TESE
218

TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

AUTOR
Prof. Laércio Caldeira

1979

TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

Trabalho apresentado como parte dos requisitos

à obtenção do Título de Mestre em Engenharia

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
19 NOV 1979
BIBLIOTECA MAUÁ

Autor: Laércio Caldeira

Orientador: José Abel Royo dos Santos

Co-Orientador: Ignácio Sérgio Miranda Ferreira

CLASS. 621.3.013.7:621.3.032(043.2)
CUTT. C 146 t
TOMBO 218

Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

PORTARIA Nº 178, DE 03 DE OUTUBRO DE 1979.

O Presidente da Comissão de Pós-Graduação, usando das atribuições que lhe são conferidas pelo Art. 8º do Regulamento da Comissão de Pós-Graduação

Resolve designar a Comissão composta pelos Senhores AMADEU CASAL CAMINHA, IGNÁCIO SÉRGIO MIRANDA FERREIRA e JOSÉ ABEL ROYO DOS SANTOS (Orientador) para na forma do Regulamento para Defesa de Dissertação de Mestrado, constituir a Banca Especial que, publicamente e a partir das 10.00 horas do dia 13 de outubro de 1979 examinará o candidato LAÉRCIO CALDEIRA, autor do trabalho de Dissertação intitulado: "Técnicas de Redução de Ruídos em Sistemas Eletrônicos", e apresentado como exigência final para obtenção do título de Mestre em Engenharia a ser-lhe concedido, se aprovado e satisfeitas as demais exigências regulamentares.

Prof. Antonio Eduardo Hermeto
Presidente da CPG

./cfcsd

Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

A N E X O I

PRONUNCIAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, nomeada por Portaria nº 178 de 03 / 10 / 79, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: "TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS"

apresenta pronunciamento no sentido de que a Comissão de Pós-Graduação da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite à DDD (Divisão de Divulgação e Documentação) a expedição do título de Mestre em Engenharia ELÉTRICA na Área de Concentração de SISTEMAS DE POTÊNCIA satisfeitas as demais exigências regimentais à LAÉRCIO CALDEIRA.

Itajubá, 13 de Outubro de 1979

1º Examinador
Engº Amadeu Casal Caminha

2º Examinador
Prof. Ignácio Sérgio M. Ferreira

3º Examinador (Orientador)
Prof. José Abel Royo dos Santos

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

ANEXO II

FOLHA DE JULGAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

Título da Dissertação: "TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS"

Autor: LAÉRCIO CALDEIRA

JULGAMENTO

EXAMINADORES	CONCEITO	RUBRICA
1º	A	
2º	A	
3º	A	

Resultado médio: Conceito A, ou seja aprovado

Observações:

Itajubá, 13 de Outubro de 19 79.

1º Examinador
Engº Amadeu Casal Caminha

2º Examinador
Prof. Ignácio Sérgio M. Ferreira

3º Examinador (Orientador)
Prof. José Abel Royo dos Santos

AGRADECIMENTO ESPECIAL

A meus pais,

por tudo.

AGRADECIMENTOS

O autor agradece aos professores José Abel Royo dos Santos, Ignácio Sérgio Miranda Ferreira e Czeslau Lubomiro Barczak pelo privilégio de tê-los como colaboradores e incentivadores.

Agradece também ao professor Joaquim Aparecido Martins pela amizade e confiança com que sempre o distinguiu e a todos os que se viram envolvidos na realização desse trabalho.

HOMENAGEM

O Professor Amadeu Casal Caminha sempre esteve na vanguarda junto aos que procuram o engrandecimento da EFEI. Pelo muito que já fez pela nossa Escola e pelo muito que certamente fará, nossa justa homenagem.

À minha esposa Nara

e filha Vivian,

dedico.

PREFÁCIO

Este trabalho cobre alguns aspectos práticos do controle e da supressão do ruído nos circuitos eletrônicos. Assim, pretende ser útil aos engenheiros envolvidos no projeto de sistemas ou equipamentos eletrônicos e também como texto para o ensino de vários aspectos práticos de supressão de ruído.

Por ocasião da EFEI integrar aos seus cursos de graduação, a Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica, tal trabalho foi iniciado. Visto que os futuros engenheiros dessa área, envolvidos com a eletrônica industrial, ver-se-ão constantemente em contato com projetos ou operação de equipamentos submetidos a ambientes com ruído, passou a ser fundamental o conhecimento pelos mesmos das técnicas de redução de ruído.

No presente é normal que muitos engenheiros não estejam aptos a se envolverem com problemas de ruído, uma vez que o assunto não é usualmente tratado nos cursos de graduação das Escolas de Engenharia e a literatura, ainda que extensa, é proporcionada mais através de um grande número de revistas técnicas. Entretanto, o pronunciado avanço da eletrônica na indústria e a necessidade de chaveamentos cada vez mais rápidos estão fazendo das técnicas de redução de ruído, uma ferramenta imprescindível.

O que se considera no texto é uma orientação para projeto sem qualquer complexidade matemática. Em alguns casos, os modelos representando fenômenos físicos foram simplificados visando proporcionarem resultados mais úteis.

Não se trata de um trabalho completo tendo em vista a vastidão do campo e de cada seção poderá originar outros trabalhos. Entretanto, espera-se que o mesmo seja útil.

L.C.

SUMÁRIO

Pág.

CAPÍTULO 1 - A INTERFERÊNCIA

1-1 A Compatibilidade Eletromagnética(EMC) 1.4
1-2 Definições 1.5
1-3 Trajetória Típica do Ruído 1.6
1-4 O Emprego da Teoria de Circuitos 1.7
1-5 Maneiras de Acoplamento de Ruído 1.10
Ruído Acoplado Condutivamente- Acoplamento por Impedância Comum - Os Campos Elétrico e Magnético 1.10
1-6 Miscelânea de Fontes de Ruído 1.12
A Ação Galvânica -A Ação Eletrolítica - O Efeito Triboelétrico - Movimento de Condutor 1.12
1-7 Métodos de Eliminação de Interferência 1.15

CAPÍTULO 2 - A BLINDAGEM DE CONDUTORES

2-1 O Acoplamento Capacitivo 2.2
O Efeito da Blindagem no Efeito Capacitivo 2.6
2-2 O Acoplamento Indutivo 2.9
Acoplamento Magnético entre a Blindagem e o Condutor Interno- A Blindagem para Impedir a Irradiação Magnética- Blindagem do Receptor contra Campos Magnéticos- Dados Experimentais 2.12
2-3 O Fator de Blindagem 2.23
2-4 A Blindagem Seletiva(exemplo) 2.24
2-5 O Cabo Coaxial e o Par Trançado Blindado 2.26
2-6 As Blindagens Trançadas 2.27
2-7 A Uniformidade da Corrrente de Blindagem 2.28

CAPÍTULO 3 - O ATERRAMENTO

3-1 Os Terras para Segurança 3.1
3-2 Os Terras de Sinais 3.3
3-3 Os Sistemas de Terra em um só ponto 3.4
3-4 Sistemas de Terra Multipontos 3.6
3-5 Aterramento Prático em Baixa Frequência 3.7
Os Terras das Ferragens 3.9
3-6 A Referência de Terra para um Circuito(exemplo 3-1)... 3.10
3-7 As Blindagens dos Amplificadores 3.13
3-8 O Aterramento das Blindagens dos Cabos 3.14
3-9 Os Transformadores de Neutralização e Isolamento 3.18
3-10 Os Acopladores Óticos 3.23
3-11 Os Amplificadores Diferenciais(exemplo 3-2) 3.24

Pág.

3-12 O Aterramento da Blindagem em Altas Frequências 3.26
3-13 As Blindagens de Guarda (exemplo 3-3) 3.27

CAPÍTULO 4 - OUTRAS TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO.

4-1 O Balanceamento (exemplo 4-1) 4.2
4-2 O Desacoplamento da Fonte de Energia 4.6
Os Filtros de Desacoplamento- O Desacoplamento de Amplificadores 4.12
4-3 A Filtragem em Altas Frequências 4.17
4-4 A Largura da Faixa do Sistema 4.18
4-5 As Técnicas Aplicadas aos Circuitos Digitais 4.19
4-6 Os Elementos de Ferrite como Técnica de Redução de Ruído 4.22

CAPÍTULO 5 - AS FONTES DE RUÍDO INTRÍNSECAS.

5-1 O Ruído Térmico 5.1
As Características do Ruído Térmico -A Largura de Faixa Equivalente do Ruído (exemplo 5-1) 5.5
5-2 O Ruído Shot 5.10
5-3 O Ruído de Contato 5.11
5-4 O Ruído Popcorn 5.12

CAPÍTULO 6 - O RUÍDO EM DISPOSITIVOS ATIVOS.

6-1 O Fator de Ruído 6.1
A Medição do Fator de Ruído 6.4
6-2 Cálculo da Relação S/N e da Tensão de Ruído de Entrada do Fator de Ruído 6.6
6-3 O Modelo por Tensão e Corrente 6.8
6-4 A Medição de V_n e I_n 6.11
6-5 Cálculo do Fator de Ruído e da Relação S/N em Função de V_n-I_n 6.12
6-6 A Resistência Ótima da Fonte 6.14
6-7 O Fator de Ruído de Estágios em Cascata 6.16
6-8 A Temperatura do Ruído 6.17
6-9 O Ruído no Transistor Bipolar 6.19
O Fator de Ruído do Transistor - AV_N - I_N para o Transistor 6.22
6-10 O Ruído no Transistor a Efeito de Campo 6.23
O Fator de Ruído para o FET - A Representação V_N - I_N para o FET. 6.25

(Cont. CAPÍTULO 6) Pág.

6-11 O Ruído no Amplificador Operacional Integrado 6.26
Métodos de Especificação de Ruído de Op Amp.-O Fator de Ruído do Op Amp 6.29

CONSIDERAÇÕES FINAIS .....

BIBLIOGRAFIA .....

CAPÍTULO 1

A INTERFERÊNCIA

O uso generalizado de circuitos eletrônicos e elétricos para comunicação, distribuição de energia, automação, computação e outros propósitos obriga diversos circuitos a operarem muito próximos. Muito frequentemente, estes circuitos se interferem adversamente.

A interferência eletromagnética (EMI) tem se tornado um problema importante para os projetistas de circuitos e tende a se tornar mais grave no futuro. O número elevado de dispositivos eletrônicos de uso cotidiano é parcialmente responsável por essa tendência. Além disso, o uso de circuitos integrados está reduzindo cada vez mais o tamanho dos equipamentos eletrônicos. Como os circuitos se tornam menores e mais sofisticados, mais circuitos são condensados em menores espaços, aumentando assim a possibilidade de interferência.

Hoje, os projetistas de equipamentos precisam fazer seus circuitos operarem sob condições além das ideais de laboratório. Assim, devem se certificar que o equipamento funcionará no ambiente real em proximidade a outros equipamentos. Em outras palavras, o equipamento não deverá ser afetado por fontes externas de ruído e tampouco deverá ser uma fonte de ruído. A eliminação ou realmente o bloqueio da interferência magnética deve ser um dos maiores objetivos do projeto.

Na Fig. 1.1, o diagrama em blocos de um receptor de rádio é usado como exemplo para a distinção dos vários tipos de interferência que poderão ocorrer no equipamento. Os condutores entre os estágios conduzem ruído e alguns estágios irradiam ruído. Além disso, as correntes de terra dos vários estágios fluem através da impedância de terra produzindo uma tensão de ruído na barra de terra. O acoplamento dos campos elétrico e magnético dos sinais nos vários condutores também está mostrado.

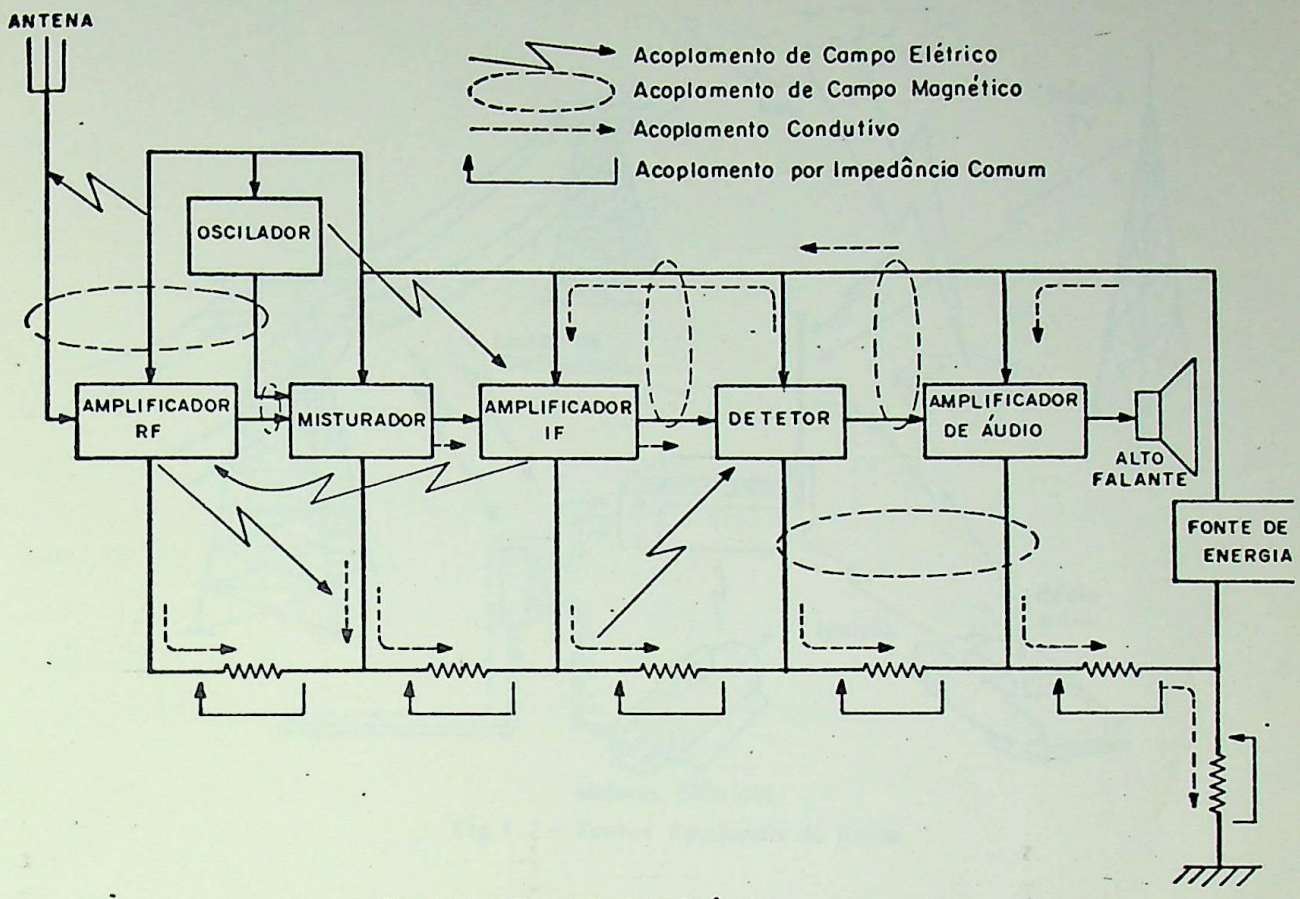


Fig. 1.1 — Tipos de Interferência

Estes problemas de ruído são exemplos da interferência entre equipamentos que devem ser resolvidos antes que o rádio opere no laboratório. Quando o rádio estiver instalado no ambiente real, ficará exposto a fontes adicionais de ruído externas, tal como mostrado na Fig. 1.2. As correntes de ruído são conduzidas para o receptor através da linha de alimentação ac, e o receptor ficará exposto à radiação eletromagnética de várias fontes. Neste caso, as fontes de ruído não estarão sob o controle do projetista. Entretanto, a unidade deverá ser projetada para operar nesse ambiente.

A Fig. 1.3 mostra o outro lado do problema do ruído. O rádio poderá ser uma fonte de ruído que irá interferir em outro equipamento. Partes do circuito irradiam ruído diretamente e os condutores da alimentação conduzem ruído para outros circuitos.

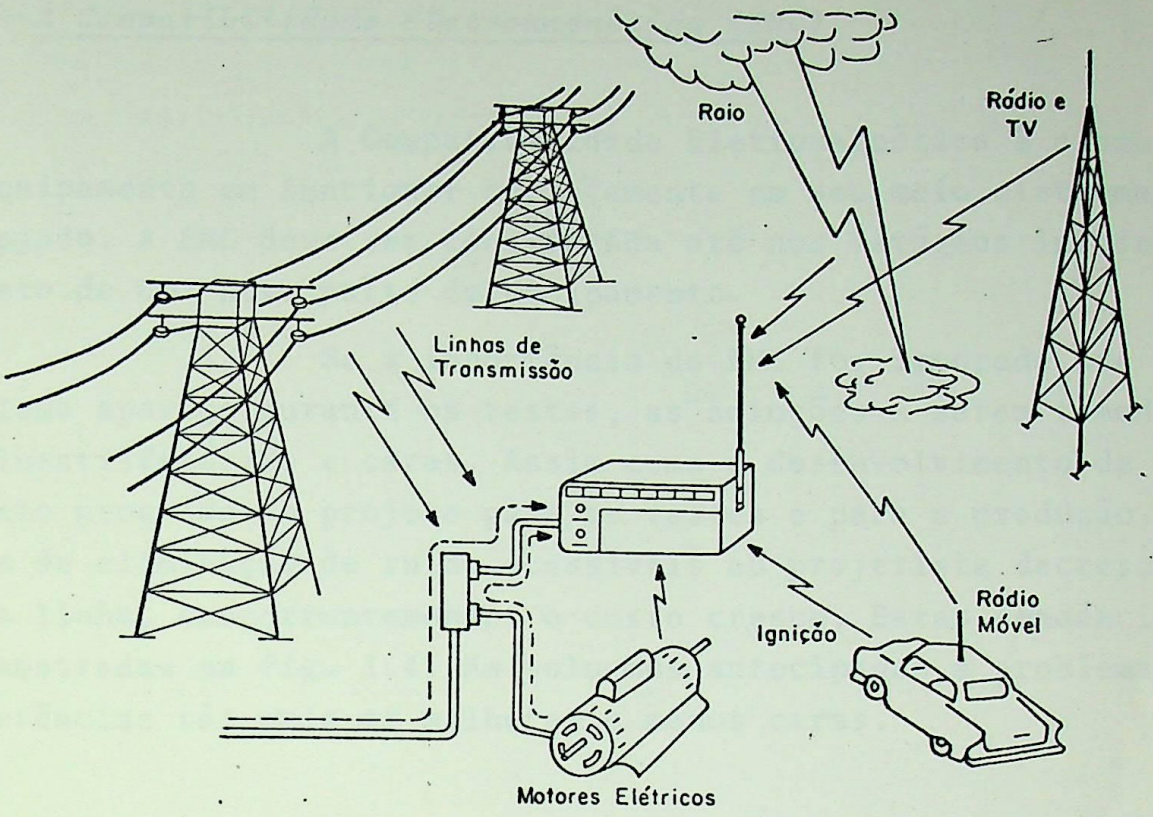


Fig. 1.2 - Fontes Adicionais de Ruído

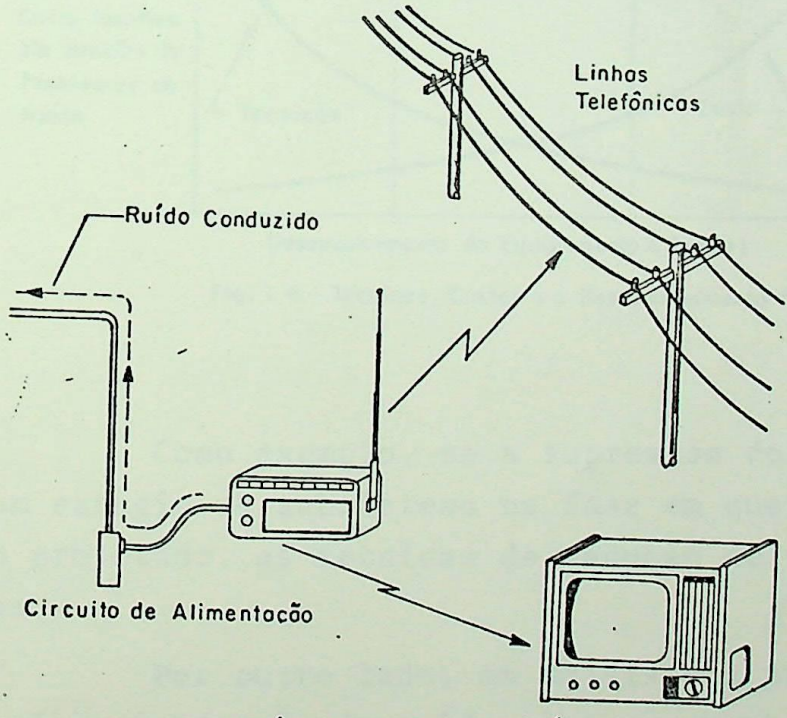


Fig. 1.3 - O Rádio Como Fonte de Ruído

1.1 - A Compatibilidade Eletromagnética (EMC)

A Compatibilidade Eletromagnética é a habilidade do equipamento em funcionar corretamente em seu meio eletromagnético planejado. A EMC deve ser considerada até nos estágios iniciais do projeto de uma nova parte do equipamento.

Se a importância da EMC for ignorada até que um problema apareça durante os testes, as soluções a serem tomadas serão insatisfatórias e caras. Assim como o desenvolvimento de um equipamento progride do projeto para os testes e para a produção, as técnicas de eliminação de ruído acessíveis ao projetista decrescem na mesma linha; concorrentemente, o custo cresce. Estas tendências estão mostradas na Fig. 1.4. As soluções antecipadas a problemas de interferências são pois as melhores e menos caras.

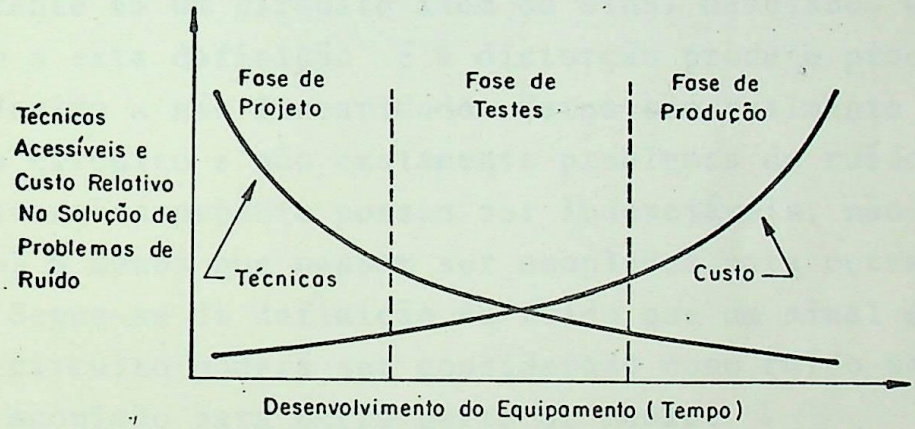


Fig. 1.4 - Técnicas, Custos e o Desenvolvimento do Equipamento

Escola Federal de Engenharia Biblioteca MAUÁ - Itajubá -

Como exemplo, se a supressão do ruído for considerada para um estágio ou subsistema na fase em que o equipamento estiver sendo projetado, as técnicas de redução de ruído serão simples e diretas.

Por outro lado, em um sistema projetado com completa desatenção a supressão de ruído, quase seguramente ter-se-á problemas na fase de testes. A análise no instante final, em que muitas combinações de trajetórias de ruído estarão contribuindo para o problema, poderá ser bem complicada.

As soluções neste último estágio usualmente envolvem a adição de componentes extras. Pela desatenção, paga-se a adição do custo da engenharia, dos componentes adicionais, sua instalação e não se esquecendo ainda do tamanho, peso e potência de dissipação adicionais.

Considerações oportunas também devem ser feitas para o trabalho de minimização do valor do ruído gerado pelo equipamento. É sempre interessante controlar ao máximo o ruído na sua própria fonte uma vez que isto poderá evitar problemas de interferência em um grande número de receptores. Assim para se proporcionar compatibilidade eletromagnética, o equipamento deve ser projetado para não afetar e nem ser afetado por qualquer outro equipamento.

1.2 - Definições

O *ruído* pode ser definido como qualquer sinal elétrico presente em um circuito além do sinal desejado. Uma importante exceção a esta definição é a distorção produto produzida em um circuito devido a não linearidade. Estes são realmente problemas do projeto do circuito e não exatamente problemas de ruído. Ainda que estas distorções produto possam ser indesejáveis, não são consideradas ruídos a menos que possam ser acopladas para outras partes do circuito. Segue-se da definição de ruído que um sinal desejado em uma parte do circuito poderá ser considerado como ruído se for inadvertidamente acoplado para outra parte do mesmo.

As fontes de ruído podem ser agrupadas em três categorias maiores. A primeira contém as fontes de ruído intrínsico que surgem de flutuações aleatórias dentro dos sistemas físicos. Como exemplos de ruído intrínsico tem-se o ruído térmico e o ruído shot. A segunda são as fontes de ruído feitas pelo homem, tais como os motores e as chaves. A terceira categoria é o ruído devido a distúrbios naturais tais como raios e manchas solares.

A *interferência* pode ser definida como o efeito indesejável do ruído. Se uma tensão de ruído provoca operação insatisfatória de um circuito, isto será interferência. Normalmente o ruído não pode ser eliminado mas somente reduzido em magnitude até que não provoque mais interferência.

A *susceptibilidade* é a capacidade de um dispositivo ou circuito de responder ao sinal elétrico indesejável (ruído). O nível de susceptibilidade de um circuito é o ambiente de ruído em que o equipamento poderá operar satisfatoriamente.

1.3 - *Trajetória Típica do Ruído*

Um diagrama em blocos de uma trajetória típica de ruído está mostrado na Fig. 1.5. Como pode ser visto, três elementos são necessários para se produzir um problema de ruído. Será necessário primeiro uma fonte de ruído. Segundo, deve-se ter um circuito receptor susceptível ao ruído. Terceiro, deve-se ter um canal de acoplamento que transmita o ruído da fonte para o receptor.

