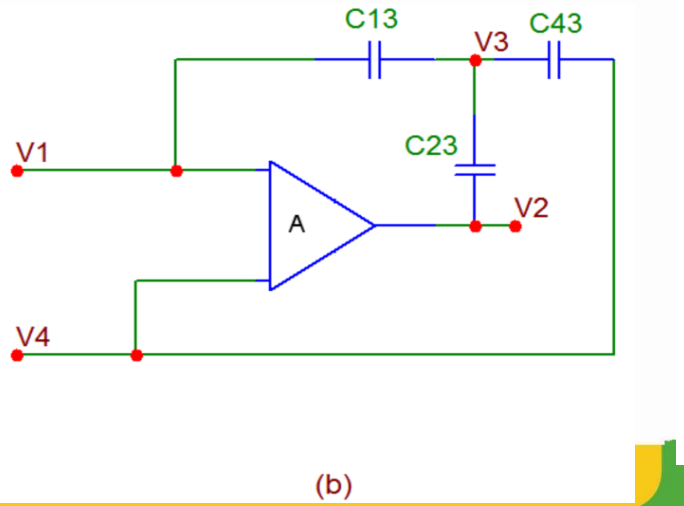
Aterramento multiponto

Notas práticas para redução do ruído

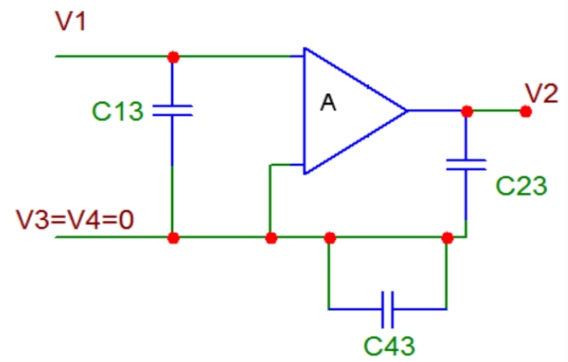
- **Blindagem básica**: A Figura (a) mostra um amplificador com entrada V_1, saída V_2 e um ponto de referência comum denominado V_4. O condutor em volta do amplificador está inicialmente desconectado, em outras palavras o potencial V_3 está “flutuando”.
- A Figura (b) mostra que todos os condutores possuem capacitâncias mútuas denominadas de C_{13}, C_{23} e C_{43}. Fica evidente nesse circuito que existe uma realimentação da saída até a entrada.
- Uma prática comum em circuitos analógicos é ligar a blindagem metálica (caixa do equipamento) ao comum do circuito. Como resultado, o efeito das capacitâncias parasitas é reduzido como mostrado na Figura.



(a)



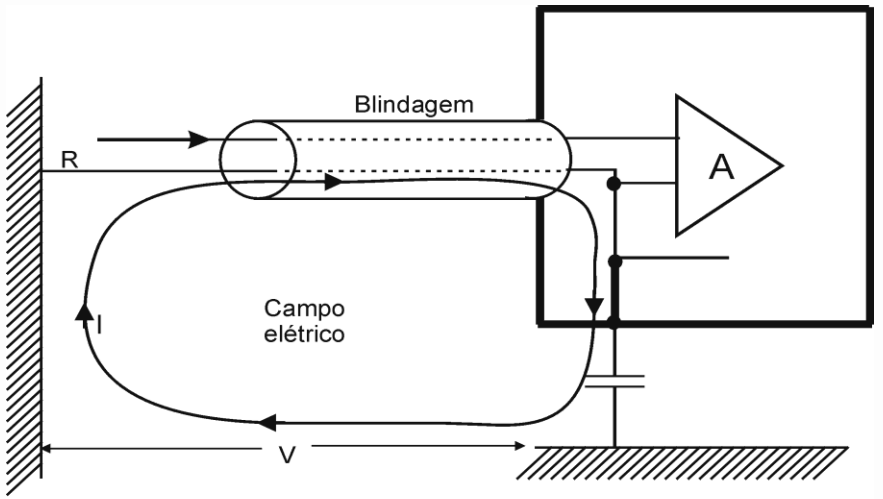
(b)