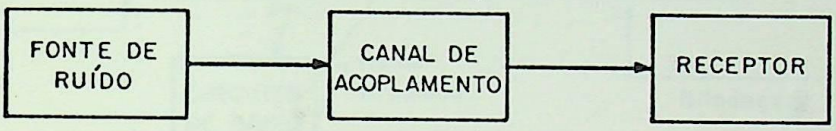


Fig. 1.5 - Trajetório Típico de Ruído

O primeiro passo na análise de um problema de ruído é definir o próprio problema. Isto é feito pela determinação de quem é a fonte de ruído, de quem é o receptor e de como a fonte e o receptor estão acoplados. Segue-se que há três maneiras de se romper a trajetória de um ruído:

(a) o ruído poderá ser suprimido na fonte.
(b) o receptor poderá ser feito insensível ao ruído.
(c) a transmissão pelo canal de acoplamento poderá ser minimizada.

Em alguns casos, as técnicas de supressão de ruído poderão ser aplicadas às duas ou até às três partes da trajetória do mesmo.

Como um exemplo, considere-se o circuito mostrado na Fig. 1.6 que trata de um motor dc blindado conectado a seu circuito de alimentação. O ruído do motor está interferindo em um circuito de baixo nível no mesmo equipamento. O ruído do comutador do

motor é conduzido para fora da blindagem através dos condutores do circuito de alimentação. Dos condutores, o ruído é irradiado para o circuito de baixo nível.

Neste exemplo, a fonte de ruído consiste dos arcos entre as escovas e o comutador. O canal de acoplamento tem duas partes: condução através dos condutores do motor e irradiação dos mesmos. O receptor é o circuito de baixo nível. Neste caso, nada poderá ser feito na fonte ou no receptor. Logo, a interferência deverá ser eliminada rompendo-se o canal de acoplamento. Assim, a condução do ruído para fora da blindagem ou a irradiação dos condutores deve ser interrompida.

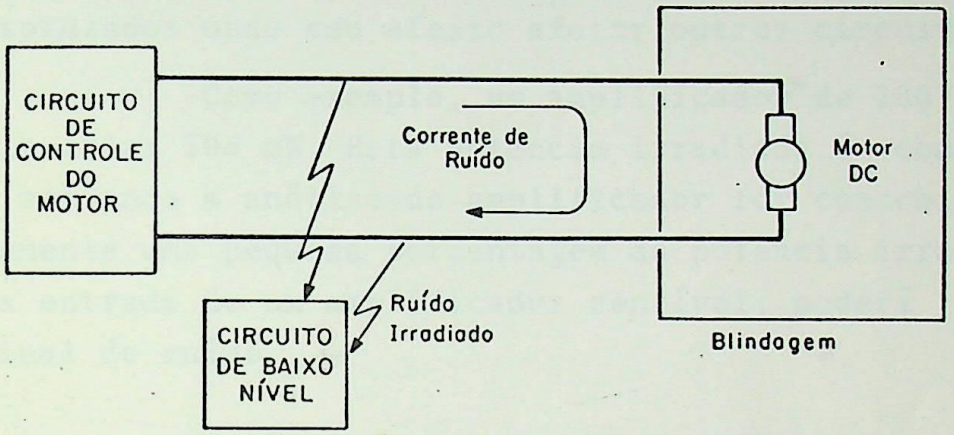


Fig. 1.6- Exemplo de Fonte de Ruído, Receptor e Canal de Acoplamento

1.4 - *O Emprego da Teoria de Circuitos*

Para uma resposta exata à questão de como qualquer circuito elétrico se comporta, as equações de Maxwell terão que ser resolvidas. Estas equações são funções das três variáveis de espaço (x, y, z) e do tempo (t). As soluções destas equações mesmo para os problemas simples são usualmente muito complexas. Para se evitar esta complexibilidade, uma técnica de análise aproximada chamada de *análise de circuito elétrico* é usada em muitos passos do projeto.

A análise de circuito elimina as variáveis espa

ciais e proporciona soluções aproximadas em função do tempo somente. Esta análise assume o seguinte:

(a) todos campos elétricos estão confinados ao interior dos capacitores.

(b) todos campos magnéticos estão confinados ao interior dos indutores.

(c) as dimensões dos circuitos são pequenas comparados aos comprimentos de ondas sob consideração.

O que realmente se está considerando é que os campos externos, ainda que presentes, podem ser desprezados na solução do circuito. Por outro lado, estes campos podem não ser necessariamente desprezados onde seu efeito afetar outros circuitos.

Como exemplo, um amplificador de 100 W de potência poderá irradiar 100 mW. Esta potência irradiada é completamente desprezível até onde a análise do amplificador for concebida. Entretanto, se somente uma pequena porcentagem da potência irradiada for captada pela entrada de um amplificador sensível, poderá produzir um grande sinal de ruído.

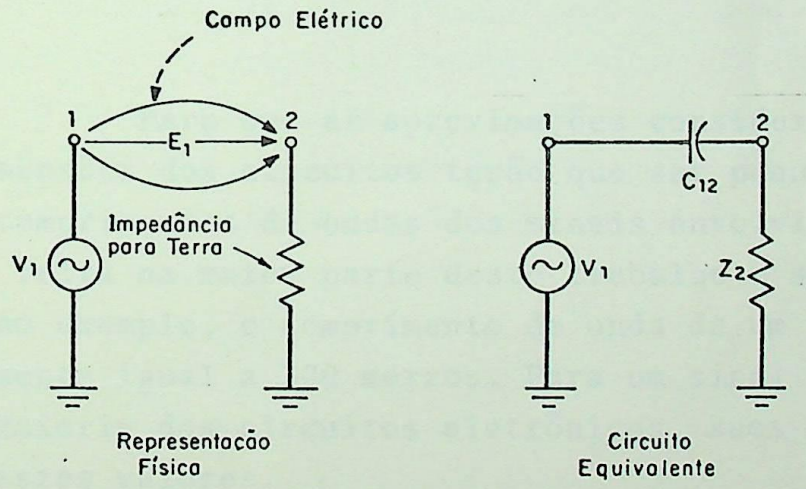


Fig. 1.7 - Capacitor Representando Campo Elétrico

Sempre que possível, os canais de acoplamento de ruído devem ser representados por circuitos com componentes concentrados equivalentes. Por exemplo, um campo elétrico variável no tempo estabelecido entre dois condutores poderá ser representado por um capacitor conectado aos dois condutores (Fig. 1.7). Um campo mag-

nético variável no tempo e que acopla dois condutores poderá ser representado por uma indutância mútua entre os dois circuitos (Fig. 1.8).

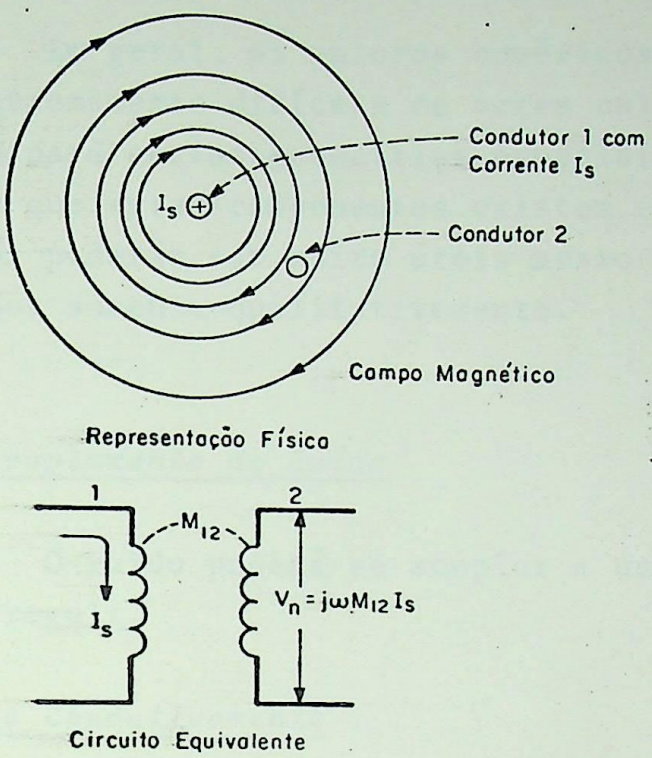


Fig. 1.8 – Indutância Mútua Representando Acoplamento Magnético

Para que as aproximações consideradas sejam válidas, as dimensões dos circuitos terão que ser pequenas quando comparadas aos comprimentos de ondas dos sinais envolvidos. Esta consideração será feita na maior parte deste trabalho e será normalmente razoável. Como exemplo, o comprimento de onda de um sinal de 1 MHz é aproximadamente igual a 300 metros. Para um sinal de 300 MHz será 1 metro. Na maioria dos circuitos eletrônicos, suas dimensões são menores que estes valores.

Mesmo quando a consideração acima não for válida, a representação por componentes concentrados será ainda utilizável pelas seguintes razões:

(a) As soluções das equações de Maxwell não é praticável na maioria dos problemas de ruído em ambiente real porque as condições de contorno são complexas.

(b) A representação por componentes concentrados não fornecem necessariamente a resposta numérica correta, mas mostra claramente como o ruído depende dos parâmetros do sistema. Por outro lado, as soluções das equações de Maxwell, mesmo se possível, não mostram tais dependências claramente.

Em geral, os valores numéricos dos componentes concentrados são extremamente difíceis de serem calculados com certa precisão, exceto para certas geometrias especiais. Entretanto, poder-se-á concluir que estes componentes existem e como será mostrado, os resultados poderão ser muito úteis mesmo quando os componentes forem definidos somente qualitativamente.

1.5 - *Maneiras de Acoplamento de Ruído*

O ruído poderá se acoplar a um circuito das maneiras mostradas a seguir.

Ruído Acoplado Condutivamente

Uma das mais simples, mas sempre encontradas, maneiras de se acoplar ruído para um circuito é sobre um condutor. Um fio passando por um ambiente ruidoso poderá captar ruído e depois conduzí-lo para outro circuito, onde provocará interferência. A solução é impedir que o fio capte o ruído ou então remover o ruído do mesmo por desacoplamento antes que interfira com o circuito sensível.

O melhor exemplo nesta categoria é o ruído conduzido para um circuito pelos condutores de alimentação. Se o projetista do circuito não tiver controle sobre a fonte de energia, ou se outro equipamento for conectado à esta mesma fonte, torna-se necessário desacoplar o ruído dos condutores antes que entrem no circuito.

Acoplamento por Impedância Comum

O acoplamento por impedância comum ocorre quando correntes de dois diferentes circuitos fluem por uma impedância

comum. A queda de tensão na impedância *vista* por cada circuito será influenciada pelo outro.

O exemplo clássico deste tipo de acoplamento está mostrado na Fig. 1.9. As correntes de terra 1 e 2 fluem através da impedância de terra comum. Até onde o circuito 1 é concebido, seu potencial de terra será modulado pela corrente de terra 2 fluindo na impedância comum. Logo, qualquer sinal de ruído será acoplado do circuito 2 para o circuito 1 através de tal impedância.

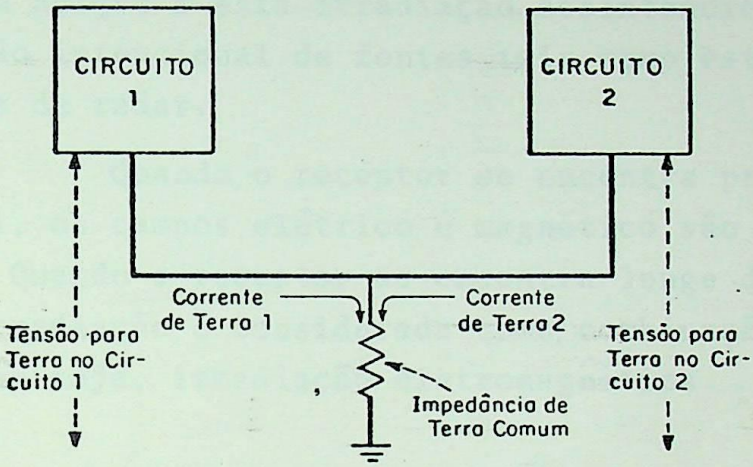


Fig. 1.9- Acoplamento por Impedância Comum

Um outro exemplo desse problema está ilustrado no circuito de distribuição de energia mostrado na Fig. 1.10. Qualquer variação na corrente da fonte requerida pelo circuito 2, afetará a tensão nos terminais do circuito 1, devido as impedâncias comuns das linhas e a impedância interna da fonte.

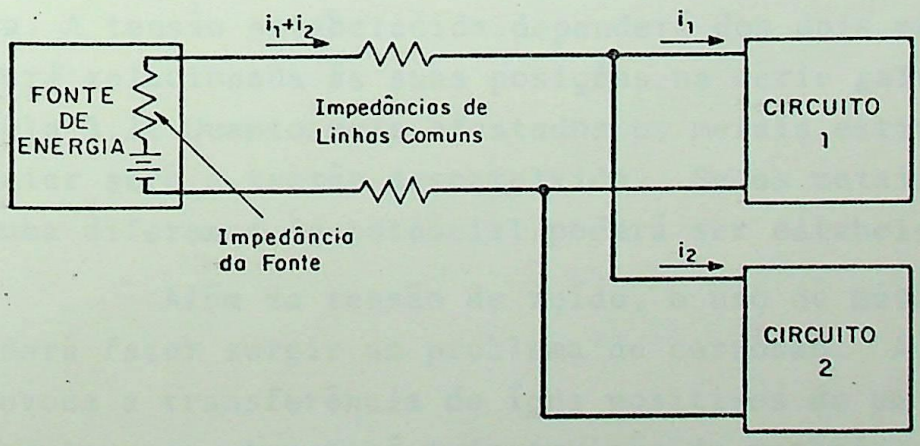


Fig. 1.10- Acoplamento por Impedâncias Comuns

Alguma melhoria poderia ser conseguida pela conexão dos condutores do circuito 2 bem próximo aos terminais de saída da fonte, decrescendo assim o valor da impedância comum das linhas. Entretanto, permanecerá o acoplamento através da impedância interna da fonte.

Os Campos Elétrico e Magnético

Os campos elétrico e magnético propiciam outro meio para acoplamento de ruído. Todos elementos de circuito incluindo os condutores radiam campos eletromagnéticos sempre que uma carga é movida. Em adição a esta irradiação desintencional há o problema da irradiação intencional de fontes tais como estações de rádio e transmissores de radar.

Quando o receptor se encontra próximo a fonte (campo próximo), os campos elétrico e magnético são considerados separadamente. Quando o receptor se encontra longe da fonte (campo distante), a irradiação é considerada como combinação da elétrica e da magnética, ou seja, irradiação eletromagnética.

1.6 - Miscelânea de Fontes de Ruído

A Ação Galvânica

Se metais não similares são usados na trajetória do sinal em um circuito de baixo nível, uma tensão de ruído poderá surgir devido a ação galvânica entre os dois metais. A presença de umidade ou vapor d'água na união dos dois metais produzirá uma pilha química. A tensão estabelecida dependerá dos dois metais empregados e será relacionada às suas posições na série galvânica mostrada na Tabela 1.1. Quanto mais afastados os metais estiverem nesta tabela, maior será a tensão desenvolvida. Se os metais forem iguais, nenhuma diferença de potencial poderá ser estabelecida.

Além da tensão de ruído, o uso de metais não similares poderá fazer surgir um problema de corrosão. A corrosão galvânica provoca a transferência de íons positivos de um metal para outro. Gradulamente, ter-se-á a destruição do material do anodo.

A velocidade de corrosão dependerá da umidade do meio ambiente e de como os metais estão afastados na série galvânica. Quanto mais afastados os metais estiverem na série galvânica mais rápida será a transferência de íons. Uma infeliz, porém comum, combinação de metais é a do alumínio e o cobre. Com esta combinação, o alumínio será corroído. Entretanto, a reação diminuirá consideravelmente se o cobre for revestido com uma liga de chumbo e estanho pois o alumínio e esta liga estão próximos na série galvânica.

ANODO
(Mais sensível à corrosão)

Grupo I	1 - Magnésio		13 - Níquel (ativo)
			14 - Latão
	2 - Zinco		15 - Cobre
	3 - Aço Galvanizado		16 - Bronze
Grupo II	4 - Alumínio 2S	Grupo IV	17 - Liga Cobre Níquel
	5 - Cádmio		18 - Monel
	6 - Alumínio 17ST		19 - Soldo de Prata
			20 - Níquel (passivo)
	7 - Aço		21 - Aço Inoxidável (passivo)
	8 - Ferro		
	9 - Aço Inoxidável (ativo)		22 - Prata
		Grupo V	23 - Grafite
Grupo III	10 - Soldo de Chumbo e Estanho		24 - Ouro
			25 - Platina
	11 - Chumbo		
	12 - Estanho		

CATODO
(Menos sensível à corrosão)

Tabela 1.1 - Série Galvânica

Antes que a ação galvânica possa ocorrer, quatro elementos são necessários:

(a) Material anódico (classificação superior na Tabela 1.1)
(b) eletrólito (usualmente presente como umidade)
(c) material catódico (classificação inferior na Tabela 1.1)
(d) conexão para condução elétrica entre anodo e catodo (usualmente presente como uma trajetória de dispersão ou de fuga).

A ação galvânica poderá ter lugar mesmo sem umidade entre o anodo e o catodo. Basta que haja alguma umidade sobre

a superfície onde os dois metais são ligados para que se dê início ao processo, como mostrado na Fig. 1.11.

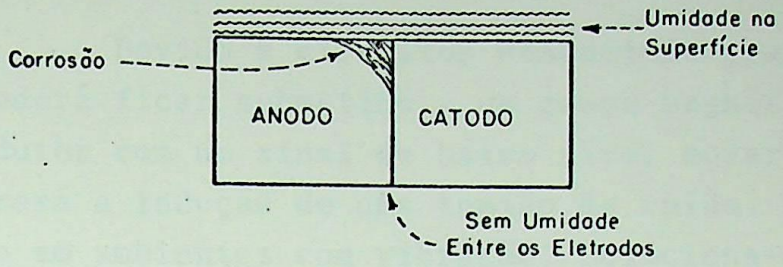


Fig. 1.11 - A Ação Galvônica

De acordo com a Tabela 1.1 os metais são divididos em cinco grupos. Quando se necessita combinar metais não similares é aconselhável usar metais do mesmo grupo.

A Ação Eletrolítica

Um segundo tipo de corrosão é a devida a ação eletrolítica. Esta é provocada por uma corrente direta fluindo entre dois metais com um eletrólito (que poderá ser a umidade ambiental levemente ácida) entre eles. Este tipo de corrosão não depende dos dois metais empregados e ocorrerá mesmo que sejam iguais. A velocidade da corrosão dependerá do valor da corrente e da condutividade do eletrólito.

O Efeito Triboelétrico

Uma carga poderá ser produzida no material dielétrico de um cabo elétrico se o dielétrico não mantiver contato com os condutores do cabo. Este efeito é denominado *triboelétrico* e é usualmente causado pela flexão do cabo.

A carga gerada atuará como uma fonte de tensão de ruído dentro do cabo. A eliminação de fortes flexões e de movimentos do cabo minimiza este efeito. Um cabo especial de baixo ruído poderá ser conseguido mediante tratamento químico para reduzir a possiblidade do aparecimento de cargas no dielétrico.

Movimento de Condutor

Se um condutor for movido através de um campo magnético, uma tensão será induzida em seus terminais.

Devido a circuitos conduzindo grandes correntes um ambiente poderá ficar submetido a um campo magnético estático. Assim, se um condutor com um sinal de baixo nível mover-se dentro deste campo, sofrerá a indução de uma tensão de ruído. Este problema é bastante comum em ambientes com vibração. Soluciona-se este problema impedindo o movimento do condutor por meio de prendedores.

1.7 - Métodos de Eliminação de Interferência

Os próximos capítulos apresentam técnicas pelas quais a interferência entre circuitos eletrônicos poderá ser eliminada ou pelo menos reduzida. Os métodos primários acessíveis para se eliminar a interferência são:

(a) blindagem
(b) aterramento
(c) balanceamento
(d) filtragem
(e) isolação
(f) separação e orientação
(g) controle do nível de impedância do circuito
(h) projeto do cabo
(i) técnicas de cancelamento (domínio do tempo ou da frequência)

Mesmo com todos esses métodos acessíveis, deve se ter em mente que o ruído usualmente não poderá ser eliminado; poderá sim ser minimizado a um ponto em que não provoque interferência.

Ainda que para os casos mais simples, uma solução única e simples para o problema de redução do ruído poderá não existir. Geralmente, compromissos são requeridos e qual das várias soluções é a melhor poderá ser motivo de considerável discussão. Neste texto apresentar-se-á as técnicas utilizáveis na diminuição da

interferência. A decisão de qual técnica deverá ser usada em um caso específico, deve ser tomada por quem está projetando.

Escola de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ

CAPÍTULO 2

A BLINDAGEM DE CONDUTORES

Os dois métodos primários para se minimizar a captação de ruído são a blindagem e o aterramento. As técnicas de blindagem e aterramento são intimamente relacionadas e devem ser consideradas juntas na solução de problemas. Este capítulo será dedicado a blindagem e o próximo ao aterramento. Neste capítulo, por exemplo, será mostrado que um cabo blindado usado para suprimir campos elétricos deverá ser aterrado mas será o Cap. 3 que informará onde o aterramento deverá ser feito.

Quando usada adequadamente, a blindagem poderá reduzir consideravelmente o valor do ruído acoplado. As blindagens poderão ser feitas em torno dos componentes, dos circuitos, do conjunto completo ou dos cabos e linhas de transmissão.

Este capítulo será voltado para a blindagem de condutores através dos mesmos princípios básicos aplicados a qualquer tipo de blindagem.

As três seguintes considerações serão feitas neste capítulo:

a) as blindagens são feitas de materiais não magnéticos e tem uma espessura muito menor que uma profundidade pelicular na frequência de interesse.
b) o receptor não está idealmente acoplado à fonte.
c) as correntes induzidas no circuito de sinal do receptor são pequenas o suficiente para não distorcerem o campo original (isto não se aplica à uma blindagem em torno do circuito receptor).

Para se permitir o estudo do problema da blindagem, o acoplamento entre dois condutores será representado por uma capacitância e indutância concentradas entre os condutores. Assim, o circuito poderá depois ser analizado pela teoria comum de circuitos.

Serão considerados três tipos de acoplamento. O primeiro é o acoplamento capacitivo ou elétrico que é devido a inte

ração dos campos elétricos entre os circuitos. Este tipo de acoplamento é comumente denominado na literatura de acoplamento eletrostático, um nome inadequado pois os campos não são estáticos.

O segundo tipo é o acoplamento indutivo ou magnético que resulta da interação entre os campos magnéticos dos dois circuitos. Este tipo de acoplamento é comumente descrito como eletromagnético, uma terminologia novamente inadequada uma vez que não há campo elétrico envolvido.

O terceiro tipo é uma combinação dos campos elétrico e magnético, apropriadamente denominado de acoplamento elétromagnético ou radiação.

As técnicas desenvolvidas para impedirem o acoplamento elétrico e o magnético normalmente quando empregadas juntas são apropriadas ao caso eletromagnético.

Para a análise do campo próximo considerar-se-á normalmente os campos elétrico e magnético separadamente, enquanto que o acoplamento eletromagnético será considerado quando o problema for no campo distante.

2.1 - *O Acoplamento Capacitivo*

A Fig. 2.1 mostra uma representação simples de acoplamento capacitivo entre dois condutores. A capacitância C_{12} é a capacitância estática entre os dois condutores. A capacitância C_{1G} é a capacitância entre o condutor 1 e terra, C_{2G} é a capacitância entre o condutor 2 e terra e R é a resistência do circuito 2 para terra.

A resistência R resulta do circuito conectado ao condutor 2 e não é um componente estático. A capacitância C_{2G} consiste da capacitância estática do condutor 2 para terra e do efeito de qualquer circuito conectado ao condutor 2.

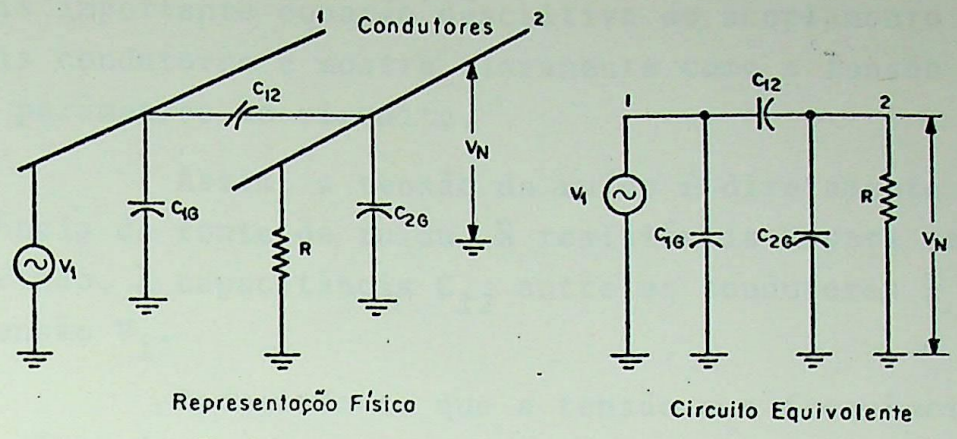


Fig. 2.1 – Acoplamento Capacitivo Entre Dois Condutores

O circuito equivalente do acoplamento também está mostrado na Fig. 2.1. Considere-se a tensão V_1 no condutor 1 como a fonte de interferência e o condutor 2 como o circuito afetado ou receptor. Qualquer capacitância conectada diretamente à fonte, tal como a C_{1G} (Fig. 2.1), poderá ser desprezada uma vez que não terá efeito no acoplamento do ruído. Assim, a tensão de ruído V_N produzida entre o condutor 2 e terra poderá ser expressa como:

$$V_N = \frac{j\omega\, C_{12}/(C_{12} + C_{2G})}{j\omega + 1/R\,(C_{12} + C_{2G})} \cdot V_1 \qquad (2\text{-}1)$$

A Eq.(2-1) não mostra claramente como a tensão captada depende dos vários parâmetros. Entretanto esta equação poderá ser simplificada no caso em que R for uma impedância bem menor que a impedância das capacitâncias $C_{12} + C_{2G}$, o que ocorre em muitos casos práticos. Logo, para

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

a Eq. 2-1 poderá se reduzir para,

$$V_N = j\omega\, R\, C_{12}\, V_1 \qquad (2\text{-}2)$$

Esta é a mais importante equação descritiva do acoplamento capacitivo entre dois condutores e mostra claramente como a tensão captada depende dos parâmetros do circuito.

Assim, a tensão de ruído é diretamente proporcional à frequência da fonte de ruído, à resistência R para terra do circuito afetado, à capacitância C_{12} entre os condutores 1 e 2 e ao módulo da tensão V_1.