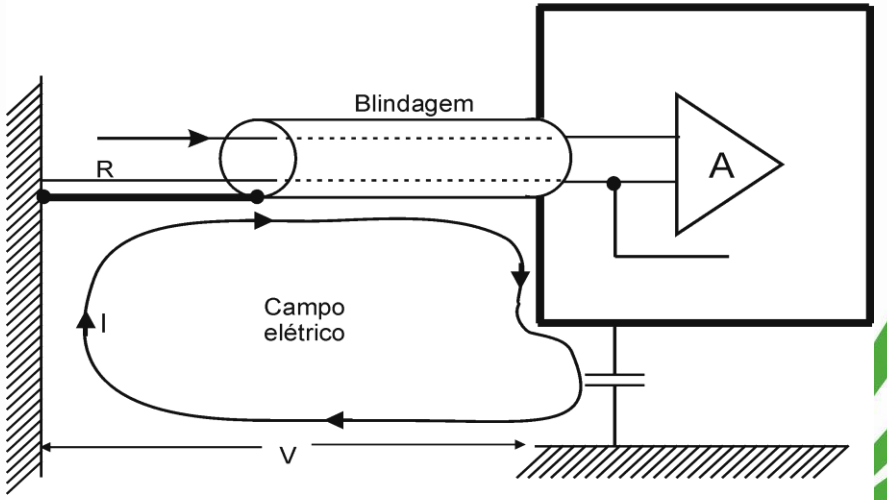
(c)

Boas práticas

- A maioria dos circuitos necessitam de conexões a pontos externos.
- A Figura mostra uma conexão externa à entrada do amplificador. Nesse caso a blindagem do cabo foi conectada ao comum do amplificador, e devido a ruídos externos uma tensão foi induzida no laço formado, e consequentemente surgiu uma corrente percorrendo pelo condutor.
- Se a conexão da blindagem ao comum do circuito for feita em um ponto onde o comum do circuito conecta-se ao terra externo, essa conexão mantém a circulação da corrente de interferência apenas na blindagem externa do cabo.
- Nenhuma parte da blindagem do cabo de entrada deve ser conectada a qualquer outro ponto de terra a fim de evitar laços, o que poderia acarretar em correntes induzidas em condutores expostos.
- Um circuito blindado deve ter o seu comum conectado no comum da fonte do sinal. Qualquer outra conexão de blindagem introduzirá interferências.



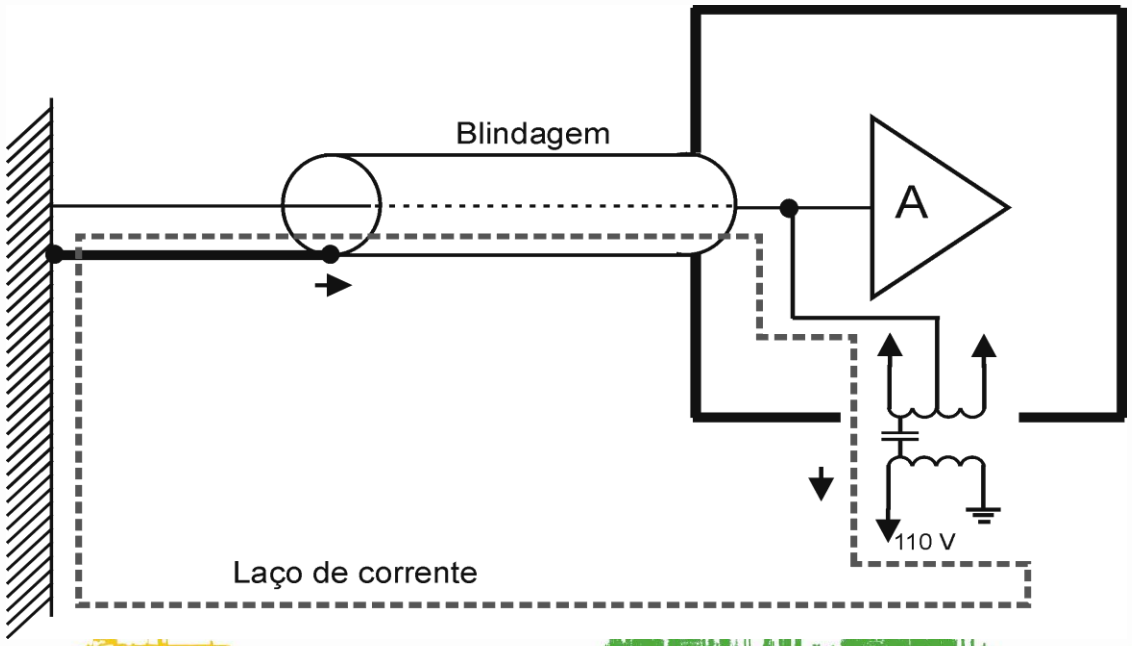
(a)



(b)

Boas práticas

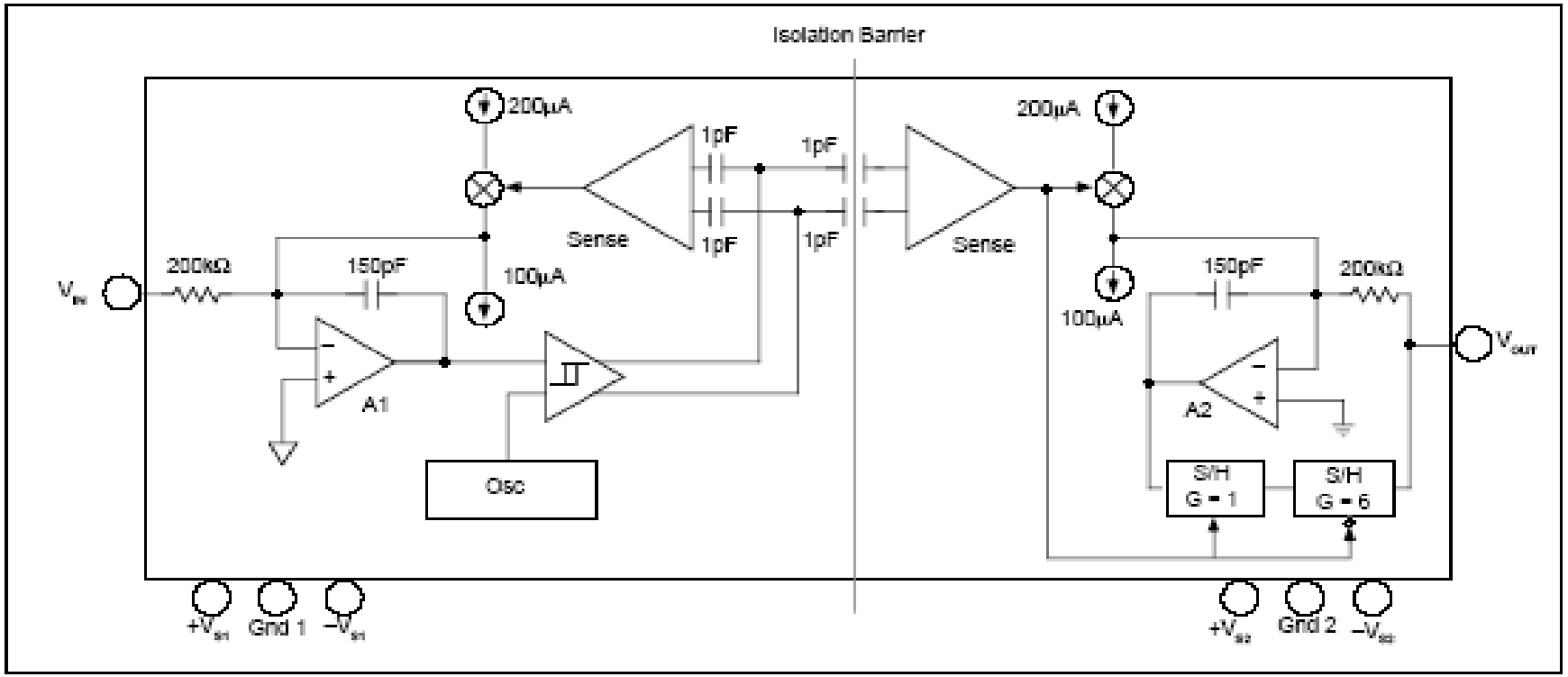
- **Alimentação AC**: Quando uma fonte de alimentação AC é introduzida no invólucro surgem novos problemas.
- O transformador acopla potência e campos externos do lado de fora para o interior do invólucro principalmente devido às capacitâncias entre o enrolamento primário e o secundário, que por sua vez está conectado ao comum do circuito.