Assumindo-se que a tensão e a frequência da fonte de ruído não podem ser mudadas, tem-se somente dois parâmetros que poderão reduzir o acoplamento capacitivo. Ou o circuito receptor deverá ser operado em um nível de resistência mais baixo ou a capacitância C_{12} deverá ser diminuida.

A capacitância C_{12} poderá ser diminuida mediante orientação apropriada dos condutores, através de blindagem ou mediante separação física dos condutores. Se os condutores forem afastados, C_{12} decrescerá e como consequência, a tensão induzida no condutor 2 (*). O efeito do espaçamento entre os condutores no acoplamento capacitivo está mostrado na Fig.2-2. Como referência, O dB é o acoplamento para os condutores separados por três vezes o diâmetro do condutor. Como pode ser visto na figura, uma pequena atenuação adicional será ganha espaçando-se os condutores a uma distância maior que 40 vezes seu diâmetro (uma polegada no caso do fio 22 AWG).

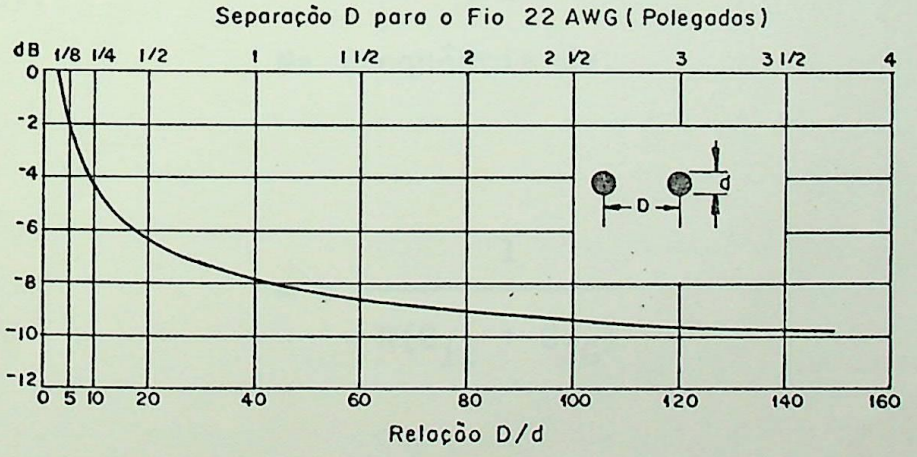


Fig. 2.2 – Efeito do Espaçamento dos Condutores no Acoplamento Capacitivo para o Fio 22 AWG

(*) A capacitância entre dois condutores paralelos de diâmetro d e espaçados de D é $C_{12} = \Pi\ \varepsilon/\cos h^{-1}\ (D/d)$ F/m . Para $D/d > 3$, esta se reduz a $C_{12} = \Pi\ \varepsilon/Ln\ (2\ D/d)$ F/m , onde $\varepsilon = 8{,}85.10^{-12}$ farads por metro (F/m) no espaço.

Retornando-se à Eq.(2-1), se a resistência do condutor 2 para terra for grande, tal que,

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

então a Eq.(2-1) reduzir-se-á para,

$$V_N = \left(\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}}\right)V_1 \qquad (2\text{-}3)$$

Sob esta condição, a tensão de ruído produzida entre o condutor 2 e terra será devida ao divisor capacitivo de tensão formado por C_{12} e C_{2G}. A tensão de ruído é independente da frequência e cresce com a diminuição de R.

Um gráfico da tensão V_N dada pela Eq.2-1 em função de ω está mostrado na Fig.2-3. Como pode ser visto, o acoplamento máximo de ruído é dado pela Eq.(2-3). A figura também mostra que a tensão de ruído real é sempre menor ou igual ao valor dado pela Eq.(2-2).

Na frequência de,

$$\omega = \frac{1}{R(C_{12} + C_{2G})} \qquad (2\text{-}4)$$

a Eq.(2-2) fornece um valor de ruído que é 1,41 vezes o valor real. Na maioria dos casos práticos, a frequência é muito menor que esta e a Eq.(2-2) é aplicável.

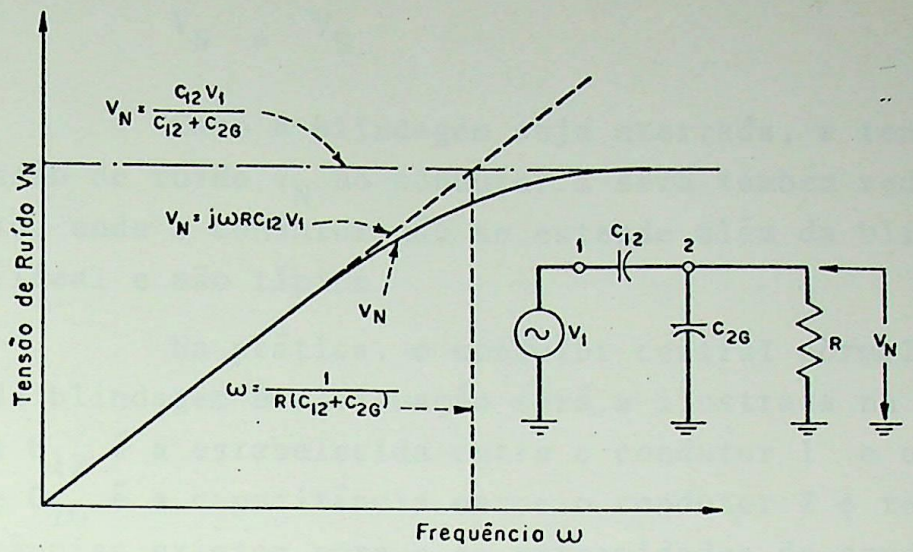


Fig. 2.3 – A V_N da Equação (2.1) em Função de ω

O Efeito da Blindagem no Acoplamento Capacitivo

Considere-se o caso em que o condutor 2 (receptor) tenha resistência infinita para terra. Se uma blindagem for colocada em torno dele, a nova configuração será a mostrada na Fig. 2-4 juntamente com o circuito equivalente ao acoplamento capacitivo.

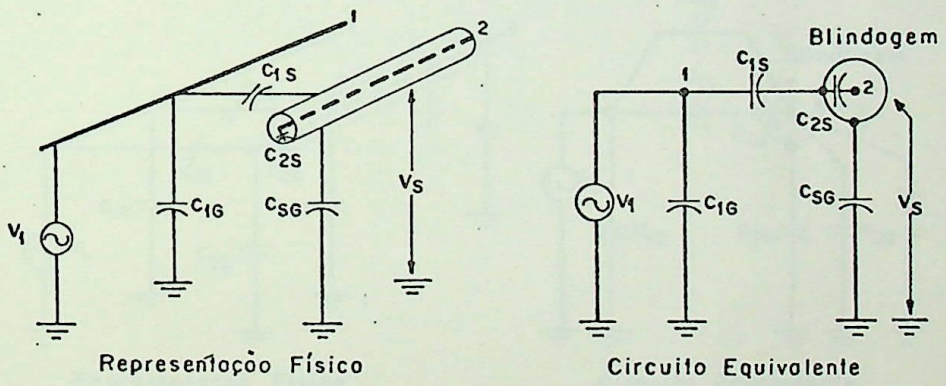


Fig. 2.4 – Acoplamento Capacitivo com Blindagem no Receptor

A tensão induzida na blindagem será:

$$V_S = \left(\frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}}\right) V_1 \qquad (2\text{-}5)$$

Uma vez que não há fluxo de corrente por C_{2S}, a tensão ajustada no condutor 2 será:

$$V_N = V_S \qquad (2\text{-}6)$$

Caso a blindagem seja aterrada, a tensão V_S será nula e a tensão de ruído V_N no condutor 2 será também reduzida a zero. Este caso, onde o condutor não se estende além da blindagem é uma situação ideal e não típica.

Na prática, o condutor central normalmente se estende além da blindagem e a situação será a ilustrada na Fig.2-5. A capacitância C_{12} é a estabelecida entre o condutor 1 e o condutor blindado 2 e C_{2G} é a capacitância entre o condutor 2 e terra. Estas duas capacitâncias existem porque as extremidades do condutor se estendem além da blindagem. Neste caso, mesmo que a blindagem seja aterrada haverá uma tensão de ruído acoplado para o condutor 2 de valor igual a,

$$V_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} V_1 \qquad (2\text{-}7)$$

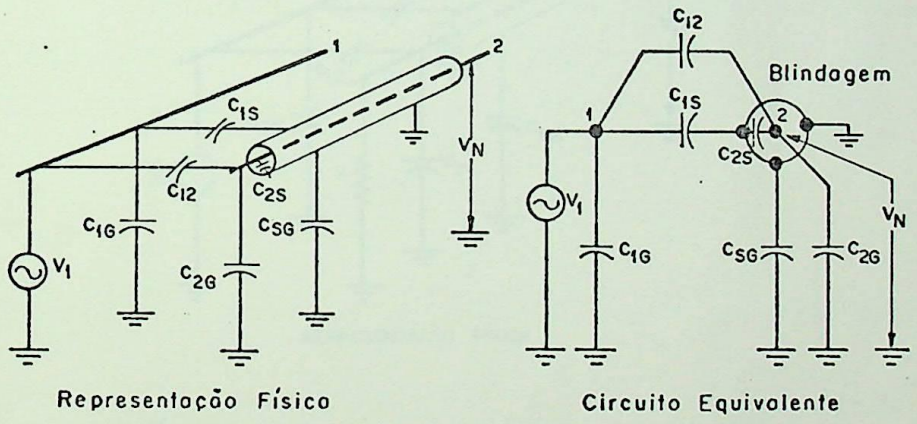


Fig. 2.5 - Acoplamento Capacitivo com o Receptor Além da Blindagem

O valor de C_{12} e de V_N na Eq.(2-7) dependerá do comprimento do condutor que se estenderá além da blindagem. Assim, para uma boa blindagem a campo elétrico é necessário:

(a) minimizar a parte do condutor que se estende além da blindagem.

(b) estabelecer um bom terra na blindagem. Uma conexão de terra simples proporciona um bom aterramento da blindagem desde que o condutor não seja maior que um vigésimo do comprimen-

to de onda. Para condutores maiores, será necessário aterramentos múltiplos.

Se o condutor receptor tiver resistência finita para terra, o novo arranjo será o da Fig.2-6. Se a blindagem for aterrada o circuito equivalente poderá ser simplificado, como mostrado na figura. Este circuito pode ser reconhecido como o mesmo circuito analisado na Fig.2-1, se se substituir C_{2G} pela soma de C_{2G} e C_{2S}. Logo, se

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

o que é usualmente verdade, a tensão de ruído acoplada ao condutor 2 será:

$$V_N = j\omega\ R\ C_{12}\ V_1 \qquad (2\text{-}8)$$

Esta equação é idêntica a Eq.(2-2) para um cabo não blindado, exceto que C_{12} agora será grandemente reduzida pela presença da blindagem.

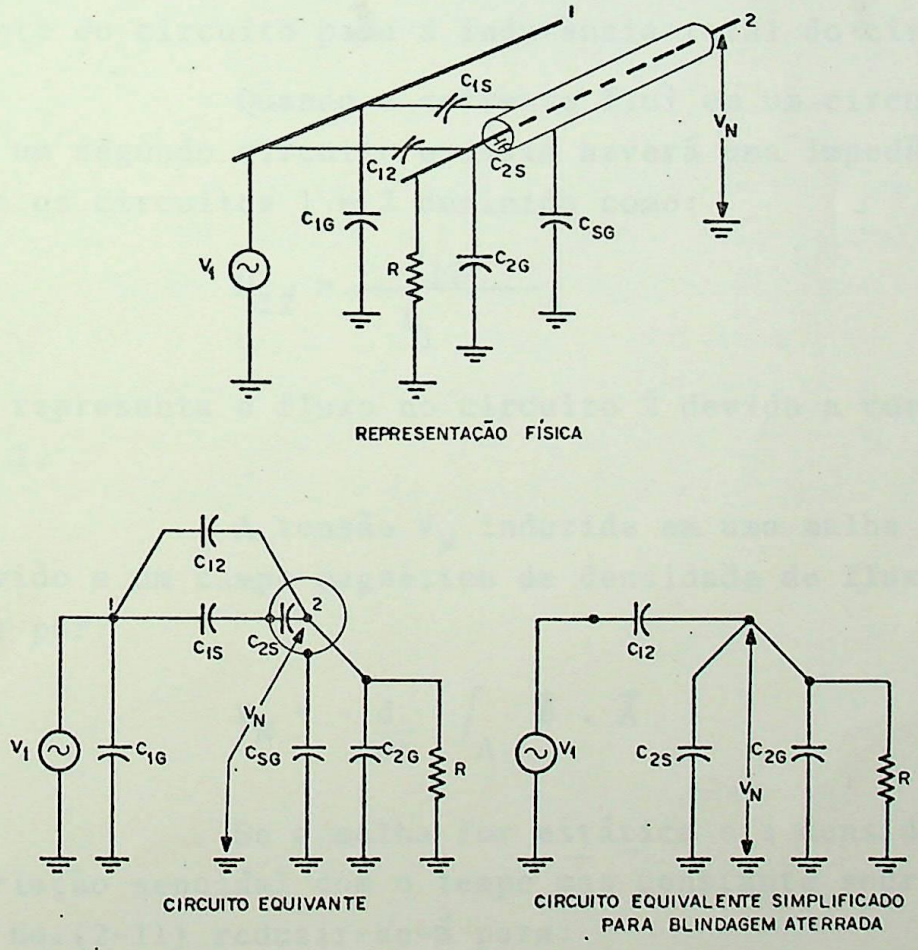


Fig. 2.6 – Acoplamento Capacitivo Quando o Condutor Tem Resistência para Terra

A capacitância C_{12} agora consistirá primariamente da capacitância entre o condutor 1 e as partes não blindadas do condutor 2. Se a blindagem for trançada, qualquer capacitância que exista entre os condutores 1 e 2, através das cavidades da blindagem, deverá também ser incluída em C_{12}.

2.2 - *O Acoplamento Indutivo*

Quando uma corrente I flui em um circuito fechado, produz um fluxo magnético ϕ proporcional a corrente. A constante de proporcionalidade é a indutância L, o que se permite escrever:

$$\phi = L.I \tag{2-9}$$

O valor da indutância dependerá da geometria do circuito e das propriedades magnéticas do meio em que está o campo. Além disso, a indutância só tem significado para um circuito fechado. Entretanto, pode-se falar às vezes da indutância de somente uma parte do circuito. Neste caso, tenciona-se dizer da contribuição de um segmento do circuito para a indutância total do circuito fechado.

Quando a corrente flui em um circuito produz um fluxo em um segundo circuito e assim haverá uma impedância mútua M_{12} entre os circuitos 1 e 2 definida como:

$$M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_1} \tag{2-10}$$

onde $\phi 12$ representa o fluxo no circuito 2 devido a corrente I_1 do circuito 1.

A tensão V_N induzida em uma malha fechada de área $\vec{A}$ devido a um campo magnético de densidade de fluxo $\vec{B}$ é dada (Ref.|1|) por:

$$V_N = - \frac{d}{dt} \int_A \vec{B} \cdot \vec{A} \tag{2-11}$$

Se a malha for estática e a densidade de fluxo tiver variação senoidal com o tempo mas constante sobre a área da malha, a Eq.(2-11) reduzir-se-á para:

$$V_N = j\omega B A \cos \Theta \tag{2-12}$$

Como mostrado na Fig. 2.7, A é a área da malha fechada (m^2), B é o valor eficaz da densidade de fluxo [weber/m^2 = Tesla] com variação senoidal de frequência ω [rd/s] e V_N é o valor eficaz em volts da tensão induzida.

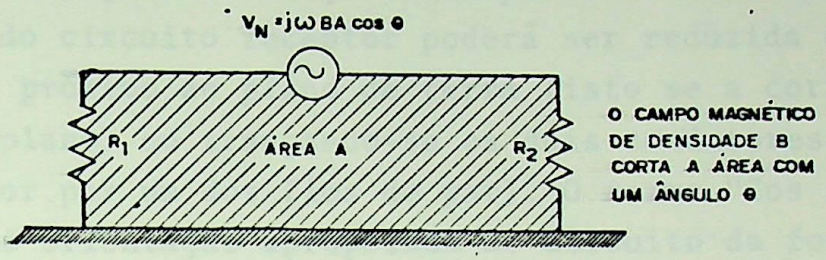


Fig.2.7 - O Ruído Induzido

Essa relação poderá também ser expressa em termos da indutância mútua M entre os dois circuitos, ou seja:

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

As Eqs.(2-12) e (2-13) são as equações básicas descritivas do acoplamento indutivo entre dois circuitos. A Fig.2-8 mostra o acoplamento magnético entre dois circuitos, como descrito pela Eq.(2-13). A corrente do circuito que interfere é I_1 e M é o termo que considera a geometria e as propriedades magnéticas do meio entre os dois circuitos. A presença de ω nas Eqs. (2-12) e (2-13) indica que o acoplamento é diretamente proporcional à frequência.

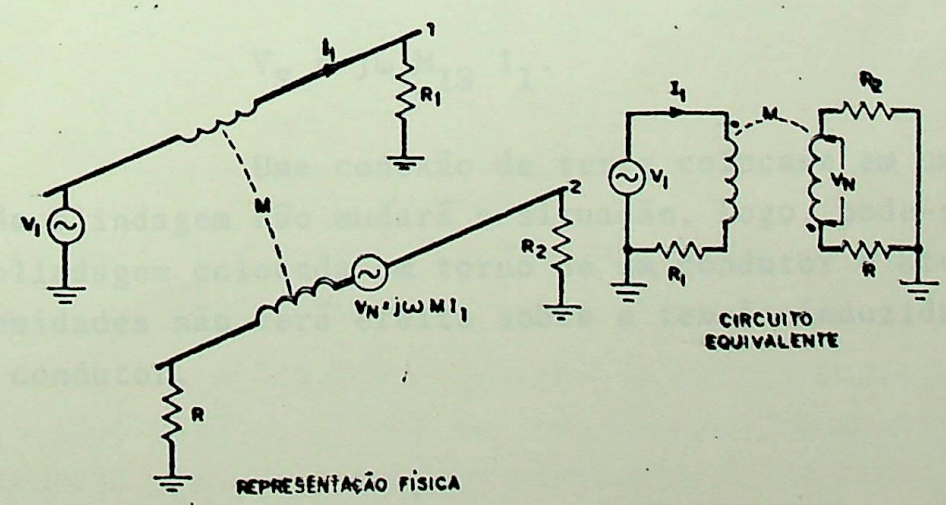


Fig.2.8 - Acoplamento Magnético Entre Dois Circuitos

Para se reduzir a tensão de ruído ter-se-á que reduzir B, A ou Cos θ. O termo "B" poderá ser reduzido pela separação física dos circuitos ou trançando os fios da fonte, proporcionando-se o fluxo de corrente pelo par de fios trançados e não pelo plano de terra. Esta situação será discutida posteriormente. Sob estas condições, o trançamento força os campos B de cada fio a se cancelarem. A área do circuito receptor poderá ser reduzida colocando-se o condutor bem próximo ao plano de terra (isto se a corrente de retorno for pelo plano) ou trançando-se os dois condutores (se a corrente de retorno for por um dos fios do par). O termo "Cos θ" poderá ser reduzido pela orientação apropriada do circuito da fonte e do receptor.

É interessante notar algumas diferenças entre os acoplamentos pelo campo magnético e pelo elétrico. Primeiro, reduzindo-se a impedância do circuito receptor em uma situação de acoplamento magnético, a captação não decrescerá como no caso do acoplamento por campo elétrico. Segundo, no caso do acoplamento magnético, a tensão de ruído é produzida em série com os condutores do receptor enquanto que no acoplamento por campo elétrico, é produzida entre o condutor do receptor e terra.

Se agora uma blindagem não magnética e sem aterramento for colocada em torno do condutor 2, o circuito ficará como o da Fig.2-9, onde M_{1S} e a indutância mútua entre o condutor 1 e a blindagem. Uma vez que a blindagem não tem efeito na geometria nem nas propriedades magnéticas do meio entre os circuitos 1 e 2, também não terá efeito na tensão induzida no condutor 2. Entretanto, a blindagem sofrerá a indução de uma tensão devido a corrente no condutor 1 dado por:

$$V_S = j\omega M_{1S} I_1. \qquad (2\text{-}14)$$

Uma conexão de terra colocada em uma das extremidades da blindagem não mudará a situação. Logo, pode-se concluir que uma blindagem colocada em torno de um condutor e aterrada em uma das extremidades não terá efeito sobre a tensão induzida magneticamente no condutor.

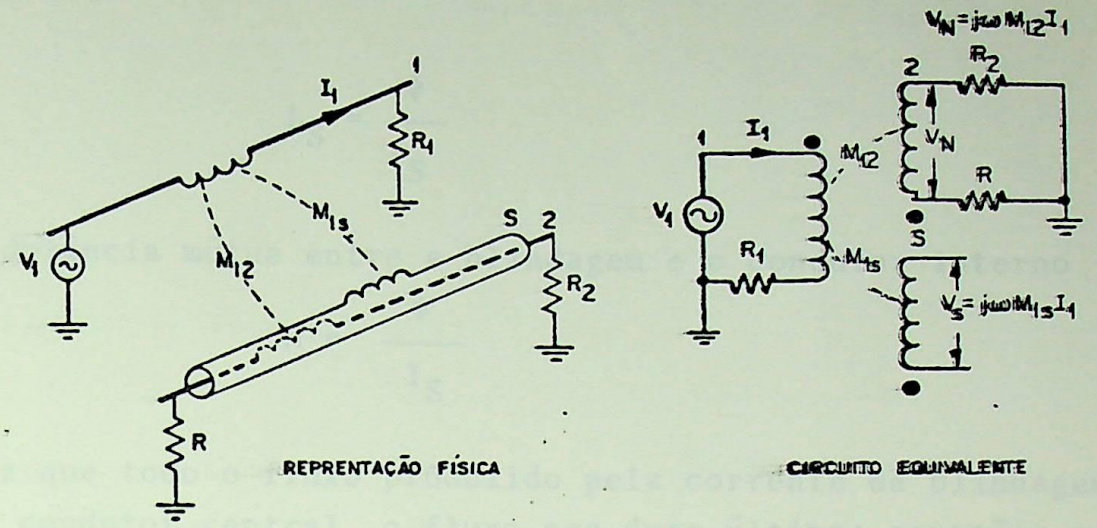


Fig. 2.9 – Acoplamento Magnético com Blindagem no Receptor

Acoplamento Magnético entre a Blindagem e o Condutor Interno

Antes de se prosseguir com a discussão do acoplamento indutivo, torna-se necessário o cálculo do acoplamento magnético entre um tubo condutor oco e o condutor colocado dentro dele. O conceito é fundamental na discussão da blindagem indutiva e será necessário posteriormente.

Considere-se o campo magnético produzido por um condutor tubular conduzindo uma corrente axial uniforme, como mostrado na Fig.2-10. Se a cavidade no tubo for concêntrica com o lado

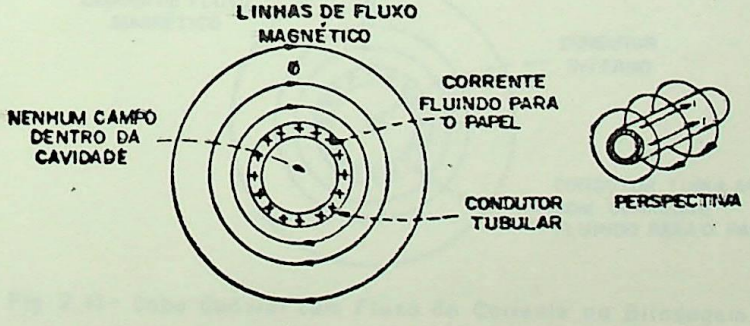


Fig. 2.10 – Campo Magnético Produzido Por Corrente em um Condutor Tubular

externo do tubo, não haverá campo magnético na cavidade e o campo magnético total será externo ao tubo (Ref.|2|).

Considere-se agora a colocação de um condutor dentro do tubo para se formar um cabo coaxial, como mostrado na Fig.2-11. Todo o fluxo ϕ devido a corrente I_S no tubo de blindagem

envolverá o condutor interno. A indutância da blindagem será igual a,

$$L_S = \frac{\phi}{I_S} \qquad (2\text{-}15)$$

E a indutância mútua entre a blindagem e o condutor interno será:

$$M = \frac{\phi}{I_S} \qquad (2\text{-}16)$$

Uma vez que todo o fluxo produzido pela corrente da blindagem envolverá o condutor central, o fluxo nas duas últimas equações será o mesmo. Assim, a indutância mútua entre a blindagem e o condutor interno será pois igual à indutância própria da blindagem ou seja:

$$M = L_S \qquad (2\text{-}17)$$

A Eq.(2-17) é o mais importante resultado já apresentado e referir-se-á em várias ocasiões, a ela. Foi apresentada para mostrar que a indutância mútua entre a blindagem e o condutor interno é igual a indutância própria da blindagem. Baseando-se na reciprocidade de indutância mútua (Ref.|1|), o inverso também será verdade, isto é, a indutância mútua entre o condutor interno ou central e a blindagem será igual a indutância da blindagem.

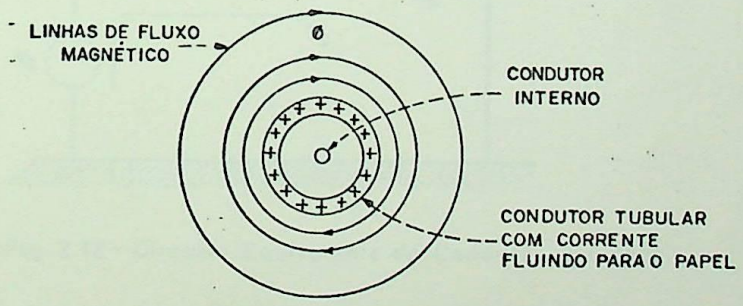


Fig.2.11- Cabo Coaxial com Fluxo de Corrente na Blindagem.

A Eq.(2-17) só será válida se não houver campo magnético devido a corrente da blindagem dentro da cavidade do tubo. Assim, o tubo deverá ser cilíndrico e a densidade de corrente uniforme. A Eq.(2-17) se aplica independentemente da posição do condutor interno dentro do tubo, isto é, os dois condutores não terão que ser coaxiais.

A tensão V_N induzida no condutor central poderá agora ser calculada. Assuma-se que a corrente da blindagem seja produzida por uma tensão V_S induzida na blindagem por algum outro circuito. A Fig.2-12 mostra o circuito em consideração onde L_S e R_S são a indutância e a resistência da blindagem. A tensão V_N será igual a:

$$V_N = j\omega M I_S \qquad (2\text{-}18)$$

E a corrente I_S será igual a,

$$I_S = \frac{V_S}{L_S} \left(\frac{1}{j\omega + R_S/L_S} \right) \qquad (2\text{-}19)$$

Logo,

$$V_N = \left(\frac{j\omega M V_S}{L_S} \right) \left(\frac{1}{j\omega + R_S/L_S} \right) \qquad (2\text{-}20)$$

Uma vez que da Eq.(2-17), $L_S = M$,

$$V_N = \left(\frac{j\omega}{j\omega + R_S/L_S} \right) V_S \qquad (2\text{-}21)$$

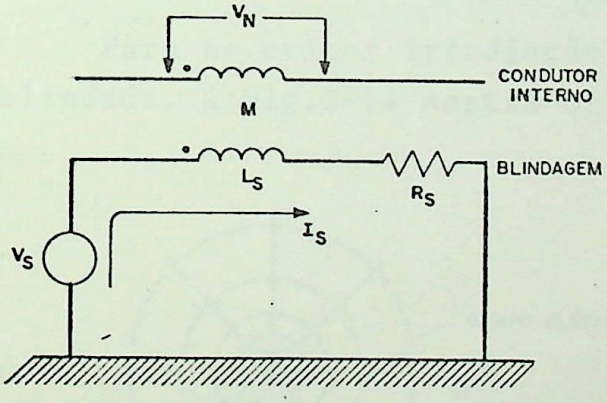


Fig. 2.12 - Circuito Equivolente do Condutor Blindado

A Fig.2-13 mostra um gráfico da Eq.(2-21). A frequência de corte para a curva é definida como a frequência de corte da blindagem (ω_c) que ocorre em,

$$\omega_c = \frac{R_S}{L_S} \quad \text{ou} \quad f_c = \frac{R_S}{2\pi L_S} \qquad (2\text{-}22)$$

A tensão de ruído induzida no condutor central

será zero para dc e chegará quase a V_S na frequência de 5 R_S/L_S [rd/s]. Em outras palavras se se permitir que a corrente da blindagem flua, será induzida uma tensão no condutor central que será aproximadamente igual a tensão da blindagem em frequências maiores que cinco vezes a frequência de corte da blindagem.

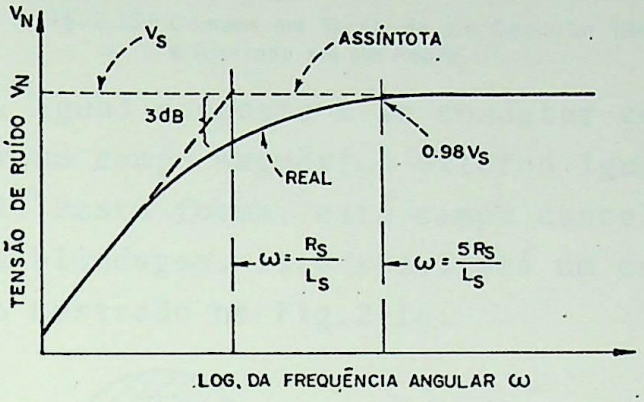


Fig.2.13- Tensão de Ruído no Condutor Central de um Cabo Blindado

A Blindagem para Impedir a Irradiação Magnética

Para se evitar irradiação, a fonte de interferência poderá ser blindada. A Fig.2-14 mostra os campos elétrico e magnético em torno de um condutor portador de corrente localizado no espaço. Se uma blindagem aterrada em um ponto for colocada em torno do condutor, as linhas do campo elétrico terminarão na blindagem mas será muito pequeno o seu efeito sobre o campo magnético.(Fig.2-15).

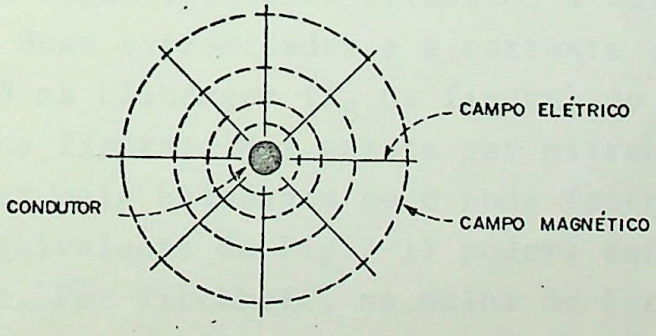


Fig. 2.14- Campos em Torno de um Condutor com Corrente

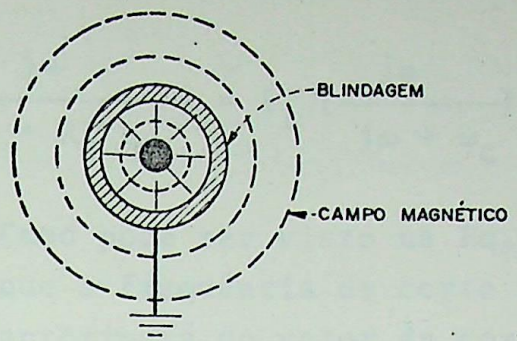


Fig. 2.15 - Campos em Torno de um Condutor Blindado e Aterrado em um Ponto.

Se uma corrente, igual e oposta a do condutor central, fluir na blindagem, irá gerar um campo magnético externo igual e oposto, ao do condutor central. Desta forma, este campo cancelará o do condutor central, fora da blindagem. Isto resultará um campo externo a blindagem nulo, como mostrado na Fig.2-16.

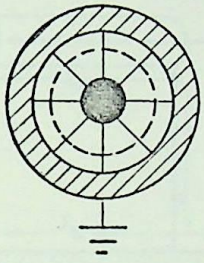


Fig. 2.16 - Campos em um Condutor Blindado, Blindagem Aterrado e Conduzindo uma Corrente Igual e de Direção Oposta à do Condutor.

A Fig.2-17 mostra um circuito que é aterrado nas duas extremidades e que conduz uma corrente I_1. Para se impedir a irradiação do campo magnético desse circuito, a blindagem precisará ser aterrada nas duas extremidades e a corrente de retorno terá que fluir de A para B na blindagem (I_S na figura) ao invés de pelo plano de terra (I_G na figura). Mas parece ser estranho que a corrente tenha que retornar pela blindagem se o pode fazer pelo plano de terra. O circuito equivalente da Fig.2-17 poderá ser usado para analisar esta situação. Por Kirchhoff, na malha de terra A-R_S-L_S-B-A, pode-se escrever:

$$0 = I_S\ (j\omega\ L_S + R_S) - I_1\ (j\omega\ M) \qquad (2\text{-}23)$$

onde M é a indutância mútua entre a blindagem e o condutor central. Da Eq.(2-17), $M = L_S$; logo, na Eq.(2.23), tem-se:

$$I_S = I_1 \left(\frac{j\omega}{j\omega + R_S/L_S}\right) = I_1 \left(\frac{j\omega}{j\omega + \omega_c}\right) \qquad (2\text{-}24)$$

Como pode ser visto na Eq.(2-24), se a frequência for muito maior que a frequência de corte da blindagem ω_c, o valor de I_S se aproximará do valor da corrente do condutor central. Logo, devido a indutância mútua entre a blindagem e o condutor central, a blindagem estabelecerá uma trajetória de retorno com uma indutância menor que a do plano de terra quando em alta frequência. À medida que a frequência decrescer abaixo de 5 ω_c, o cabo proporcionará cada vez menos blindagem magnética e crescerá a corrente que retornará via plano de terra.

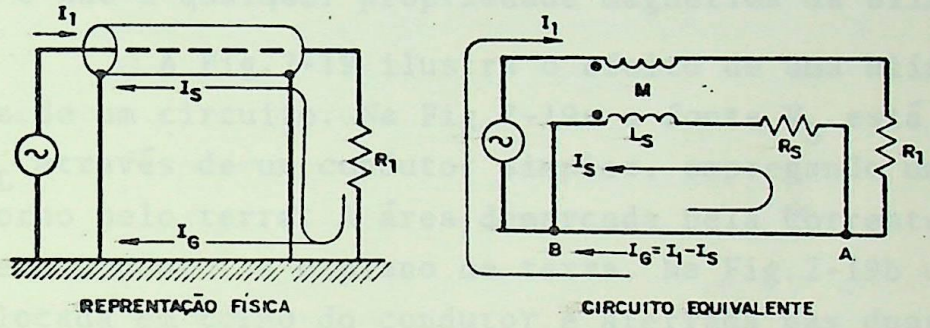


Fig.2.17 - A Divisão da Corrente entre a Blindagem e o Plano de Terra

Se o terra for removido de uma das extremidades do circuito, como mostrado na Fig.2-18, então a blindagem não poderá ser aterrada naquela extremidade, uma vez que a corrente de retorno terá agora que fluir totalmente pela blindagem. Isto é válido principalmente em frequências menores que a frequência de corte da blindagem. Neste caso, se as duas extremidades da blindagem forem aterradas, o efeito da mesma será reduzido uma vez que parte da corrente retornará via plano de terra.

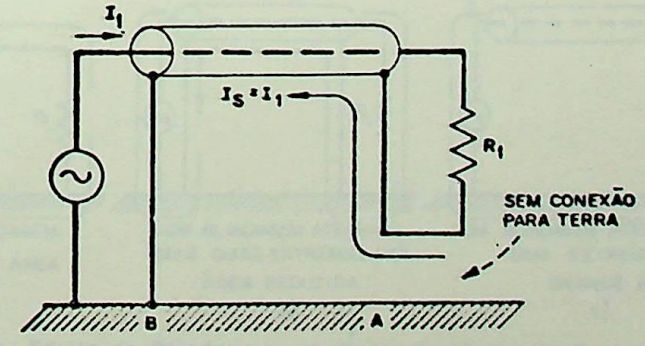


Fig.2.18 - Circuito sem um dos Aterramentos

Blindagem do Receptor contra Campos Magnéticos

"A melhor maneira de se fazer proteção a campos magnéticos no receptor é diminuir a área da malha do receptor". A área de interesse é a área total demarcada pelo fluxo de corrente no circuito receptor.

Uma consideração importante é a da trajetória tomada pela corrente quando em retorno à fonte. Frequentemente, a corrente retorna por uma trajetória diferente daquela pretendida provocando a variação da área da malha. Se uma blindagem não magnética, colocada em torno de um condutor, fizer com que a corrente retorne por uma trajetória que envolva uma área menor, então alguma proteção contra campos magnéticos estará sendo proporcionada pela própria blindagem. Entretanto, essa proteção é devida a redução da área da malha e não a qualquer propriedade magnética da blindagem.

A Fig.2-19 ilustra o efeito de uma blindagem na área da malha de um circuito. Na Fig.2-19a a fonte V_S está conectada à carga R_L através de um condutor simples, empregando uma trajetória de retorno pelo terra. A área demarcada pela corrente é o retângulo entre o condutor e o plano de terra. Na Fig.2-19b uma blindagem foi colocada em torno do condutor e aterrada nas duas extremidades. Se a corrente retornar através da blindagem em preferência ao plano de terra, então a área da malha será diminuida e um grau de proteção será estabelecido (a corrente só retornará pela blindagem, se a frequência for maior que cinco vezes a frequência de corte da blindagem).

Uma blindagem colocada em torno do condutor e aterrada em apenas uma extremidade, como mostrado na Fig.2-19c, não alterará a área da malha e pois, não estabelecerá proteção magnética.

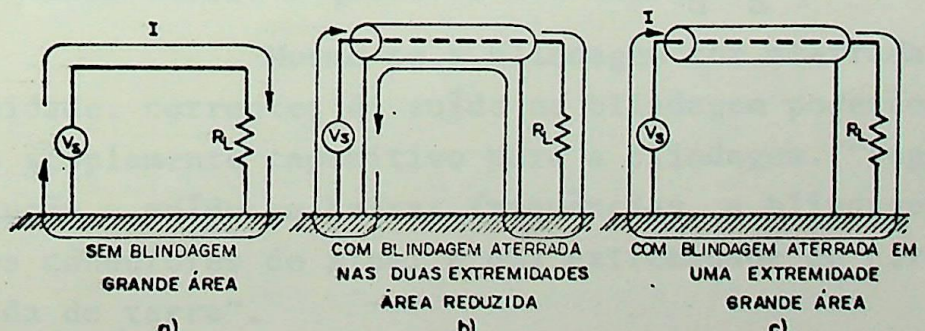


Fig. 2.19 - Efeito da Blindagem na Área da Malha do Receptor

O arranjo da Fig.2-19b não protege contra campos magnéticos em frequências abaixo da frequência de corte da blindagem uma vez que a maior parte da corrente retornará pelo plano de terra e não pela blindagem. Além disso, este arranjo deverá ser evitado em baixas frequências por outras razões:

a) uma vez que a blindagem é um dos condutores do circuito, qualquer corrente de ruído, fluindo por ela, produzirá uma queda IR que aparecerá no circuito como uma tensão de ruído.

b) se houver uma diferença de potencial de terra entre as duas extremidades da blindagem, esta também aparecerá como uma tensão de ruído no circuito (mais detalhes no capítulo 3).

"Quando um circuito for aterrado nas duas extremidades, somente será possível uma proteção limitada a campos magnéticos devido a grande corrente de ruído induzida na malha de terra." Uma vez que esta corrente flui pelo condutor do sinal, uma tensão de ruído é produzida na blindagem e igual a corrente da blindagem vezes a resistência da mesma. Esta situação está mostrada na Fig.2-20. A corrente I_S é a corrente de ruído na blindagem devida a uma diferença de potencial de terra ou a um acoplamento de ruído externo. Se as tensões forem somadas ao longo da malha de entrada, a seguinte expressão será obtida:

$$V_{ENT} = -j\omega M I_S + j\omega L_S I_S + R_S I_S \qquad (2\text{-}25)$$

Uma vez que $L_S = M$,

$$V_{ENT} = R_S \cdot I_S \qquad (2\text{-}26)$$

Sempre que flui uma corrente na blindagem, uma tensão de ruído é produzida na mesma devido a queda de tensão $I_S R_S$.

Mesmo se a blindagem for aterrada em somente uma extremidade, correntes de ruído na blindagem poderão ainda fluir devido ao acoplamento capacitivo para a blindagem. "Logo, para a máxima proteção a ruído em baixas frequências, a blindagem não poderá ser um dos condutores de sinal e uma extremidade do circuito deverá ser isolada do terra".

Dados Experimentais

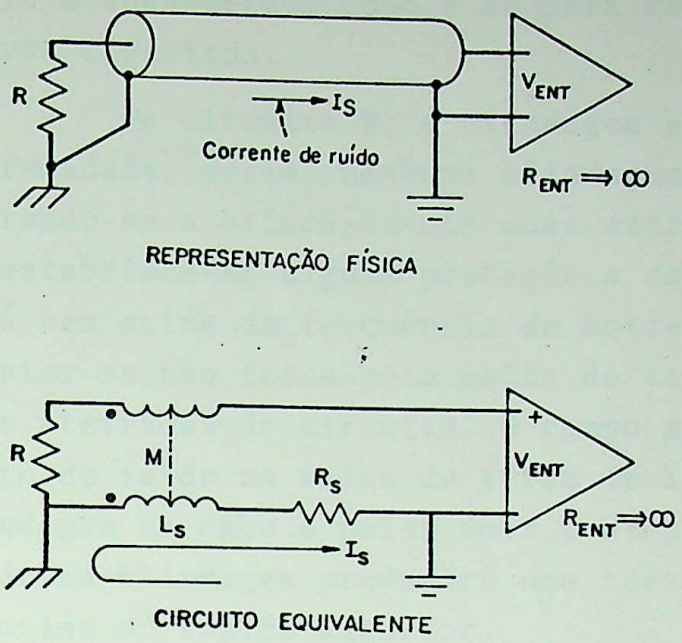


Fig. 2.20 – Efeito da Corrente de Ruído Fluindo na Blindagem de um Cabo Coaxial.

As propriedades da blindagem a campo magnético de várias configurações de cabo foram testadas com o arranjo experimental mostrado na Fig.2-21. A frequência (50 KHz) é maior que cinco vezes a frequência de corte da blindagem de todos cabos testados. Os resultados dos testes são mostrados nas Figs. 2-22 e 2-23.

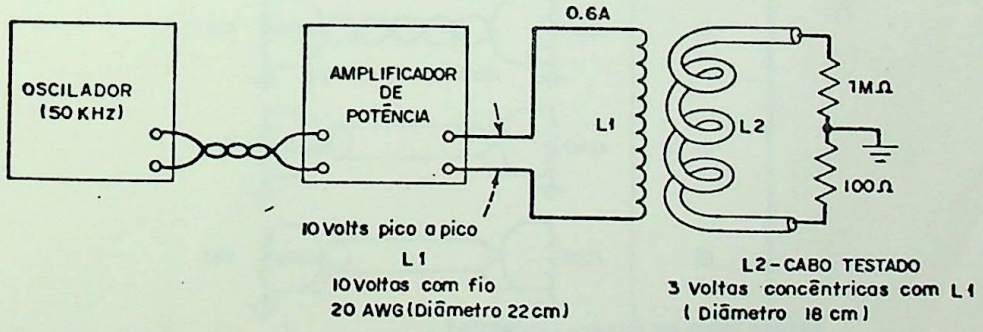


Fig. 2.21 – Experiência de Acoplamento Indutivo

Nos circuitos de A a F (Fig.2-22), as duas extremidades do circuito são aterradas, proporcionando muito menos atenuação a campo magnético que os circuitos de G a K (Fig.2-23), onde somente uma extremidade é aterrada.

O circuito A na Fig.2-22 não proporciona essencialmente blindagem a campo magnético. A tensão de ruído real medida

através do resistor de 1 MΩ foi de 0,8 V. A configuração A foi usada como referência e considerada como 0 dB para se verificar o desempenho dos outros circuitos.

No circuito B, a blindagem está aterrada somente em uma extremidade; assim, nenhuma blindagem magnética é proporcionada. Aterrando-se a blindagem nas duas extremidades, como na configuração C, estabelece-se alguma proteção a campo magnético pois a frequência está bem acima da frequência de corte da blindagem. A proteção seria maior se não fosse pela malha de terra formada pelas duas extremidades aterradas do circuito. O campo magnético induz uma grande corrente de ruído na malha de terra de baixa impedância, formada pela blindagem do cabo e pelos dois pontos de terra. Assim, a corrente de ruído na blindagem produzirá uma tensão de ruído na mesma, como discutido no tópico anterior.

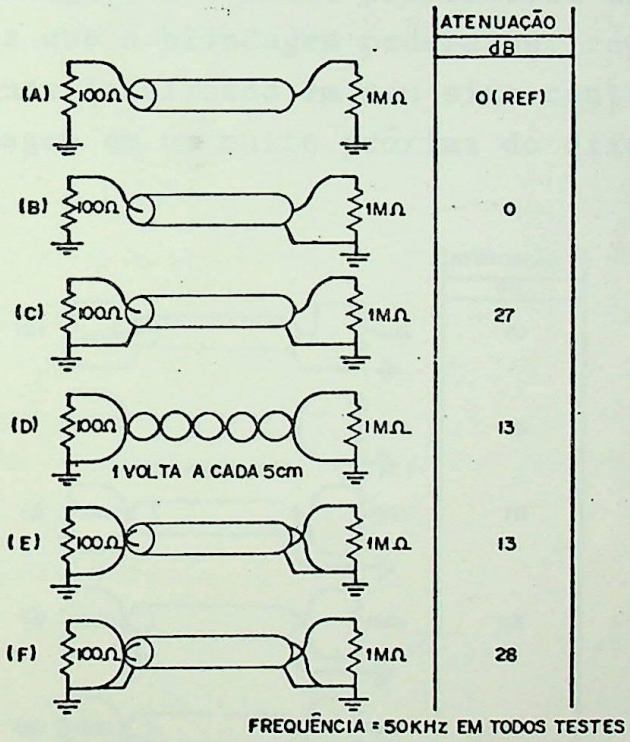


Fig. 2.22 - Resultados de Acoplamento Indutivo
(Circuitos Aterrados nas duas Extremidades)

O uso de um par de fios trançados, como no circuito D, proporcionará uma redução de ruído devido a campo magnético bem grande mas seu efeito será quase anulado pela malha de terra formada pelo aterramento do circuito nas duas extremidade. Isto pode ser claramente visto pela comparação da atenuação do circuito

H e no circuito D. Adicionado-se uma blindagem com uma extremidade aterrada ao par de fios trançados, como na configuração E, nenhuma proteção adicional será conseguida. Entretanto, aterrando-se a blindagem nas duas extremidades, como em F, conseguir-se-á uma proteção adicional, uma vez que a blindagem, tendo baixa impedância retirará parte da corrente, induzida magneticamente na malha de terra, para fora dos condutores do sinal.

Em geral, nenhuma das configurações da Fig. 2-22 proporcionam boa proteção a campo magnético devido as malhas de terra formadas. Se o circuito tiver que ser aterrado nas duas extremidades, as configurações C ou F poderão ser usadas.

O circuito G mostra uma significante melhoria de blindagem a campo magnético. Isto se deve à pequena área da malha formada pelo cabo coaxial e ao fato de que não há malha de terra para anular a blindagem. O coaxial proporciona uma área de malha muito pequena uma vez que a blindagem poderá ser representada por um condutor equivalente localizado em seu eixo central. Isto efetivamente coloca a blindagem em ou muito próxima do eixo do condutor central.

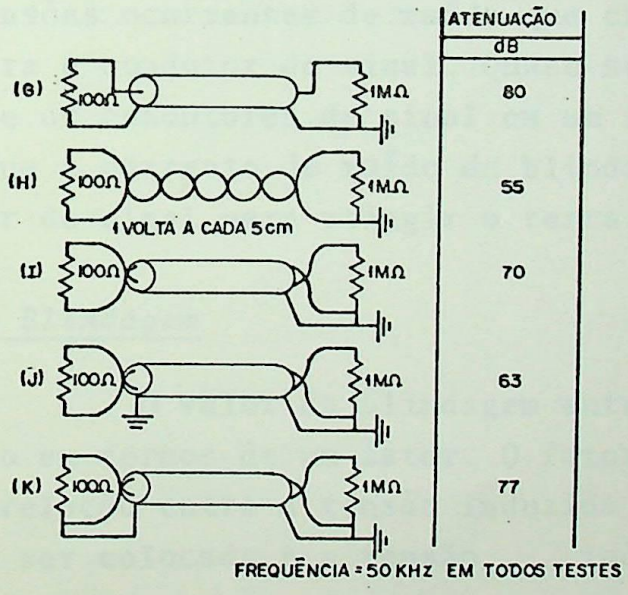


Fig. 2.23 - Resultados de Acoplamento Indutivo
(Circuitos Aterrados em Somente uma Extremidade)

Era de se esperar que o par trançado do circuito H proporcionasse maior atenuação que os 55 dB mostrados. A redução de blindagem se deve a que algum acoplamento elétrico já se faz

presente e crescendo. Isto poderá ser comprovado no circuito I, onde a atenuação cresce para 70 dB com a colocação de uma blindagem em torno do par trançado.

O fato da atenuação no circuito G ser melhor que em I indica que neste caso o cabo coaxial particular apresenta uma área de malha ao campo magnético menor que o par trançado. Entretanto, esta situação não é necessariamente sempre verdadeira. Aumentando-se o número de voltas nos pares trançados tanto na configuração H ou I, a captação será reduzida. Em geral, o circuito I é preferido ao G para acoplamentos magnéticos em baixas frequências uma vez que no I a blindagem não é um dos condutores do sinal.

Aterrando-se as duas extremidades da blindagem como no caso J, a proteção decrescerá levemente, provavelmente devido a alta corrente da blindagem na malha de terra formada pela blindagem, induzir tensões desiguais nos dois condutores centrais.

O circuito K proporciona mais blindagem que I pois combina as características do coaxial G com as do par trançado I. Entretanto o circuito K não é normalmente desejável uma vez que quaisquer tensões ocorrentes de ruído que chegarem a blindagem poderão fluir para o condutor de sinal. Quase sempre é melhor conectar a blindagem e os condutores de sinal em um só ponto. Este ponto deverá ser tal que a corrente de ruído da blindagem não tenha que fluir no condutor de sinal para atingir o terra.

2.3 - *O Fator de Blindagem*

O valor da blindagem entre dois circuitos poderá ser expresso em termos de um fator. O fator de blindagem η é definido como a relação entre a tensão induzida no circuito receptor após a blindagem ser colocada e a tensão induzida sem a blindagem. Assim,

$$\eta = \frac{V_N \text{ (com blindagem)}}{V_N \text{ (sem blindagem)}} \qquad (2\text{-}27)$$

A Fig.2-24 mostra um arranjo de blindagem geral que consiste de um condutor disturbador (1), um condutor da blindagem (2), e de um condutor disturbado (3). Para tal arranjo, pode ser mostrado que:

$$\eta = 1 - \frac{Z_{12} \cdot Z_{23}}{Z_{13} \cdot Z_{22}} \qquad (2\text{-}28)$$

A impedância Z_{22} é a impedância própria do circuito 2 e Z_{12}, Z_{13} e Z_{23} são impedâncias mútuas entre os circuitos 1 e 2, 1 e 3, e 2 e 3 respectivamente.

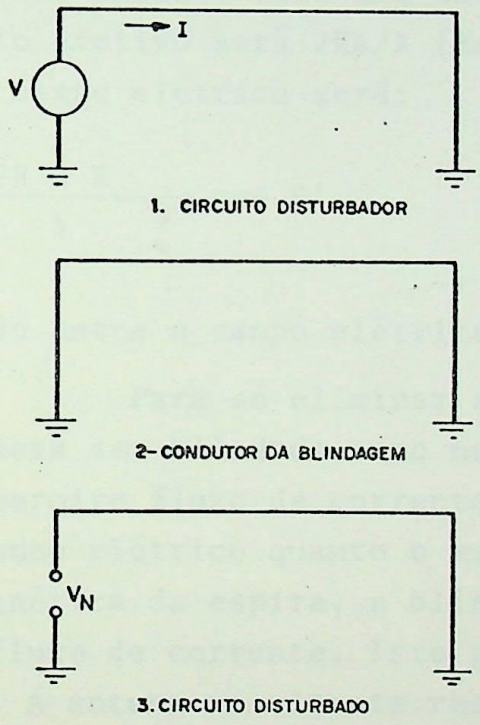


Fig. 2.24- Sistema de Blindagem. Um Condutor da Blindagem 2 é Colocado Entre a Fonte 1 e o Receptor 3.