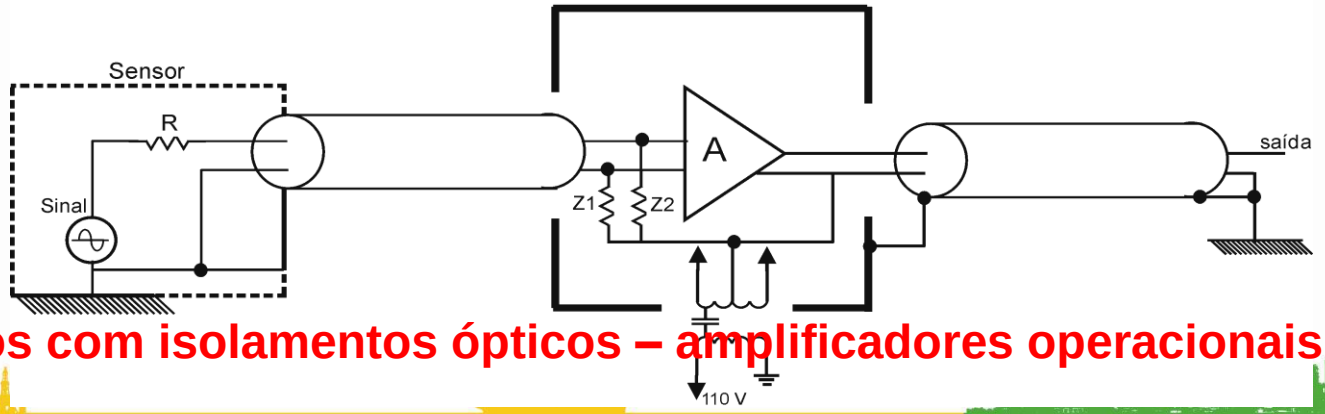


Boas práticas

- Os transformadores são geralmente construídos com o enrolamento primário separado por uma camada de isolante do secundário. Tipicamente a a capacitância entre enrolamentos é da ordem de centenas de picofarads. Na freqüência de 60 Hz, a reatância é da ordem de 10 MΩ, o que gera uma corrente da ordem de 12 μA ou ainda menor se o for utilizado um condutor aterrado enrolado próximo ao secundário.
- Esse nível de corrente não é problema para a maioria das aplicações, mas está relacionado às correntes de ruído de alta freqüência, resultante de campos eletromagnéticos, transientes na linha gerados por outro hardware conectado a mesma ou queda de tensão no neutro.
- Se o condutor comum de entrada é longo a corrente fluindo pelo mesmo pode causar uma queda de tensão significativa que é adicionado ao sinal.
- Esse tipo de interferência pode limitada com a utilização de filtros de linha ou circuitos de proteção.