2.4 - *A Blindagem Seletiva (exemplo)*

A antena de espira blindada é um exemplo de blindagem seletiva, onde o campo elétrico é bloqueado enquanto que o campo magnético não é afetado. Esta antena é usual em localizadores direcionais de rádio e pode também diminuir a captação de ruído nos receptores de rádio difusão. O último efeito é significante pois a

maioria das fontes de ruído local gera um campo elétrico predominantemente.

A Fig.2-25a mostra a antena em espira básica. Da Eq. (2-12), o valor da tensão induzida na espira, pelo campo magnético, será:

$$V_m = 2\Pi fBA \cos\theta \qquad (2\text{-}29)$$

O ângulo θ é medido entre o campo magnético e a perpendicular ao plano da espira. Entretanto, a espira também atua como uma antena vertical e captará uma tensão devida ao campo elétrico incidente. Esta tensão será igual ao campo E vezes o comprimento efetivo da antena. Para uma antena de uma só espira circular, o comprimento efetivo será $2\Pi A/\lambda$ (Ref.|3|). Assim, a tensão induzida devido ao campo elétrico será:

$$V_e = \frac{2\Pi\ A\ E}{\lambda} \cos\theta' \qquad (2\text{-}30)$$

O ângulo θ' é medido entre o campo elétrico e o plano da espira.

Para se eliminar a captação do campo elétrico, a espira poderá ser blindada como na Fig.2-25b. Entretanto, essa configuração permite fluxo de corrente na blindagem, o que irá cancelar tanto o campo elétrico quanto o magnético. Para preservar a sensibilidade magnética da espira, a blindagem terá que ser cortada para impedir o fluxo de corrente. Isto poderá ser feito como mostrado na Fig.2-25c. A antena resultante responderá somente à componente de campo magnético da onda aplicada.

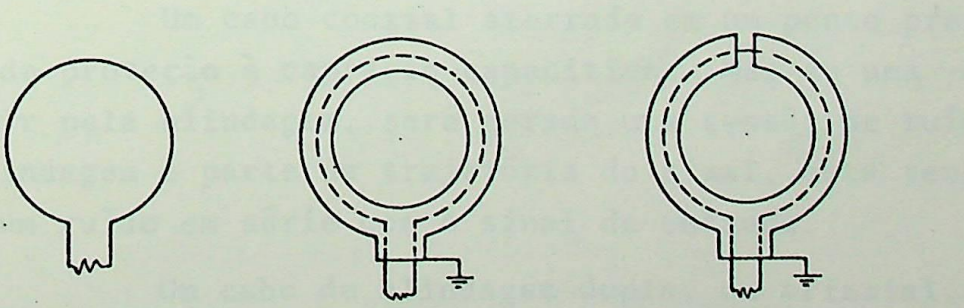


Fig.2.25 - Antena em Espira

2.5 - *O Cabo Coaxial e o Par Trançado Blindado*

Quando se compara o cabo coaxial com o de par trançado blindado, é importante reconhecer a utilidade dos dois cabos de um ponto de vista de propagação independente de suas características de blindagem; isto está mostrado na Fig. 2-26.

Os pares trançados blindados são muito empregados em frequências abaixo de 100 KHz. Em algumas aplicações, a frequência poderá atingir até 10 MHz. Acima de 1 MHz, as perdas no par trançado blindado cresce consideravelmente, limitando seu emprego.

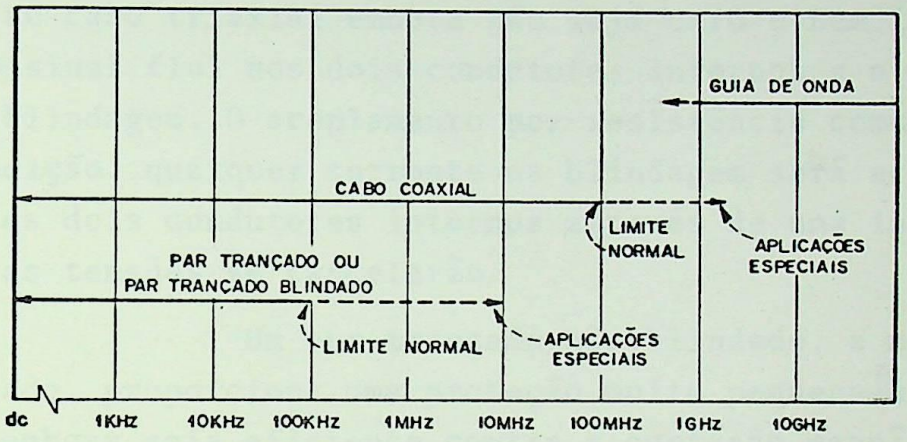


Fig. 2.26 - Faixa de Frequencias Usada para Várias Linhas de Transmissão

O cabo coaxial tem uma impedância característica mais uniforme com perdas menores. Assim, é empregado desde dc (frequência zero) até frequências VHF, com algumas aplicações se estendendo até UHF. Acima de algumas centenas de MHz, as perdas do cabo coaxial se tornam grandes e o guia de onda fica mais prático. Um par trançado blindado tem mais capacitância que um cabo coaxial o que limita seu emprego em altas frequências ou em circuitos de alta impedância.

Um cabo coaxial aterrado em um ponto proporciona um bom grau de proteção à captação capacitiva. Mas se uma corrente de ruído fluir pela blindagem, será gerada uma tensão de ruído. Uma vez que a blindagem é parte da trajetória do sinal, esta tensão aparecerá como um ruído em série com o sinal de entrada.

Um cabo de blindagem dupla, ou triaxial, com isolação entre as duas blindagens poderá eliminar o ruído produzido pela resistência da blindagem. A corrente de ruído fluirá pela blinda

gem externa e a corrente do sinal pela interna. Assim, as duas correntes não fluirão por uma impedância comum. Infelizmente os cabos triaxiais são caros e incômodos para se usar.

Um cabo coaxial em altas frequências atuará como um cabo triaxial devido ao efeito pelicular. Para um cabo blindado típico, o efeito pelicular adquire importância em torno de 1 MHz A corrente de ruído fluirá pela superfície externa da blindagem enquanto que a do sinal fluirá pela interna. Por esta razão, um cabo coaxial é melhor para emprego em altas frequências.

Um par trançado blindado tem características similares ao cabo triaxial embora não seja caro e nem incômodo. A corrente do sinal flui nos dois condutores internos e a corrente de ruído pela blindagem. O acoplamento por resistência comum será eliminado. Em adição, qualquer corrente na blindagem será acoplada igualmente para os dois condutores internos através de uma indutância mútua e assim as tensões se cancelarão.

Um par trançado não blindado, a menos que seja equilibrado, proporciona uma proteção muito pequena à captação capacitiva, embora seja eficiente contra a captação magnética.

O par trançado blindado proporciona uma melhor blindagem para sinais em baixas frequências onde a captação magnética é o maior problema. A eficácia do bloqueio cresce com o aumento do número de voltas por unidade de comprimento.

2.6 - *As Blindagens Trançadas*

A maioria dos cabos são realmente blindados mais com tranças que com um condutor sólido. As vantagens das blindagens trançadas são flexibilidade, durabilidade, resistência mecânica e longa vida à flexão. Entretanto, essas blindagens proporcionam uma cobertura de 60 a 90% e são menos eficazes que os condutores sólidos.

As blindagens trançadas usualmente proporcionam proteção a campo elétrico levemente reduzida (exceto em UHF)mas apresentam uma acentuada redução na proteção a campo magnético. A principal razão é que a trança altera a uniformidade da corrente da

blindagem. Uma blindagem trançada é tipicamente menos efetiva de 5 a 30 dB que uma blindagem sólida quando se trata de proteção a campos magnéticos.

Em altas frequências, a eficácia da blindagem decresce ainda mais. Isto se deve às cavidades da malha ficarem maiores comparadas ao comprimento de onda do sinal. Blindagens múltiplas oferecem maior proteção mas com maior custo e menor flexibilidade. Assim, os cabos com blindagens dupla ou tripla são usados somente em aplicações críticas.

Recentemente, os cabos com blindagens de folha de alumínio se tornaram acessíveis. Estas blindagens proporcionam quase 100% de cobertura e uma proteção bem mais efetiva. Não são tão resistentes como a blindagem trançada e usualmente apresentam uma frequência de corte bem alta face a sua grande resistência ôhmica.

2.7 - *A Uniformidade da Corrente da Blindagem*

A blindagem magnética anteriormente discutida depende da distribuição uniforme da corrente pela seção da blindagem. As blindagens sólidas, tal como a folha de alumínio, produzem uma distribuição de corrente mais uniforme e proporcionam uma melhor proteção magnética se a frequência estiver acima da sua frequência de corte.

As blindagens trançadas são bem menos eficazes para proteção magnética uma vez que sua distribuição de corrente é menos uniforme que a da blindagem sólida. A trança poderá ser revestida, tipicamente com prata ou solda e o fluxo de corrente será mais uniforme devido ao melhor contato condutor-condutor.

As blindagens não revestidas tendem a criar uma camada de óxido provocando um fraco contato elétrico entre os condutores individuais das tranças. A eficácia da blindagem a campos magnéticos próxima às extremidades dos cabos dependerá de como o trançado é terminado. Uma conexão "rabo de cavalo" (Fig.2-27) obriga a corrente da blindagem a se concentrar em um dos lados da blindagem. Para máxima proteção, a blindagem deverá terminar uniformemente em torno de sua seção transversal. Isto poderá ser conseguido pelo uso

CAPÍTULO 3

O ATERRAMENTO

O aterramento é um dos métodos primários na minimização do ruído captado. O uso apropriado e combinado da blindagem e do aterramento poderá resolver uma grande parte dos problemas de ruído.

Um sistema de aterramento deverá ser projetado tão bem como o restante do circuito embora seja difícil se convencer que o caro tempo de um engenheiro deva ser gasto em detalhes de onde cada circuito deverá ser aterrado. Entretanto, ao longo do desenvolvimento de um equipamento, tempo e dinheiro são usualmente economizados por não se ter que resolver problemas de interferência que aparecem quando o equipamento já está montado e testado.

Os princípios de aterramento que se discutirá são aplicáveis tanto a sistemas eletrônicos complexos e grandes quanto a circuitos individuais impressos em uma única chapa. Há dois objetivos básicos envolvidos no projeto de bons sistemas de aterramento. O primeiro é "minimizar a tensão de ruído gerado por correntes de dois ou mais circuitos fluindo através de uma impedância de terra comum". O segundo é "impedir a criação de malhas de terra que sejam susceptíveis a campos magnéticos e a diferenças de potencial de terra".

De maneira mais geral, um terra pode ser definido como um ponto ou plano equipotencial que serve como uma tensão de referência para um circuito ou sistema, podendo ter ou não o potencial da terra. Há duas razões comuns para o aterramento de um circuito:

a) por segurança
b) para proporcionar uma referência equipotencial para as tensões dos sinais.

Os terras para segurança estão sempre no potencial da terra enquanto que os terras dos sinais estão usualmente mas não necessariamente, no potencial da terra. Em muitos casos, um terra de segurança re

querido em um ponto impróprio para um terra de sinal poderá complicar o problema de ruído.

3.1 - Os Terras para Segurança

Considerações de segurança requerem que o chassis ou o invólucro do equipamento elétrico seja aterrado. A Fig. 3-1 mostra o motivo. No diagrama da Fig. 3-1a, Z_1 é a impedância concentrada entre um ponto no potencial V_1 e o chassis, e Z_2 é a impedância concentrada entre o chassis e o terra. O potencial do chassis é determinado por estas impedâncias que atuam como um divisor de tensão. Este potencial será:

$$V_{chassis} = \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}\right) V_1 \qquad (3\text{-}1)$$

O chassis poderá ter um potencial relativamente alto uma vez que seu potencial será determinado pelos valores relativos das impedâncias concentradas sobre as quais há um controle muito pequeno. Se, entretanto, o chassis for aterrado, seu potencial será zero uma vez que a Z_2 será nula.

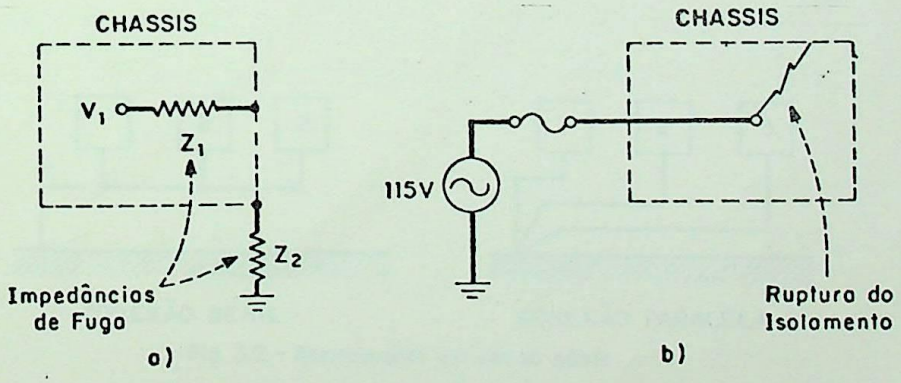


Fig. 3.1 - Aterramento por Segurança

O diagrama da Fig.3-1b mostra uma segunda e mais perigosa situação: uma linha ac com fusível entrando em um equipamento. Se houver uma ruptura do isolamento entre a linha e o chassis, este será capaz de consumir a corrente plena do circuito protegido. Se alguém entrar em contato com o chassis e o terra, ficará conectado diretamente à linha de energia. Entretanto, se o chassis for a

terrado, a ruptura do isolamento dará origem a uma grande corrente na linha, queimando o fusível e retirando a tensão do chassis.

3.2 - *Os Terras de Sinais*

Os terras de sinais geralmente caem em uma das classes seguintes:

a) terras em um só ponto (Fig.3-2)
b) terras multipontos (Fig.3-3)

Há ainda duas subclasses dos terras em um só ponto: -em conexão série e em conexão paralela. A conexão série é também denominada de sistema de terra comum e a conexão paralela de sistema de terra separado.

Nas discussões sobre técnicas de aterramento, duas considerações devem sempre estar em foco:

1) Todos condutores tem impedância finita, geralmente consistindo de resistência e indutância. A 11 KHz, um pedaço de fio 22 AWG de uma polegada sobre um plano de terra terá mais reatância indutiva que resistência.
2) Dois pontos de terra, fisicamente separados, raramente estarão no mesmo potencial.

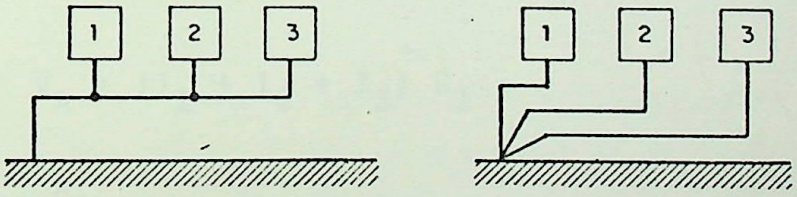


Fig. 3.2 - Aterramento em um só ponto

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

O terra de potência ac é de pequeno valor prático como terra de sinal. A tensão medida entre dois pontos do terra de potência será tipicamente de centena de milivolts e em alguns casos, alguns volts. Isto é excessivo para circuitos de sinal em baixo nível. Entretanto, por segurança, uma conexão (em um só ponto) para o terra de potência é usualmente requerida.

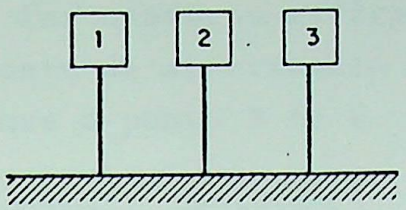


Fig. 3.3- Aterramento Multipontos

3.3 - *Os Sistemas de terra em um só ponto*

Do ponto de vista de ruído, o sistema de terra mais inadequado é o sistema a um só ponto mostrado na Fig.3-4. Este é uma conexão série de todos os terras de cada circuito individual.

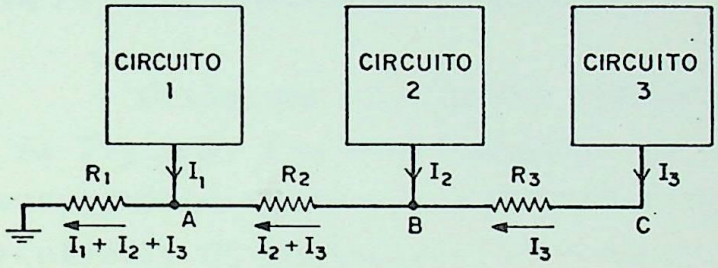


Fig. 3.4 - Aterramento em um só ponto (Conexão Série)

As resistências mostradas representam a impedância dos condutores terra e I_1, I_2 e I_3 são as correntes de terra dos circuitos 1,2, e 3 respectivamente. O potencial de A é,

$$V_A = (I_1 + I_2 + I_3)\, R_1 \qquad (3\text{-}2)$$

e o do ponto C:

$$V_C = (I_1 + I_2 + I_3)\, R_1 + (I_2 + I_3)\, R_2 + I_3\, R_3 \qquad (3\text{-}3)$$

Ainda que este circuito tenha o sistema de aterramento menos adequado, é provavelmente o mais largamente usado face a sua simplicidade. Para circuitos não críticos, ele poderá ser perfeitamente satisfatório. Este sistema não poderá ser empregado entre circuitos operando em níveis de energia muito diferentes uma vez que os estágios em alto nível dão origem a grandes correntes de ter

ra que por sua vez afetam adversamente o estágio de baixo nível. Quando este sistema for usado, o estágio mais crítico deverá estar o mais próximo do ponto de aterramento pois o ponto A (Fig.3-4) tem um potencial menor que o ponto B ou C.

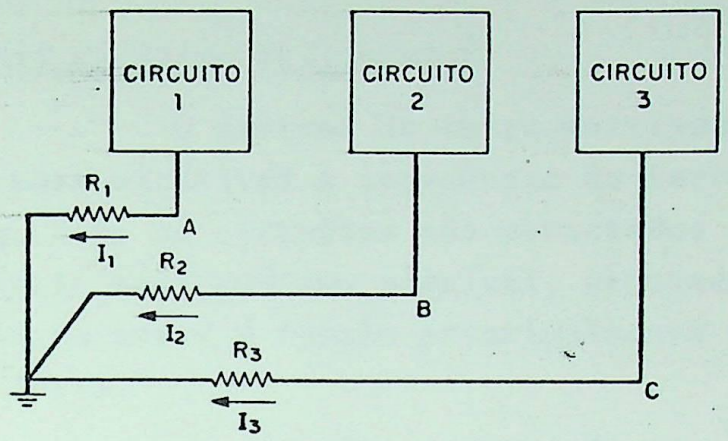


Fig.3.5- Aterramento em um só Ponto (Conexão Paralela)

O sistema de terras separados (conexão paralela), mostrado na Fig.3-5, é o mais adequado em baixas frequências (pois não há acoplamento transversal entre correntes de terra dos diferentes circuitos). Os potenciais nos pontos A e C serão:

$$V_A = I_1 R_1 \qquad (3\text{-}4)$$

e

$$V_C = I_3 R_3 \qquad (3\text{-}5)$$

O potencial de terra de cada circuito será agora uma função da corrente de terra e da impedância de terra do mesmo. Entretanto, esse sistema é mecanicamente incômodo uma vez que em um grande sistema será necessário um grande número de condutores.

Uma segunda limitação desse sistema ocorre em altas frequências onde as indutâncias dos condutores de terra aumentam a impedância de terra e também produzem acoplamento indutivo entre os terminais de terra. A capacitância parasita entre os condutores de terra também permitem acoplamento entre os terras.

Em frequências ainda maiores, a impedância dos condutores de terra poderá ser muito alta se os seus comprimentos coincidirem com os múltiplos ímpares de um quarto do comprimento de

onda. Estes terras não somente terão grande valor de impedância mas também atuarão como antenas e irradiarão ruído. Os terminais de terra deverão ser mantidos menores que um vigésimo do comprimento de onda, para que não haja irradiação e se tenha uma baixa impedância.

3.4 - Sistemas de Terra Multipontos

O sistema de terra multiponto é usado em altas frequências para minimizar a impedância de terra. Neste sistema, mostrado na Fig. 3-6, os circuitos são conectados ao plano de terra de baixa impedância mais próximo possível, usualmente o chassis. A baixa impedância de terra é função principalmente da baixa indutância do plano de terra.

As conexões entre cada circuito e o plano de terra deverão ser mantidas tão pequena como possível para minimizar suas impedâncias. Em circuitos de frequências muito altas, o comprimento destes terminais deverá ser mantido em uma pequena fração de polegada.

O aterramento multiponto deverá ser evitado em baixa frequência uma vez que as correntes de terra de todos os circuitos fluirão através de uma impedância de terra comum: - *o plano de terra*.

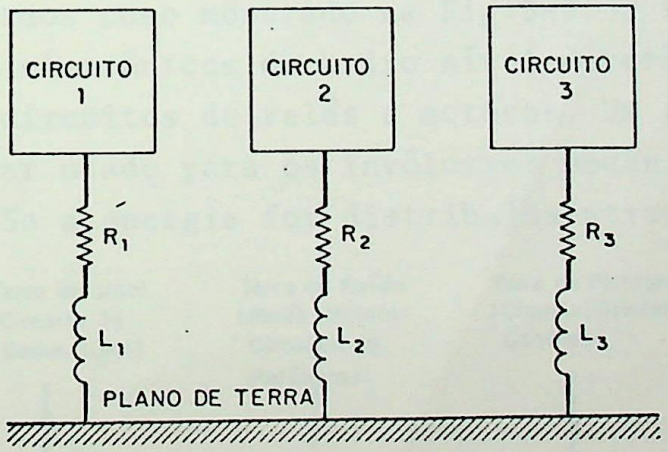


Fig. 3.6 - Aterramento Multiponto

Em altas frequências, a impedância comum do plano de terra poderá ser reduzida revestindo-se de prata a superfície. Aumentando-se a espessura do plano de terra não haverá nenhum efeito sobre sua impedância quando em alta frequência, uma vez que a

corrente fluirá somente pela superfície devido ao efeito pelicular.

Normalmente, em frequências abaixo de 1 MHz um sistema de terra em um só ponto é preferível; acima de 10 MHz, um sistema multiponto é melhor. Entre 1 e 10 MHz, um terra em um só ponto poderá ser usado desde que fixado o comprimento do maior condutor de terra em menos de um vigésimo do comprimento de onda. Caso não se consiga satisfazer essa condição, o aterramento multiponto deverá ser usado.

3.5 - Aterramento Prático em Baixa Frequência

Muitos sistemas de aterramentos práticos em baixa frequência são uma combinação do terra em um só ponto em série e paralelo. Tal combinação é um compromisso entre o critério de redução de ruído e a coerência de se evitar uma complexibilidade de fiação maior que a necessária. O método para se equilibrar esses fatores com sucesso será agrupar os terminais de terra seletivamente de tal forma que circuitos de diferentes potências e níveis de ruído não participem do mesmo condutor de retorno terra. Logo, os circuitos de baixo nível terão um retorno terra comum enquanto que os de alto nível terão um diferente retorno terra.

A maioria dos sistemas requerem, no mínimo, três retornos separados como mostrado na Fig.3-7. O terra do sinal usado para circuitos eletrônicos de baixo nível deverá ser separado do terra usado para circuitos de relés e motores. Um terceiro terra, de ferragens, deve ser usado para os invólucros mecânicos, chassis, grades, cabines, etc. Se a energia for distribuída através de todo o sistema

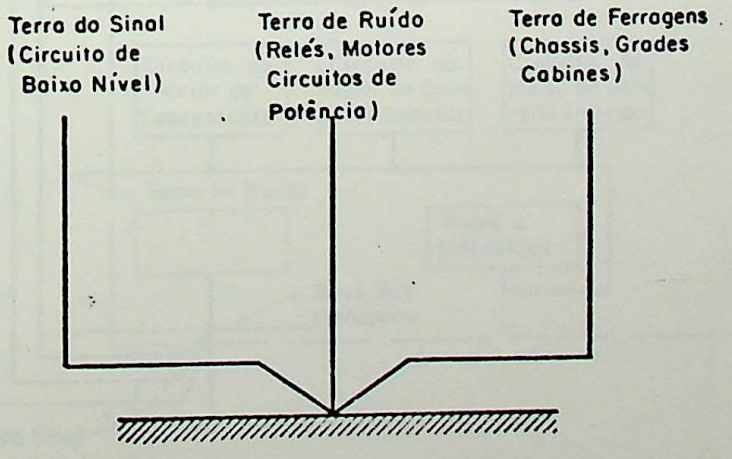


Fig. 3.7 - Os Três Terras Requeridos

o terra de potência deverá ser conectado ao terra das ferragens. Os três circuitos de retorno separados deverão ser ligados juntos em um só ponto.

A Fig. 3.8 mostra uma ilustração de como estes princípios de aterramento podem ser aplicados a um gravador de fita de nove pistas. Há três terras de sinal, um terra de potência e um terra de ferragem. Os circuitos mais sensíveis que são os nove amplificadores de leitura, são aterrados através de dois terras separados: cinco amplificadores são conectados a um e quatro ao outro. Os noves amplificadores de impressão (que operam em um nível muito mais alto que os de leitura), o interface e o circuito de controle são conectados ao terceiro terra de sinal. Os três motores dc (e seus circuitos de controle), os relés e os solenóides são ligados ao terra de ruído. Destes elementos, o circuito de controle do motor do cabrestante é o mais sensível devendo pois ser conectado o mais perto possível do ponto de terra primário. O terra das ferragens proporciona o terra para a armação protetora. Os terras do sinal, de potência e o das ferragens devem ser conectados juntos somente na fonte de energia.

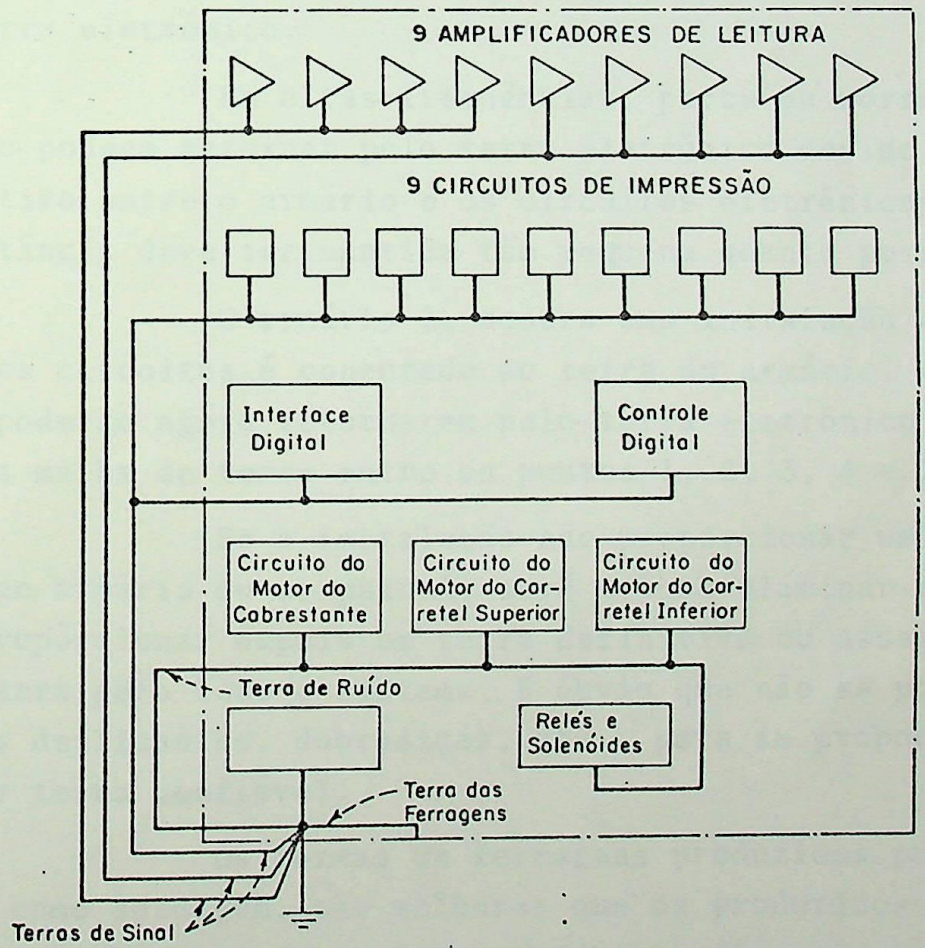


Fig. 3.8 – Sistema Típico de Aterramento

Os Terras das Ferragens

Os circuitos eletrônicos para sistemas muito grandes são usualmente montados em armários de relés ou cubículos que devem ser aterrados por segurança.

Em muitos sistemas, tais como nos sistemas telefônicos eletromecânicos, os armários servem como condutor de retorno para os circuitos de chaveamentos a relés. O terra, assim formado, é sempre muito ruidoso e poderá ter alta resistência devido as junções e fendas dos armários ou das gavetas removíveis. A Fig. 3.9 mostra um sistema típico consistindo de vários circuitos eletrônicos montados em painéis que por sua vez são montados em dois armários de relés. O armário 1 mostra o aterramento correto. O painel é ligado por uma fita de terra ao armário para se proporcionar um bom aterramento, e os armários são ligados juntos também por uma fita de terra e depois ao terra da fonte de potência primária. O terra dos circuitos eletrônicos não entram em contato com o painel e nem com o armário. Desta forma, as correntes de ruído do armário não podem retornar para terra através do terra eletrônico.

Em altas frequências, parte da corrente de ruído do armário poderá retornar pelo terra eletrônico devido ao acoplamento capacitivo entre o armário e os circuitos eletrônicos. Assim, esta capacitância deve ser mantida tão pequena quanto possível.

O armário 2, mostra uma instalação errada em que o terra dos circuitos é conectado ao terra do armário. As correntes de ruído poderão agora retornarem pelo terra eletrônico e ainda se formou uma malha de terra entre os pontos 1, 2, 3, 4 e 1.

Se a instalação não proporcionar uma boa conexão de terra ao armário ou ao painel, será melhor eliminar o questionável terra e proporcionar depois um terra definitivo ou assegurar que não haja um terra para todo o sistema. É óbvio que não se pode depender de gavetas deslizantes, dobradiças, etc., para se proporcionar uma conexão de terra confiável.

Os terras de ferragens produzidos por forte contato, tal como soldagem, são melhores que os produzidos com parafusos ou conectores. No caso de se ligar materiais diferentes para aterra-

mento, deve-se ter cuidado com a ação galvânica.

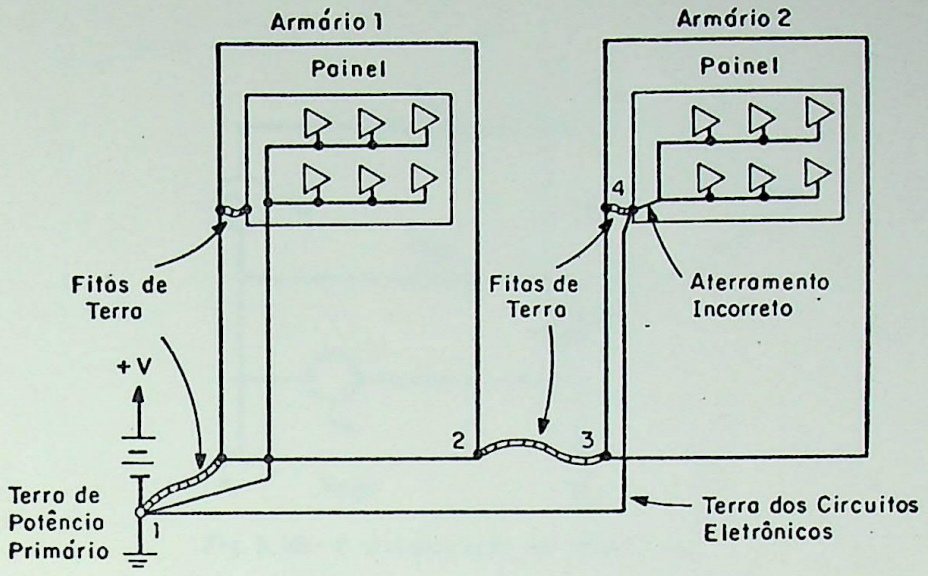


Fig. 3.9 - Circuitos Eletrônicos Montados em Armários

Quando as conexões elétricas tiverem que ser feitas em uma superfície metálica, tal como em um chassis, o metal terá que ser protegido da corrosão com um revestimento condutivo; como exemplo, acabamento em alumínio com um *alodino* condutivo ou um acabamento cromado em lugar do acabamento anodizado não condutivo. Se o chassis for usado como plano de terra, atenção especial deverá se ter com as propriedades elétricas das junções, dobradiças e aberturas.

3.6 - *A Referência de Terra para um Circuito*

Uma vez que dois pontos de terra raramente se encontram no mesmo potencial, a diferença de potencial será acoplada para o circuito se este for aterrado em mais de um ponto. Esta situação está ilustrada na Fig. 3.10, onde uma fonte de sinal está aterrada no ponto A e um amplificador no ponto B. A tensão V_G representa uma diferença no potencial de terra entre os pontos A e B. Na Fig. 3-10 e ilustrações subsequentes, dois diferentes símbolos de terra serão usados para enfatizar que os dois terras fisicamente separados não estarão no mesmo potencial. Os resistores R_{c1} e R_{c2} representam as resistências dos condutores de conexão da fonte ao amplificador.

Na Fig. 3.10, a tensão de entrada do amplificador é igual a $V_S + V_G$. Para se eliminar o ruído, uma das conexões de ter

rá deve ser removida. A eliminação da conexão em B significa que o

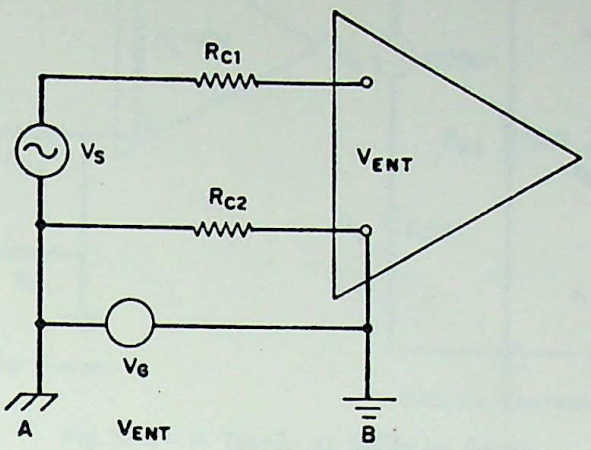


Fig. 3.10 – O Acoplamento da Tensão V_G

amplificador precisa operar com uma fonte de energia não aterrada. Um amplificador diferencial também poderá ser usado como se verá posteriormente nesse mesmo capítulo. Entretanto é usualmente mais fácil eliminar a conexão de terra em A.

O efeito de se isolar a fonte do terra poderá ser determinado considerando-se um transdutor de baixo nível conectado a um amplificador, como mostrado na Fig. 3-11. A fonte e um dos terminais do amplificador são aterrados.

Para o caso onde $R_{c2} << R_S + R_{c1} + R_L$, a tensão de ruído V_N nos terminais do amplificador será igual a:

$$V_N = \left[\frac{R_L}{R_L + R_{c1} + R_S}\right]\left[\frac{R_{c2}}{R_{c2} + R_G}\right] V_G \qquad (3\text{-}6)$$

Exemplo 3-1

Considere-se o caso onde o potencial de terra na Fig. 3-11 seja igual a 100 mV, um valor equivalente a 10 A de corrente de terra fluindo por uma resistência de terra igual a 0,01Ω. Se R_S = 500Ω, $R_{c1} = R_{c2}$ = 1Ω e R_L = 10KΩ, então da Eq. (3-6) a tensão de ruído dos terminais do amplificador será 95 mV. Assim, quase toda a tensão diferencial de terra (100 mV) foi acoplada para o amplificador.

A fonte poderá ser isolada do terra adicionando-se a impedância Z_{SG} como mostrado na Fig. 3-12. Idealmente, esta im

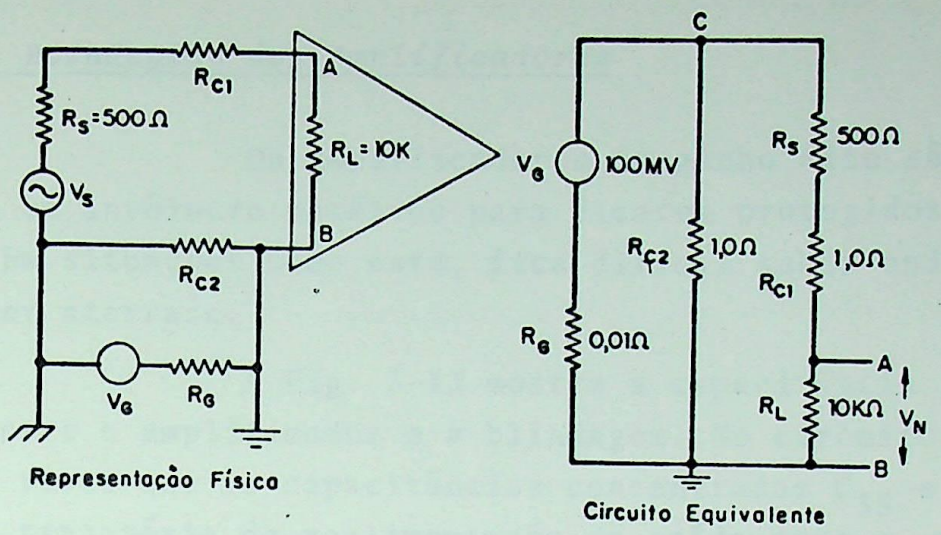


Fig. 3.11 – A Tensão de Ruído na Carga

pedância deveria ser infinita, mas devido a resistência e a capacitância de fuga, terá algum valor finito.

Para o caso onde $R_{c2} << R_S + R_{c1} + R_L$ e $Z_{SG} >> R_{c2} + R_G$, a tensão de ruído V_N nos terminais do amplificador será:

$$V_N = \left[\frac{R_L}{R_L + R_{c1} + R_S}\right]\left[\frac{R_{c2}}{Z_{SG}}\right] V_G \qquad (3\text{-}7)$$

A redução de ruído obtida pelo isolamento da fonte se deve ao segundo termo da Eq. (3-7). Se Z_{SG} fosse infinita, não haveria tensão de ruído acoplada para o amplificador. Se a impedância Z_{SG} for 1 MΩ e todos os outros valores forem os exemplificados anteriormente, a tensão de ruído nos terminais do amplificador será, pela Eq. (3-7), de 0,095 μV. Isto corresponde a uma redução de 120 dB em relação ao caso anterior onde a fonte era aterrada.

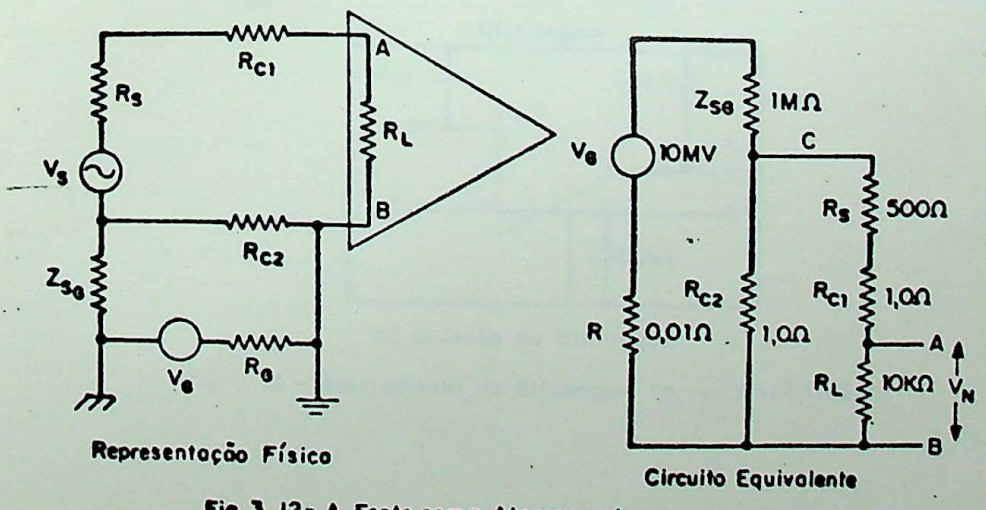


Fig. 3.12 – A Fonte sem o Aterramento

3.7 - *As Blindagens dos Amplificadores*

Os amplificadores de ganho alto são sempre colocados em um invólucro metálico para ficarem protegidos a campos elétricos. Em situações como esta, fica difícil saber onde a blindagem deverá ser aterrada.

A Fig. 3-13 mostra a capacitância parasita que existe entre o amplificador e a blindagem. No circuito equivalente pode ser visto que as capacitâncias concentradas C_{3S} e C_{1S} proporcionam uma trajetória de realimentação de saída para a entrada do amplificador. Se esta realimentação não for eliminada, o amplificador poderá oscilar. A única conexão que eliminará esta trajetória é a mostrada na Fig. 3-13c onde a blindagem é conectada ao terminal comum do amplificador. Com esta conexão, a capacitância C_{2S} será curto-circuitada e a realimentação será eliminada. Essa conexão poderá ser feita mesmo se o comum do amplificador não estiver no potencial do terra.

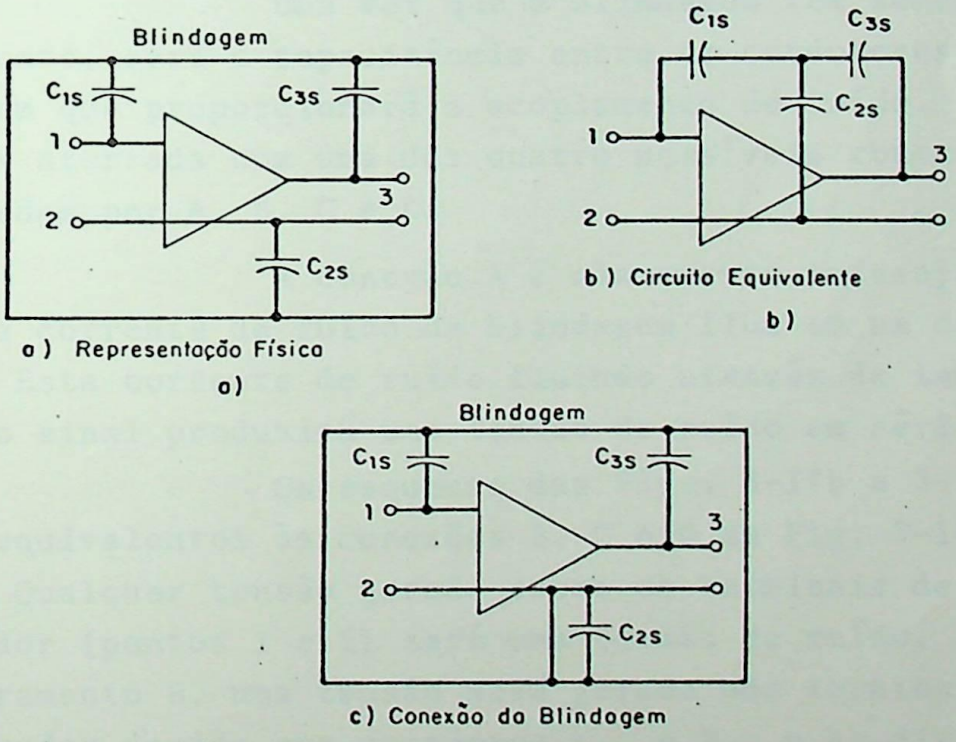


Fig. 3.13 - Aterramento do Blindagem de um Amplificador

3.8 - O Aterramento das Blindagens dos Cabos

As blindagens dos cabos usados para sinais de baixa frequência devem ser aterradas em somente um ponto quando o circuito do sinal tiver um único ponto de terra. Se a blindagem for aterrada em mais de um ponto, ter-se-á fluxo de corrente de ruído. No caso do par trançado blindado, as correntes da blindagem poderão indutivamente acoplar tensões desiguais para o cabo de sinal e ser uma fonte de ruído. No caso do cabo coaxial, a corrente da blindagem irá gerar uma tensão de ruído estabelecida pela queda IR na resistência da blindagem. Assim, se a blindagem deve ser aterrada em um só ponto torna-se importante determinar que ponto deverá ser esse.

A Fig. 3-14 mostra um amplificador com uma fonte de sinal não aterrada em seus terminais de entrada. O gerador V_{G1} representa o potencial do terminal comum do amplificador em relação ao potencial de terra e o gerador V_{G2} representa a diferença de potencial entre os dois pontos de terra.

Uma vez que a blindagem tem somente um ponto de aterramento, será a capacitância entre os condutores de entrada e a blindagem que proporcionará o acoplamento de ruído. A blindagem poderá ser aterrada com uma das quatro possíveis conexões tracejadas e denotadas por A, B, C e D.

A conexão A é claramente indesejável pois permite que a corrente de ruído da blindagem flua em um dos condutores do sinal. Esta corrente de ruído fluindo através da impedância do condutor do sinal produzirá uma tensão de ruído em série com o sinal.

Os esquemas das Figs. 3-14b a 3-14d são os circuitos equivalentes às conexões B, C e D da Fig. 3-14a, respectivamente. Qualquer tensão gerada entre os terminais de entrada do amplificador (pontos 1 e 2) será uma tensão de ruído. Com o arranjo de aterramento B, uma tensão será gerada nos terminais de entrada do amplificador devido aos geradores V_{G2} e V_{G1} e ao divisor de tensão capacitivo formado por C_1 e C_2, sendo pois insatisfatória. Com a conexão C, não haverá tensão entre os terminais do amplificador independentemente dos valores de V_{G1} e V_{G2}. Com a conexão de terra D, u

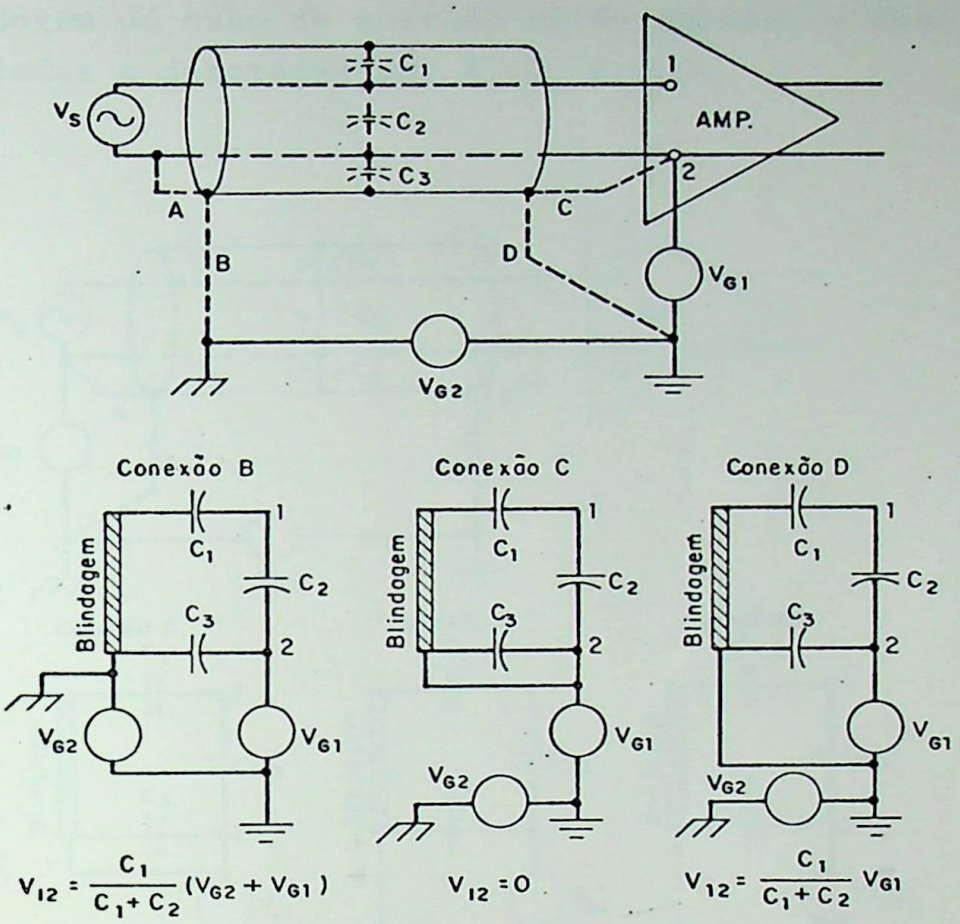


Fig. 3.14 – Aterramento de Blindagem

ma tensão será gerada nos terminais de entrada do amplificador devido ao gerador V_{G1} e ao divisor de tensão capacitivo formado por C_1 e C_2.

A única conexão que bloqueia a tensão de ruído V_{12} é a C. *"Logo, para um circuito com uma fonte não aterrada e um amplificador aterrado, a blindagem deverá ser sempre conectada ao terminal comum do amplificador, memsmo que este ponto não esteje no potencial de terra"*. Tem-se usado amplificadores para exemplificar as técnicas de aterramento; entretanto, em lugar dos mesmos poderá ser colocado qualquer tipo de carga.

O caso de um amplificador não aterrado conectado a uma fonte aterrada está mostrado na Fig. 3-15. O gerador V_{G1} representa o potencial do terminal comum da fonte acima do terra re-

al e sua localização. As quatro conexões possíveis para o aterramento da blindagem do cabo de entrada estão novamente mostrados por linhas tracejadas e denotadas por A, B, C e D.

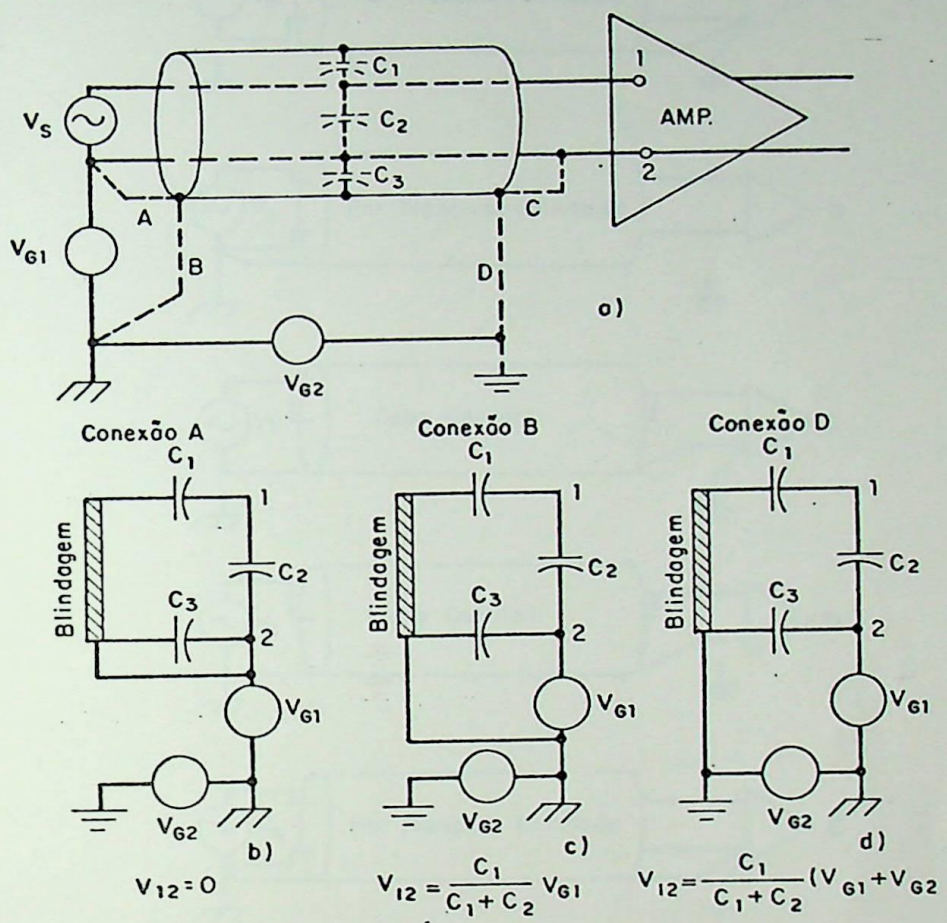


Fig. 3.15 – Aterramento de Blindagem

A conexão C é obviamente indesejável por permitir que a corrente de ruído da blindagem flua em um dos condutores do sinal para atingir o terra.