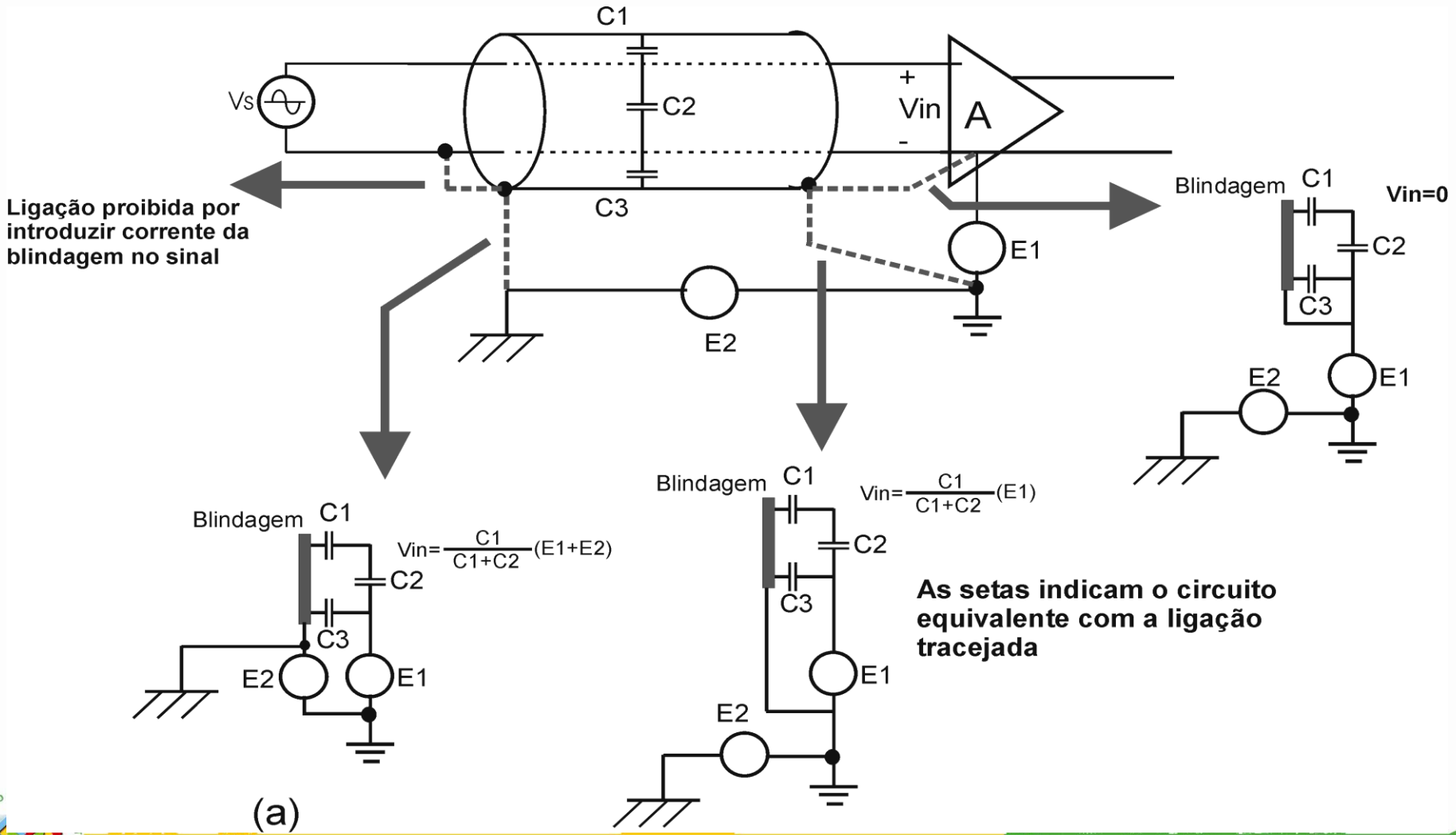
O problema de dois terras



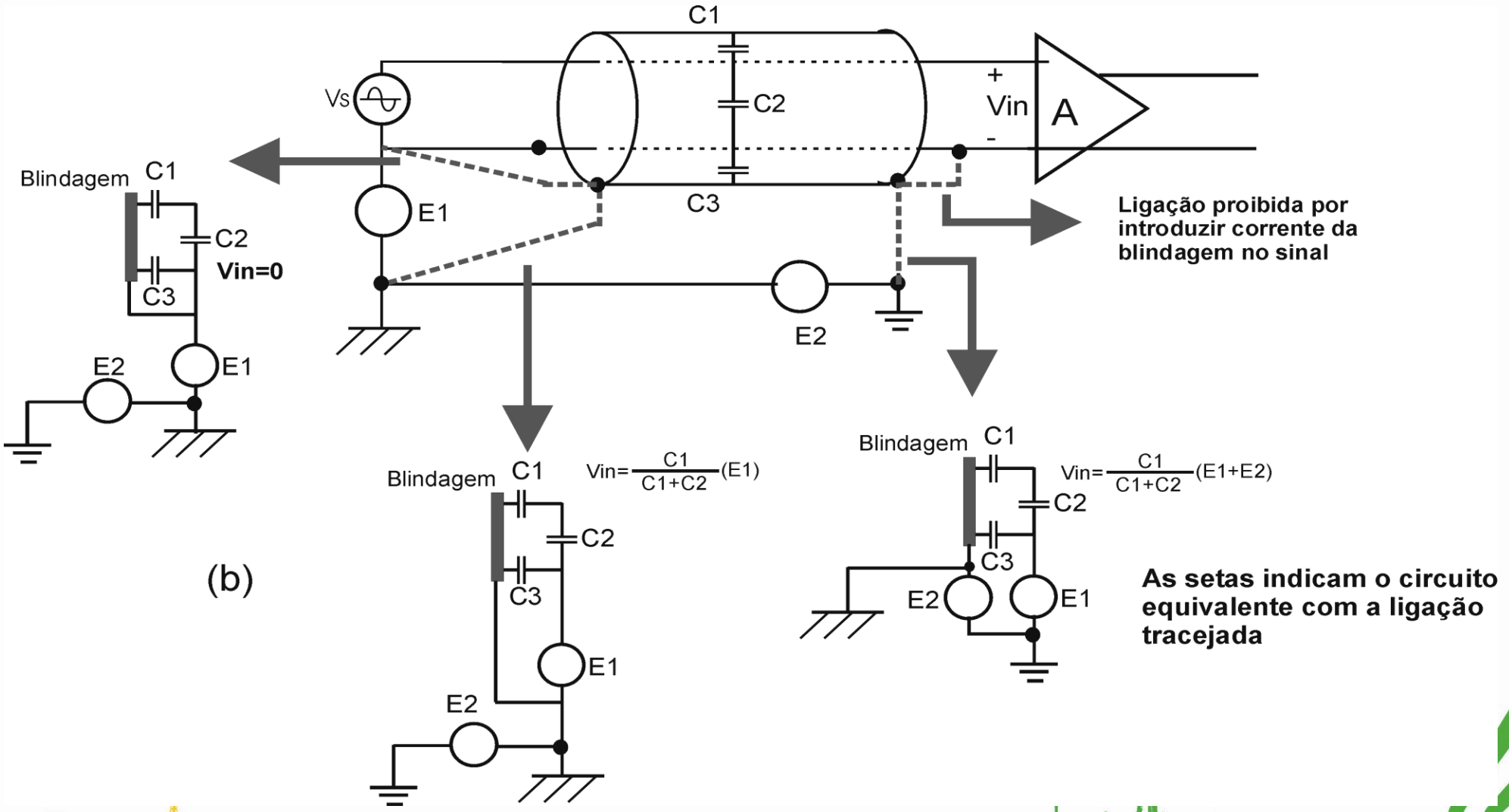


Existem meios com isolamentos ópticos – amplificadores operacionais isolados

(a) ligação para uma blindagem em um amplificador