Os circuitos equivalentes às conexões A, B, e D estão mostrados nas Figs. 3-15b a 3-15d. Como pode ser visto, somente a conexão A não produzirá tensão de ruído entre os terminais de entrada do amplificador. *"Logo, para o caso de uma fonte aterrada e um amplificador não aterrado, a blindagem deverá ser conectada ao terminal comum da fonte mesmo que esse ponto não esteja no potencial de terra"*.

Os esquemas de aterramento de blindagens a baixa

frequência preferidos para o cabo coaxial e para o par trançado blindado estão mostrados na Fig. 3-16. Os circuitos de A a D são aterrados no amplificador ou na fonte mas não nas duas extremidades.

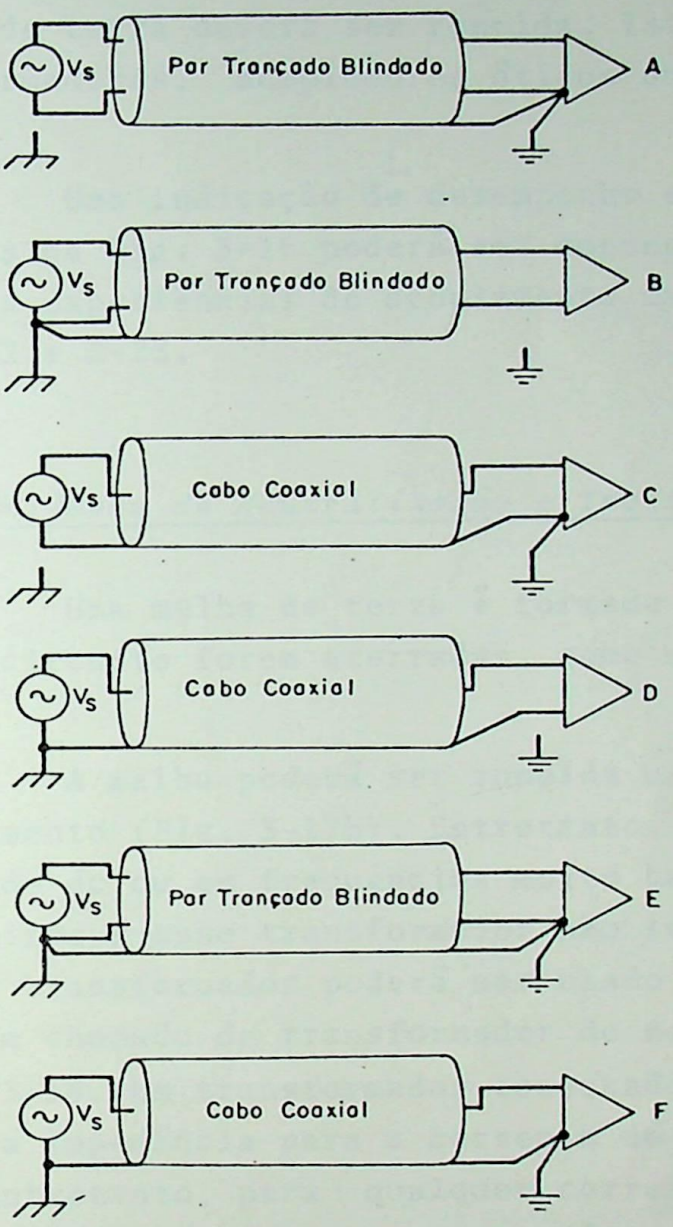


Fig. 3. 16 – ATerramentos de Blindogens

Quando o circuito do sinal for aterrado nas duas extremidades, o valor possível da redução do ruído será limitado pela diferença do potencial de terra e pela susceptibilidade da malha de terra a campos magnéticos.

As configurações de aterramento das blindagens preferidas para os casos onde o circuito do sinal é aterrado nas duas extremidades, estão mostradas nos circuitos E e F da Fig. 3-16.No circuito F, a blindagem do cabo coaxial é aterrada nas duas extremidades para forçar parte da corrente da malha de terra a fluir pela

baixa impedância da blindagem em lugar de pelo condutor central. No caso do circuito E, o par trançado blindado é também aterrado nas duas extremidades para desviar parte da corrente da malha de terra dos condutores de sinal. Se uma adicional imunidade a ruído for requerida, a malha de terra deverá ser rompida. Isto poderá ser feito usando-se transformadores, acopladores óticos ou amplificador diferencial.

Uma indicação de desempenho esperado das configurações mostradas na Fig. 3-16 poderá ser conseguida referindo- se aos resultados das experiências de acoplamento magnético apresentados nas Figs. 2-22 e 2-23.

3.9 - Os Transformadores de Neutralização e Isolamento

Uma malha de terra é formada quando as duas extremidades de um circuito forem aterradas, como mostrado na Fig. 3-17a.

A malha poderá ser rompida usando-se um transformador de isolamento (Fig. 3-17b). Entretanto, em alguns circuitos, a continuidade dc ou em frequências muito baixas é requerida entre os dois circuitos e esse transformador não será prático. Sob estas condições, um transformador poderá ser usado como um "choke longitudinal" (também chamado de transformador de neutralização), como mostrado na Fig. 3-18. Um transformador conectado dessa maneira apresenta uma baixa impedância para a corrente do sinal e permite o acoplamento dc. Entretanto, para qualquer corrente de ruído longitudinal (modo comum), exibirá uma alta impedância.

A corrente do sinal mostrada na Fig. 3-18 flui igualmente nos dois condutores mas em direções opostas. Esta é a corrente do sinal desejado, também conhecida como corrente do circuito metálico.

As correntes de ruído fluem na mesma direção ao longo dos dois condutores e são denominadas de correntes longitudinais ou correntes a modo comum.

O desempenho do circuito da Fig. 3-18a pode ser

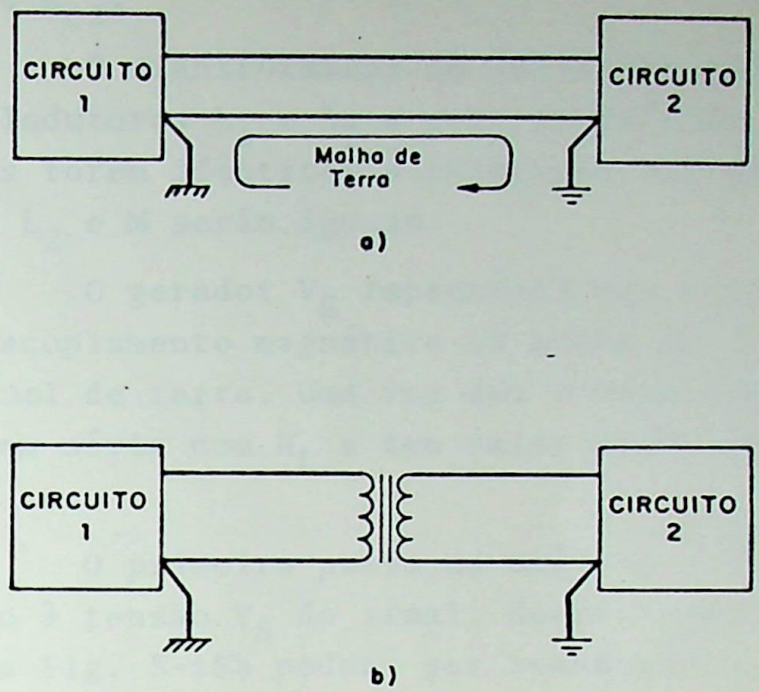
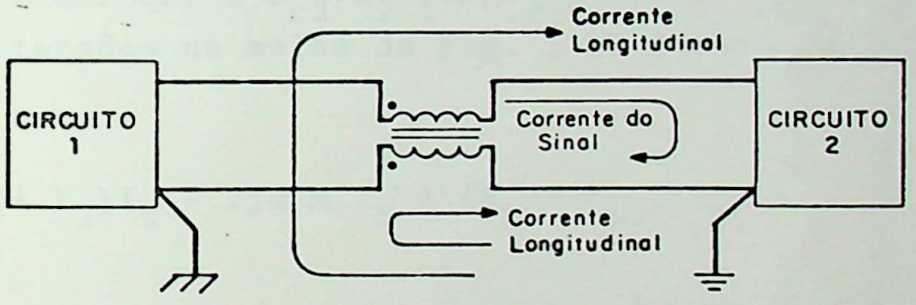
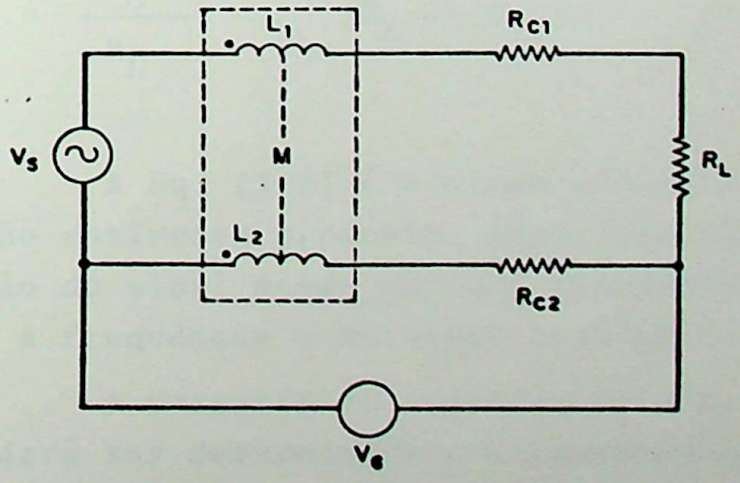


Fig. 3.17 – O Transformador de Isolamento

analisado em termos do seu circuito equivalente. O gerador V_S representa a tensão do sinal que é ligada à carga R_L pelos condutores com



a) Representação Física



b) Circuito Equivalente

Fig. 3.18 – O Chocke Longitudinal

Escola Federal de Engenharia - Itajubá
Biblioteca MAUÁ

resistência R_{c1} e R_{c2}.

O transformador de neutralização está representado pelos dois indutores L_1 e L_2 e pela indutância mútua M. Se os dois enrolamentos forem idênticos e colocados bem próximos no mesmo núcleo então L_1, L_2 e M serão iguais.

O gerador V_G representa uma tensão longitudinal devida tanto ao acoplamento magnético na malha de terra quanto a diferença de potencial de terra. Uma vez que a resistência do condutor R_{c1} se encontra em série com R_L e tem valor muito menor, poderá ser desprezada.

O primeiro passo na análise é determinar a resposta do circuito à tensão V_S do sinal, desprezando-se o efeito de V_G. O circuito da Fig. 3-18b poderá ser redesenhado como mostrado na Fig. 3-19 e pode-se perceber que é idêntica a Fig. 2-17, onde foi mostrado que em frequências maiores que $\omega = 5\ R_{c2}/L_2$, toda a corrente I_S retornaria para a fonte através do segundo condutor e não pelo plano de terra. Se L_2 for escolhida tal que a menor frequência do sinal seja maior que $5\ R_{c2}/L_2$ [rd/s], então $I_G = 0$. Sob essas condições, as tensões na malha da Fig. 3-19 poderão ser somadas como segue:

$$V_S = j\omega(L_1 + L_2)I_s - 2j\omega\ M\ I_S + (R_L + R_{c2})\ I_S \qquad (3\text{-}8)$$

Recordando-se que $L_1 = L_2 = M$ e resolvendo-se para I_S, tem-se,

$$I_S = \frac{V_S}{R_L + R_{c2}} \simeq \frac{V_S}{R_L} \qquad (R_L >> R_{c2}) \qquad (3\text{-}9)$$

A Eq. (3-9) é a mesma que seria obtida se o transformador não estivesse presente. Logo, ele não terá efeito sobre a transmissão do sinal desde que sua indutância seja grande o suficiente para que a frequência ω do sinal seja maior que $5\ R_{c2}/L_2$.

A resposta do circuito da Fig. 3-18 à tensão longitudinal V_G poderá ser determinada considerando-se o circuito equivalente mostrado na Fig. 3-20. Sem o transformador a tensão de ruído total aparecerá em R_L.

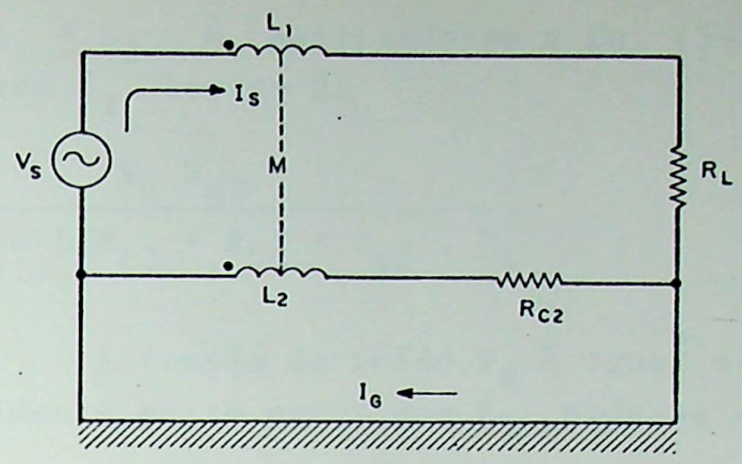


Fig. 3.19 - Circuito Equivolente poro o Fig. 3.18

Com o transformador presente, a tensão de ruído desenvolvida em R_L poderá ser determinada escrevendo-se as equações de tensões das malhas mostradas na Fig. 3-20. Assim, para a malha

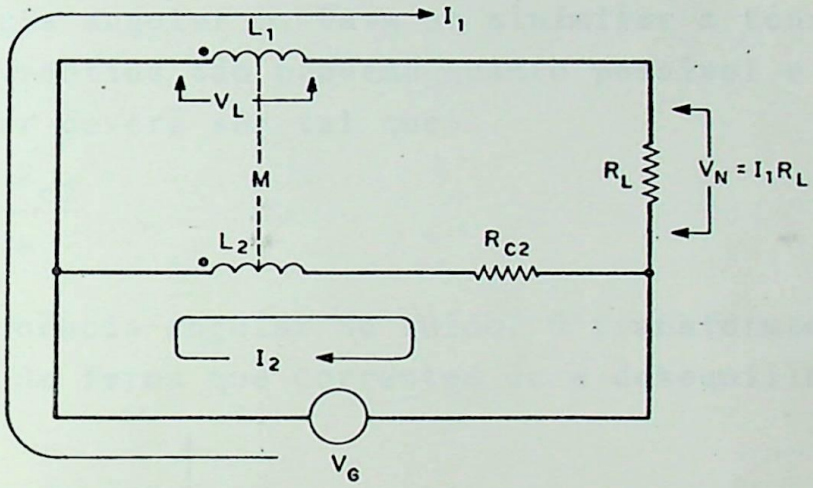


Fig. 3.20 – Circuito Equivolente poro o Fig. 3.18

externa, tem-se,

$$V_G = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + I_1 R_L \qquad (3\text{-}10)$$

e para a malha inferior:

$$V_G = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + R_{c2} I_2 \qquad (3\text{-}11)$$

A Eq. (3-11), resolvida para I_2 será:

$$I_2 = \frac{V_G - j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_{c2}} \qquad (3\text{-}12)$$

Recordando que $L_1 = L_2 = M$, aplicando-se a Eq. (3-12) na Eq.(3-10)e resolvendo-se para I_1, ter-se-á:

$$I_1 = \frac{V_G R_{c2}}{j\omega L(R_{c2} + R_L) + R_{c2} \cdot R_L} \qquad (3\text{-}13)$$

A tensão de ruído V_N é igual a $I_1.R_L$ e uma vez que R_{c2} é normalmente muito menor que R_2, pode-se escrever:

$$V_N = \frac{V_G \cdot R_{c2}/L}{j\omega + R_{c2}/L} \qquad (3\text{-}14)$$

A Fig. 3-21 mostra um gráfico de V_N/V_G em função da frequência angular ω. Para se minimizar a tensão de ruído, R_{c2} deverá ser mantida tão pequena quanto possível e a impedância L do transformador deverá ser tal que,

$$L >> \frac{R_{c2}}{\omega} \qquad (3\text{-}15)$$

onde ω é a frequência angular do ruído. O transformador deverá também ser grande de forma que correntes dc e desequilibradas fluindo

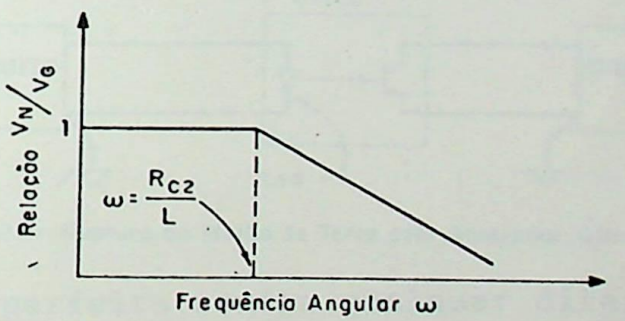


Fig. 3.21 – V_N / V_G em função de ω

pelo circuito não o levem à saturação.

O choke longitudinal ou transformador de neutralização mostrado na Fig. 3-18 pode ser facilmente construído bastando que se enrole os condutores de conexão dos dois circuitos em torno de um núcleo magnético, como mostrado na Fig. 3-22.

Os condutores de sinal de mais de um circuito poderão ser enrolados em um mesmo núcleo sem que haja interferência entre eles (crosstalk). Um transformador neutalizador típico usado

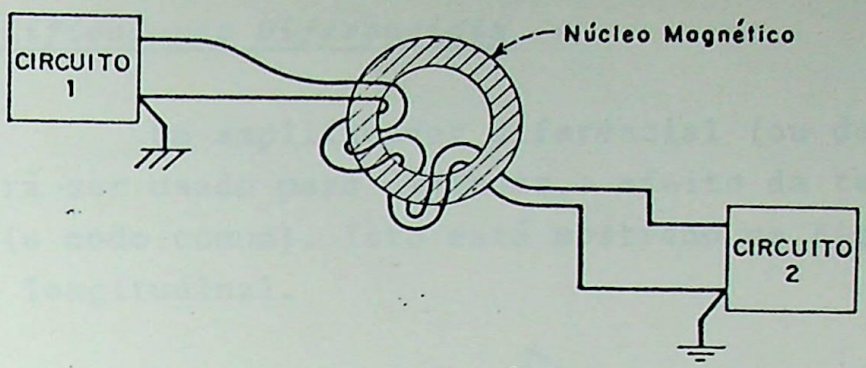


Fig. 3.22 - Execução de um Trafo de Neutralização

em telefonia contém de 25 a 50 circuitos.

3.10 - Os Acopladores Óticos

Uma outra maneira de se romper a malha de terra entre dois circuitos é usar um acoplador ótico, como mostrado na Fig. 3-23.

O acoplador ótico básico consiste de um LED (diodo emissor de luz) acoplado oticamente a um transistor, diodo ou tiristor, contidos em um só invólucro. Este tipo de circuito fornece

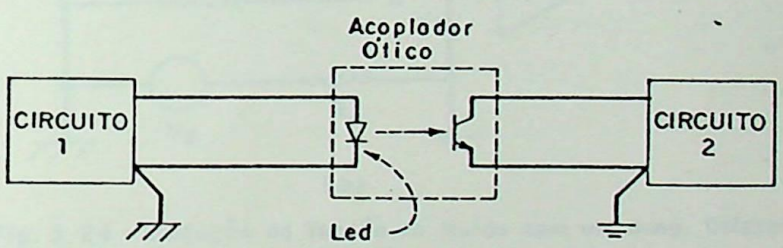


Fig.323 - Ruptura da Malha de Terra com Acoplador Ótico

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

uma isolação quase perfeita contra qualquer diferença de potencial de terra, pois a única conexão entre os dois circuitos 1 e 2 é através do fluxo de luz do acoplador ótico.

Os acopladores óticos são especialmente usados em circuitos digitais. Entretanto, para circuitos analógicos, são menos empregados pois a linearidade através dos mesmos nem sempre é satisfatória. Recentemente (1975) deu-se início a projetos de circuitos analógicos usando técnicas de realimentação ótica visando compensar a não linearidade inerente do acoplador ótico.

3.11 - Os Amplificadores Diferenciais

Um amplificador diferencial (ou de entrada equilibrada) poderá ser usado para diminuir o efeito da tensão de ruído longitudinal (a modo comum). Isto está mostrado na Fig. 3-24a onde V_G é a tensão longitudinal.

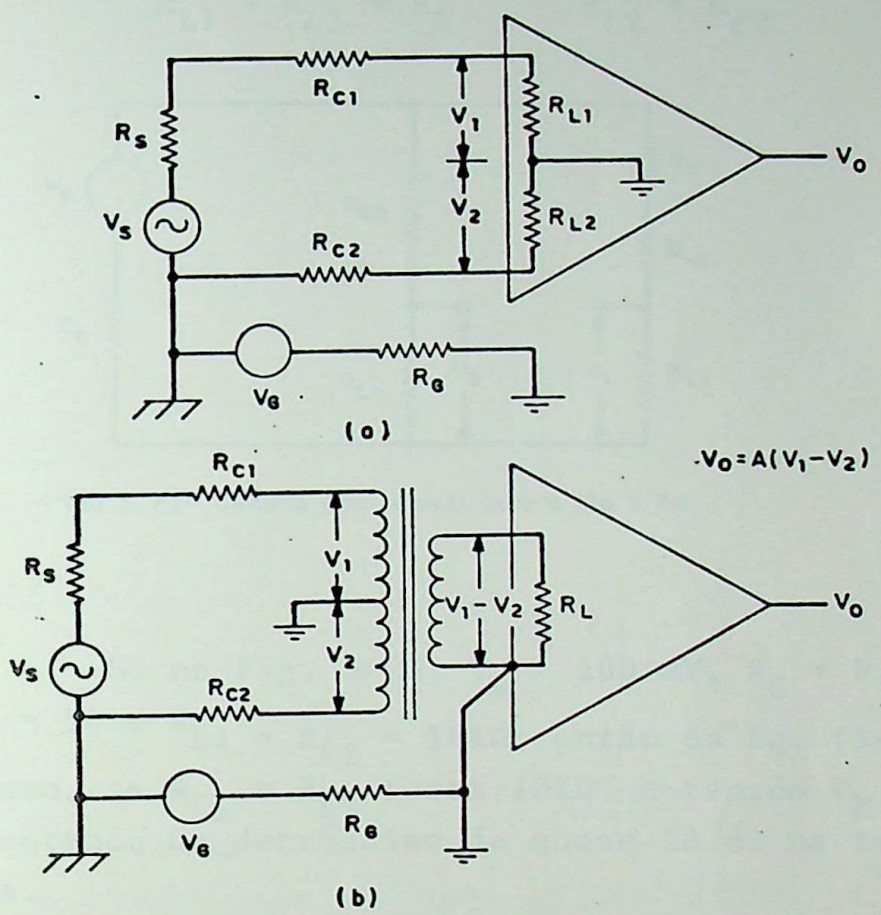


Fig. 3.24 – Redução da Tensão de Ruído com um Amp. Diferencial

O amplificador diferencial tem duas tensões de entrada V_1 e V_2, e a tensão de saída é igual ao ganho A do amplificador vezes a diferença das duas tensões de entrada, ou seja, $V_o = A(V_1 - V_2)$.

A Fig. 3-24b mostra como um amplificador a um só terminal (ou desequilibrado) poderá ser usado para simular o desempenho de um verdadeiro amplificador equilibrado. O primário do transformador tem um tap central aterrado e as tensões nas duas metades são V_1 e V_2. A tensão secundária (assumindo-se K = 1) será igual a $V_1 - V_2$. A saída do amplificador novamente será igual ao ganho vezes a diferença das tensões e portanto igual à saída do amplificador equilibrado.

A resposta de qualquer um dos circuitos da Fig. 3-24 à tensão de ruído poderá ser determinada a partir do circuito equivalente da Fig. 3-25. Para uma resistência R_{L2} muito maior que R_G, a tensão de entrada no amplificador devido a tensão de ruído a modo comum V_G será:

$$V_N = V_1 - V_2 = \left(\frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{c1} + R_S} - \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{c2}}\right) V_G \qquad (3\text{-}16)$$

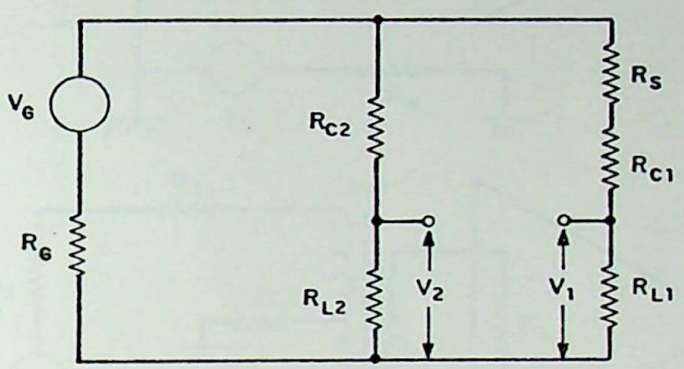


Fig. 3.25 – Circuito Equivalente para o Fig. 3.24

Exemplo 3-2

Se na Fig. 3-25, V_G = 100 mV, R_G = 0,01Ω, R_S = 500Ω, $R_{c1} = R_{c2}$ = 1Ω e $R_{L1} = R_{L2}$ = 10KΩ, então da Eq. (3-16), V_N = 4,6 mV. Entretanto, se R_{L1} e R_{L2} forem 10KΩ, a tensão V_N será igual a 0,5 mV representando um decréscimo de quase 20 dB na tensão de ruído de entrada.

Da consideração acima fica claro que aumentando se a impedância de entrada do amplificador diferencial (R_{L1} e R_{L2}) decrescerá a tensão de ruído acoplada para o amplificador devido a V_G. Da Eq. 3-16 pode ser notado que decrescendo a resistência R_S da fonte, a tensão de ruído acoplada também decrescerá.

A Fig. 3-26 mostra uma maneira de se modificar os circuitos da Fig. 3-24 de forma a se aumentar a impedância de entrada do amplificador para a tensão longitudinal V_G sem com isso aumentar a impedância de entrada para a tensão V_S do sinal. Isto é feito adicionando-se um resistor R no terminal de terra, como mostrado.

Quando for usado um amplificador diferencial de

alta impedância, a blindagem do cabo da entrada e o comum da fonte deverão ser aterrados na fonte como foi mostrado na Fig.3-16B.