aterrado com fonte não aterrada E1 e E2 fontes de ruído

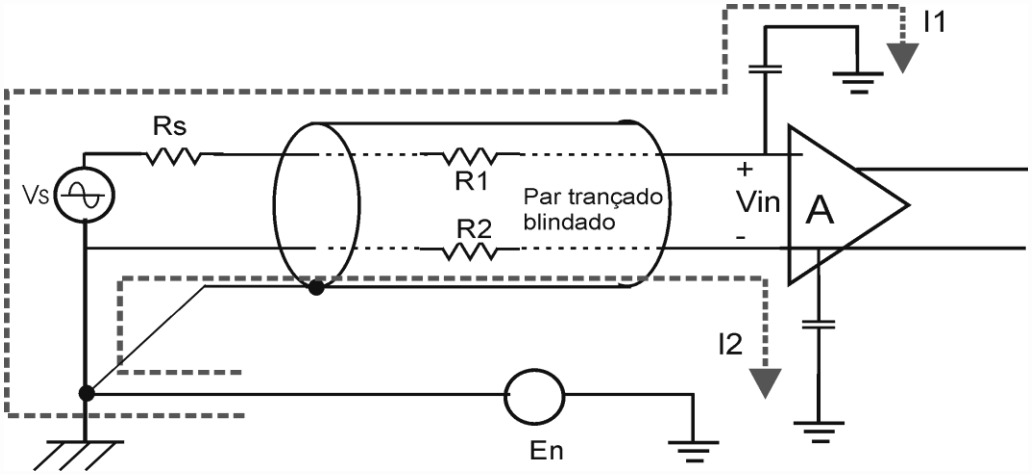


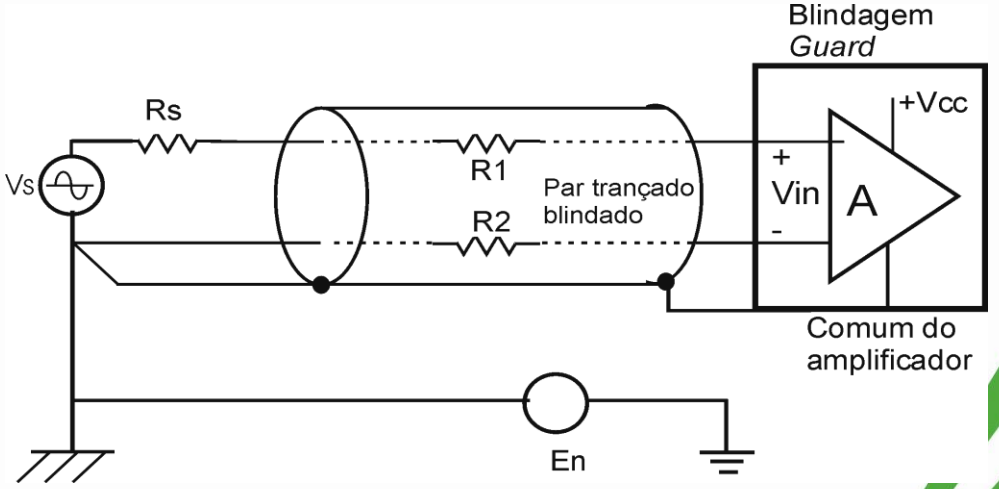
(b) ligação para uma blindagem em um amplificador não aterrado com fonte aterrada E1 e E2 fontes de ruído



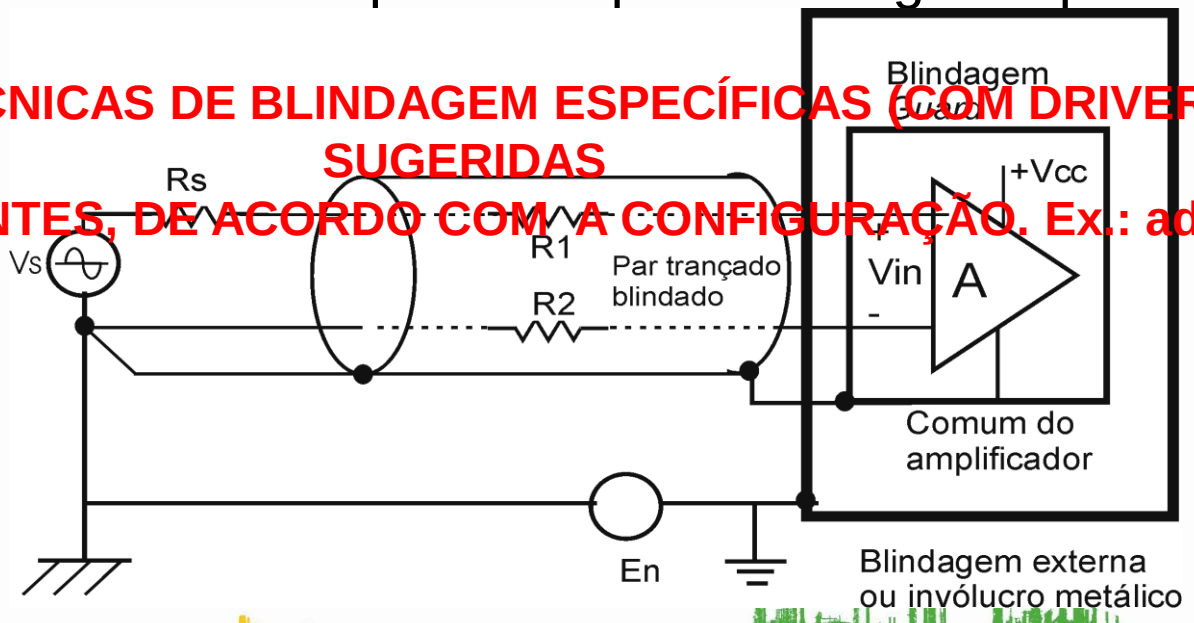
Boas práticas

- Amplificadores com fonte de sinal aterrada, oferecem caminho para correntes através de capacitâncias parasitas entre as entradas (do amplificador) e o terra.
- Pode-se implementar uma blindagem no amplificador e colocá-la no mesmo potencial que a blindagem do cabo. Isso evita que a corrente de ruído circule.
- Observe que, nesse caso, o amplificador deve ser alimentado com baterias ou então com um transformador blindado eletrostaticamente.





Boas práticas

- A blindagem guard deve sempre ser conectada de modo que não exista corrente fluindo entre os resistores de entrada. Isso geralmente significa conectar o guard no terminal de baixa impedância da fonte.
- Em circuitos práticos, ainda existe uma segunda blindagem, como o invólucro, por exemplo, conectado conforme mostra a Figura.
- A blindagem de guard deve ser conectada ao condutor do sinal de entrada, onde o mesmo é ligado ao ponto de referência externa. Em um sistema multicanal a melhor prática é prover um guard para cada sinal de entrada.

PROCURE TÉCNICAS DE BLINDAGEM ESPECÍFICAS (COM DRIVERS), SUGERIDAS POR FABRICANTES, DE ACORDO COM A CONFIGURAÇÃO. Ex.: ad620