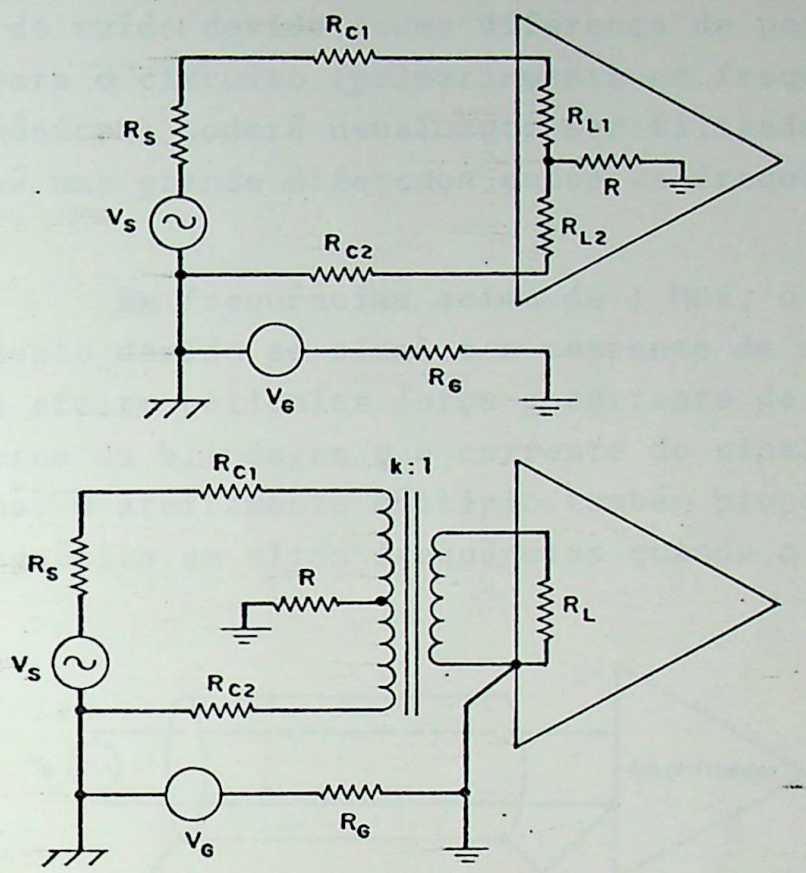


Fig. 3.26 – Inserção do Resistência R.

3.12 - *O Aterramento da Blindagem em Altas Frequências*

Em frequências menores que 1 MHz, as blindagens são normalmente aterradas em uma só extremidade. Caso contrário, como já explicado, grandes correntes poderão fluir na blindagem e introduzir ruído no circuito do sinal. O aterramento em um só ponto também elimina a malha de terra da blindagem e a captação magnética associada.

Em frequências acima de 1 MHz ou onde o comprimento do cabo excede a um vigésimo do comprimento de onda é sempre necessário aterrar a blindagem em mais de um ponto para garantir que ela permanecerá no potencial de terra. Um outro problema ocorre em altas frequências: o acoplamento capacitivo tende a completar a malha de terra, como mostrado na Fig. 3-27. Isto torna difícil ou impossível manter o isolamento da extremidade não aterrada da blindagem.

É pois, prática comum em altas frequências, aterrar as duas extremidades das blindagens dos cabos. Para cabos longos, um aterramento será requerido à cada décimo de um comprimento de onda. A tensão de ruído devido a uma diferença de potencial de terra que se acopla para o circuito (primariamente em frequências de potência e seus harmônicos) poderá usualmente ser filtrada para fora do circuito pois há uma grande diferença entre as frequências do sinal e do ruído.

Em frequências acima de 1 MHz, o efeito pelicular reduz o acoplamento devido ao sinal e a corrente de ruído fluindo na blindagem. Este efeito pelicular força a corrente de ruído a fluir na superfície externa da blindagem e a corrente do sinal a fluir na superfície interna. O aterramento múltiplo também proporciona um grau de blindagem magnética em altas frequências quando o cabo coaxial é usado.

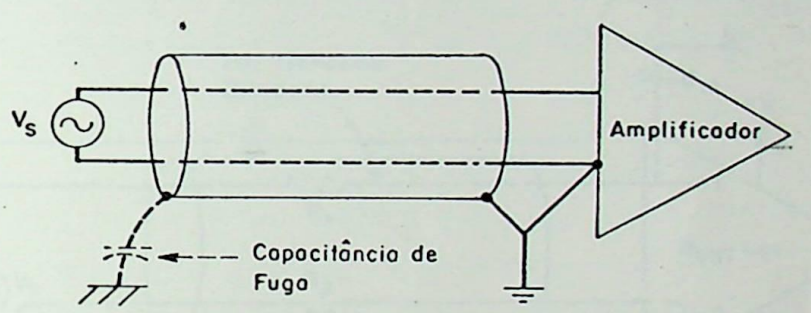


Fig. 3.27 – O Efeito da Capacitância de Fuga

As características do circuito mostrado na Fig. 3-27 podem ser melhoradas reforçando-se a capacitância concentrada com um pequeno capacitor e formando-se assim, um terra híbrido ou combinado. Em baixas frequências, existirá um só ponto de terra uma vez que a impedância do capacitor será grande. Entretanto, em altas frequências, o capacitor apresentará uma baixa impedância convertendo o circuito a uma situação de aterramento múltiplo. Esta configuração de aterramento é muito usada em circuitos que devem operar dentro de uma grande faixa de frequências.

3.13 - As Blindagens de Guarda

Uma redução de ruído maior que a conseguida com

o amplificador diferencial poderá ser obtida empregando-se um amplificador com uma blindagem de guarda. Esta blindagem é colocada em torno do amplificador e mantida em um potencial que impede fluxo de corrente na impedância desequilibrada da fonte. O efeito da blindagem de guarda poderá ser melhor explicada considerando-se um exemplo em que ela é usada para cancelar os efeitos de uma diferença no potencial de terra.

A Fig. 3-28 mostra um amplificador conectado por um par trançado blindado a uma fonte aterrada, onde V_G e a tensão a modo comum (longitudinal) devido a diferença nos potenciais de terra. Respectivamente, V_S e R_S são a tensão do sinal diferencial e a resistência da fonte. R_{ent} é a impedância da entrada do amplificador, e C_{1G} e C_{2G} são as capacitâncias entre os terminais de entrada do amplificador e o terra, incluindo a capacitância do cabo.

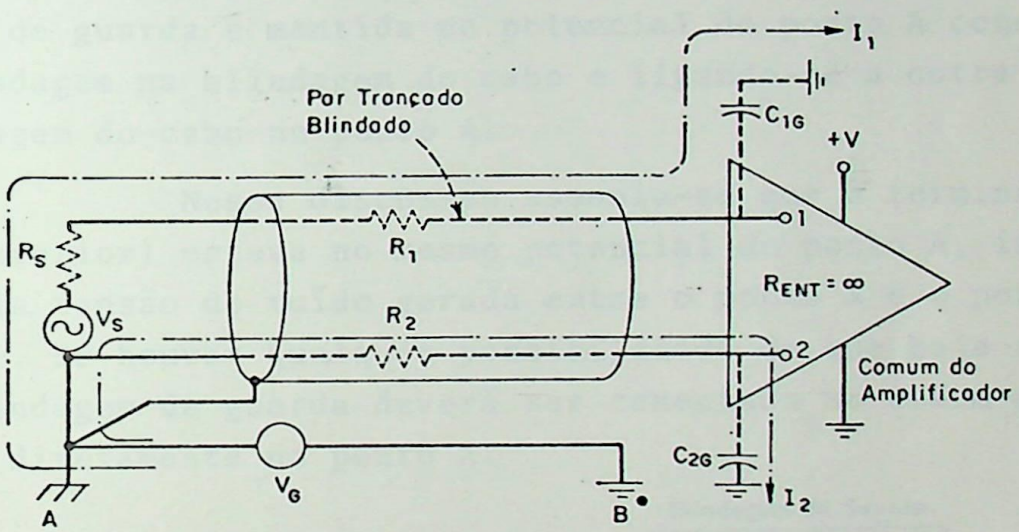


Fig. 3.28 – Amplificador e Fonte Aterrada

Há duas correntes indesejáveis fluindo como resultado da tensão V_G. A corrente I_1 flui pelos resistores R_S e R_1 e pela capacitância C_{1G} e a corrente I_2 flui por R_2 e C_{2G}. Se cada corrente não fluir pela mesma impedância total, haverá uma tensão de entrada diferencial no amplificador. Entretanto, se uma blindagem de guarda for colocada em torno do amplificador, como mostrado na Fig. 3.29, e a blindagem for mantida no mesmo potencial do ponto A, as correntes I_1 e I_2 ficarão anuladas pois as duas extremidades das trajetórias estarão no mesmo potencial. As capacitâncias C_1 e C_2 agora aparecerão entre os terminais de entrada e a blindagem.

A blindagem cumpre o objetivo de eliminar a

tensão de ruído de entrada diferencial. Entretanto, não foi mencionado o problema de como manter a blindagem no potencial do ponto A.

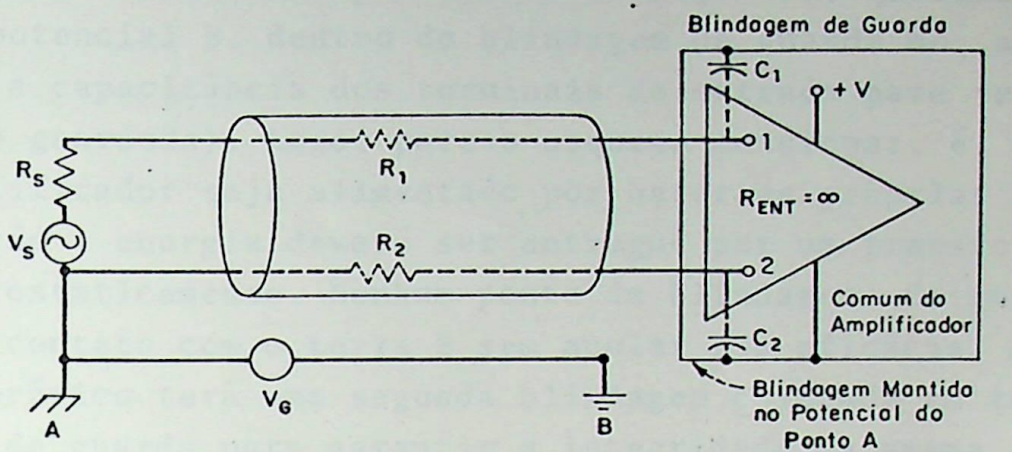


Fig. 3.29- Blindagem de Guarda

A Fig. 3-30 mostra uma maneira de se conseguir este resultado, onde a blindagem de guarda é mantida no potencial do ponto A conectando-se essa blindagem na blindagem do cabo e ligando-se a outra extremidade da blindagem do cabo no ponto A.

Nessa discussão assumiu-se que o terminal comum da fonte (inferior) estava no mesmo potencial do ponto A, isto é, que não havia tensão de ruído gerada entre o ponto A e o ponto comum da fonte. Se houver qualquer possibilidade de que haja tensão de ruído, a blindagem de guarda deverá ser conectada ao comum da fonte em lugar de diretamente no ponto A.

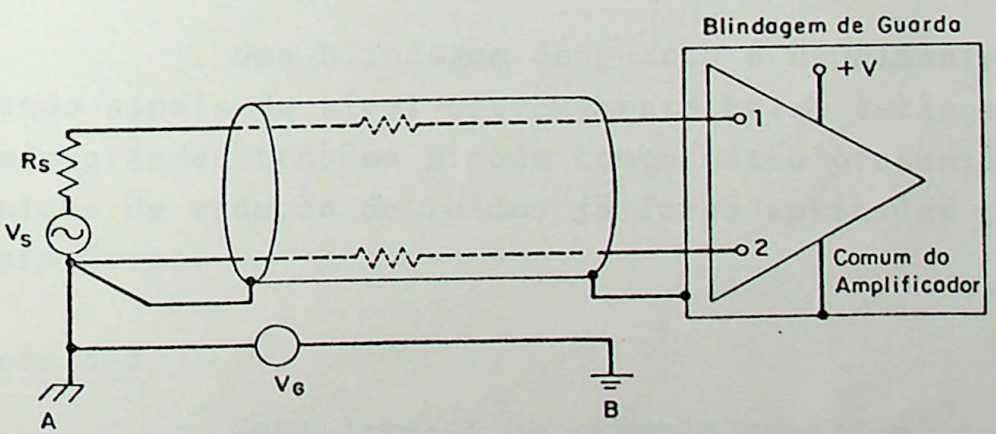


Fig. 3.30- Blindagem de Guarda Conectado no Ponto A

É interessante notar que as conexões do amplificador e da blindagem da Fig. 3-30 não violam nenhuma das regras descritas anteriormente. A blindagem do cabo está aterrada em somente um ponto (A), e também ligada ao comum do amplificador. A blindagem

do amplificador está também conectada ao terminal comum do amplificador.

No amplificador da Fig.3-30, qualquer ponto de terra no potencial B, dentro da blindagem de guarda do amplificador aumentará a capacitância dos terminais de entrada para terra (capacitância não guardada). Logo, para o esquema funcionar, é necessário que o amplificador seja alimentado por baterias próprias (contidas nele) ou então a energia deverá ser entregue por um transformador blindado eletrostaticamente. Nenhum ponto da blindagem de guarda poderá entrar em contato com o terra B sem anular sua eficácia. Assim, um circuito prático terá uma segunda blindagem colocada em torno da blindagem de guarda para garantir a integridade da mesma, como mostrado na Fig.3-31. Esta segunda blindagem é aterrada no terra local (ponto B) satisfazendo as normas de segurança.

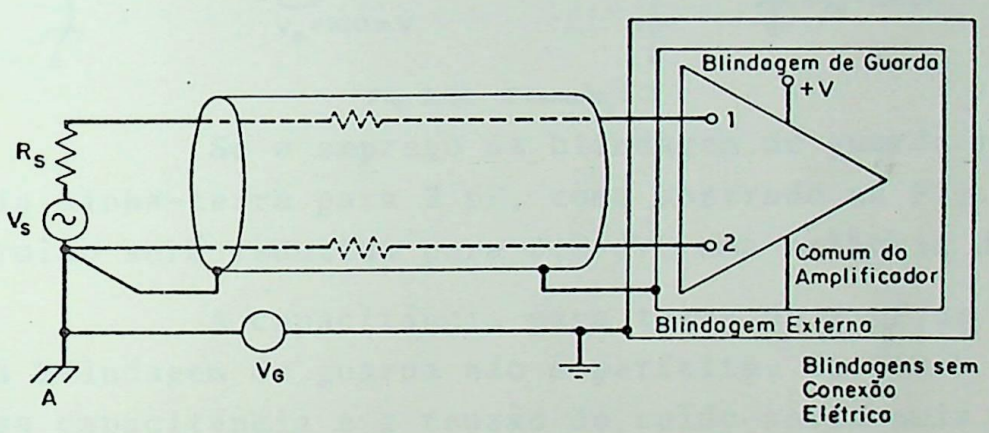


Fig. 3.31 - Circuito Prático com Duas Blindagens

Uma blindagem de guarda é usualmente requerida somente quando sinais de nível extremamente baixo estão sendo medidos ou quando grandes tensões a modo comum estão presentes e todas outras técnicas de redução de ruídos já foram aplicadas com resultados insatisfatórios.

Exemplo 3-3

Considere-se um exemplo numérico, como ilustrado na Fig.3-32, onde $R_1 = R_2 = 0$, $R_S = 2{,}6K\Omega$, $C_{1G} = C_{2G} = 100$ pF e $V_G = 100$ mV a 60 Hz. A reatância de 100 pF será 26 MΩ a 60 Hz. A tensão de ruído de entrada diferencial aplicada nos terminais de entrada do amplificador sem uma blindagem de guarda poderá ser escrita como:

$$V_N = \left(\frac{R_S + R_1}{R_S + R_1 + Z_{1G}} - \frac{R_2}{R_2 + Z_{2G}}\right) V_G \qquad (3\text{-}17)$$

onde Z_{1G} e Z_{2G} são a impedância da capacitância C_{1G} e C_{2G} respectivamente. Substituindo-se os valores numéricos na Eq. (3-17), a tensão de ruído sem a blindagem de guarda será de 10 μV.

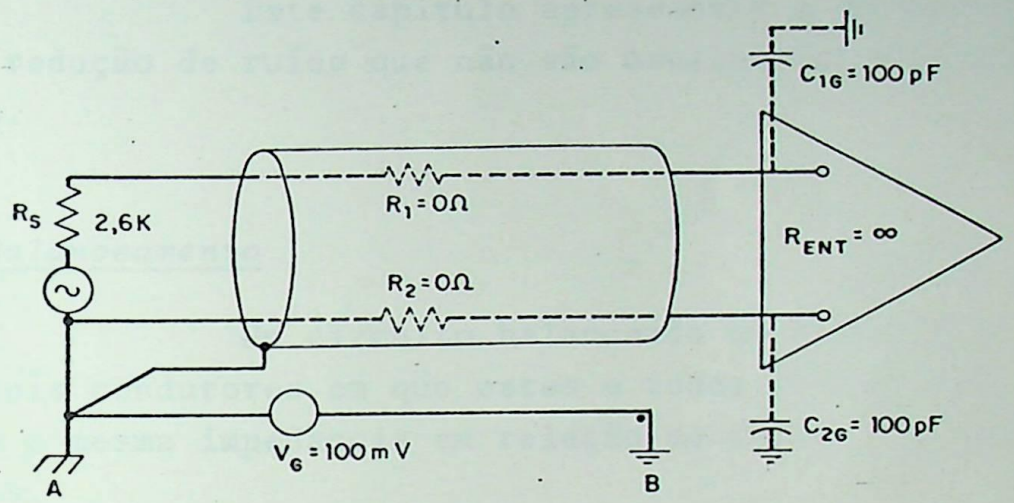


Fig. 3.32 – Exemplo 3.3

Se o emprego da blindagem de guarda reduzir cada capacitância linha-terra para 2 pF, como mostrado na Fig. 3-33, a tensão de ruído será reduzida para 0,2 μV, uma melhoria de 34 dB.

A capacitância para terra de 2 pF se deve ao fato de que a blindagem de guarda não é perfeita. Se fosse perfeita não haveria essa capacitância e a tensão de ruído seria nula.

Pode ser notado que a tensão de ruído acoplada para o amplificador aumenta quando a frequência da fonte de ruído aumenta pois as impedâncias de C_{1G} e C_{2G} decrescem com o aumento da frequência.

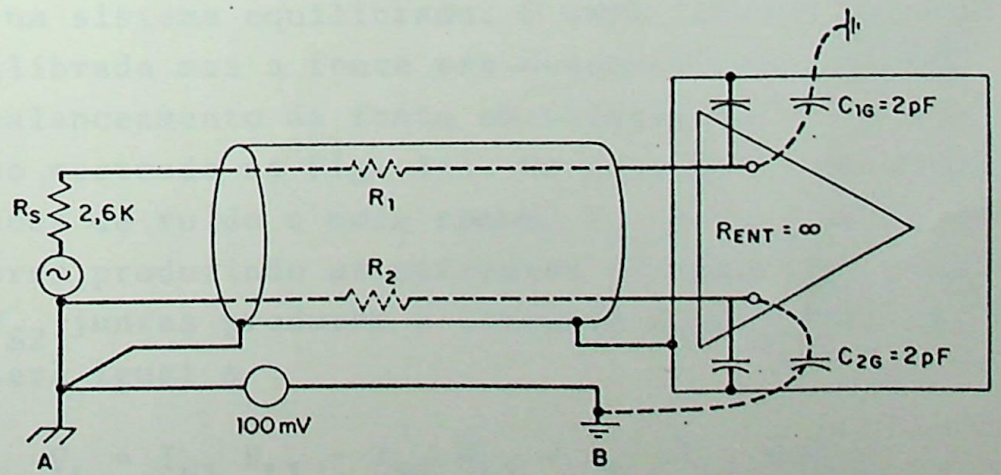


Fig. 3.33 – Exemplo 3.3 com Blindagem de Guarda

CAPÍTULO 4

OUTRAS TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO

Este capítulo apresentará e discutirá novas técnicas de redução de ruído que não são usualmente consideradas como primárias.

4.1 - *O Balanceamento*

Um circuito balanceado ou equilibrado é um circuito a dois condutores em que estes e todos circuitos a eles conectados tem a mesma impedância em relação ao terra e a todos os outros condutores.

A proposição do balanceamento é tornar o ruído captado igual nos dois condutores e nesse caso ele será um sinal a modo comum ou longitudinal que poderá ser cancelado na carga.

O balanceamento é uma técnica de redução de ruído que poderá ser usada em conjunto com a blindagem em situação em que o ruído tiver que ser reduzido abaixo do nível obtido somente com a blindagem. Em algumas aplicações, ela poderá ser empregada em lugar da blindagem, como técnica primária de redução de ruído.

O emprego do amplificador diferencial, como anteriormente mostrado na Fig. 3-24, foi o primeiro passo para se conseguir um sistema equilibrado. O amplificador proporcionava uma carga equilibrada mas a fonte era desèquilibrada devido a resistência R_S. O balanceamento da fonte em relação ao terra equilibra o sistema, como mostrado na Fig. 4-1. No caso geral mostrado na figura, duas tensões de ruído a modo comum, V_{N1} e V_{N2}, estão em série com os condutores produzindo as correntes de ruído I_{N1} e I_{N2}. As fontes V_{S1} e V_{S2} juntas produzem a corrente I_S do sinal. A tensão total na carga será igual a :

$$V_L = I_{N1} R_{L1} - I_{N2} R_{L2} + I_S (R_{L1} + R_{L2}) \qquad (4\text{-}1)$$

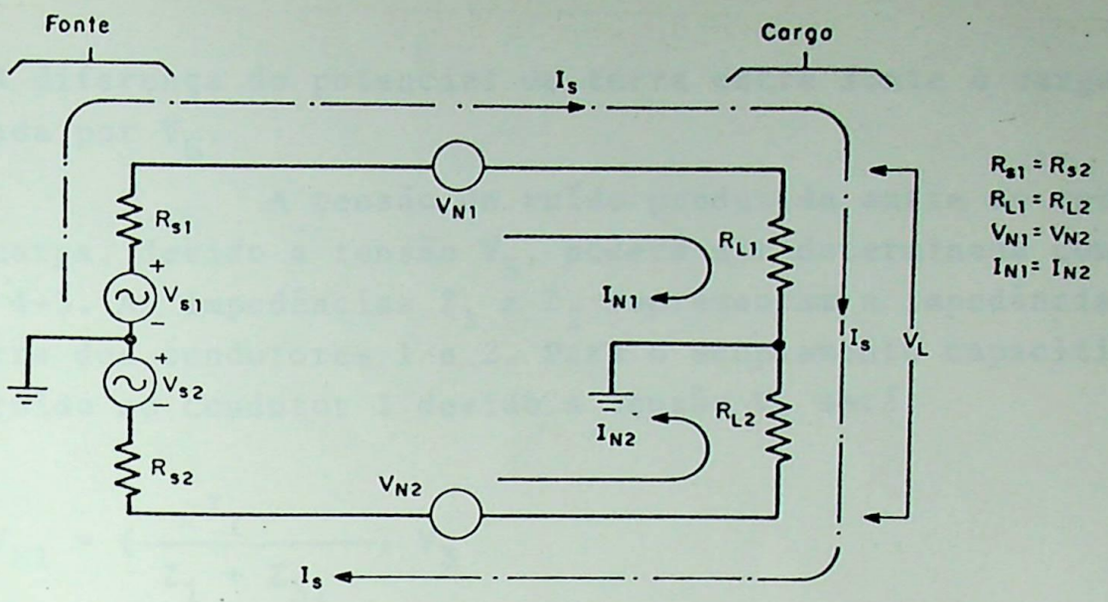


Fig. 4.1- Sistema Equilibrado

Os dois primeiros termos representam tensões de ruído e o terceiro representa a tensão desejada. Se I_{N1} for igual a I_{N2} e R_{L1} igual a R_{L2}, então a tensão de ruído na carga será nula e a Eq.(4-1) se reduzirá a,

$$V_L = I_S \ (R_{L1} + R_{L2}) \qquad (4\text{-}2)$$

que representa uma tensão devida somente à corrente I_S do sinal.

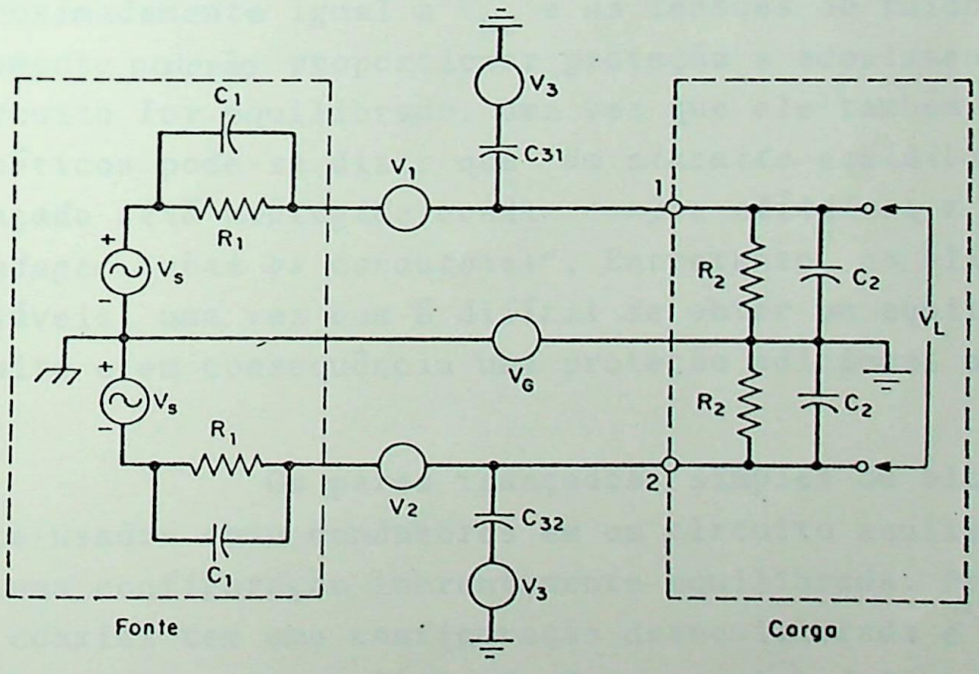


Fig. 4.2 - Circuito Equilibrado com Acoplamento Capacitivo e Indutivo

No circuito equilibrado da Fig. 4-2, V_1 e V_2 representam tensões indutivas captadas. O gerador V_3 representa uma tensão de ruído acoplada capacitivamente para o circuito através de C_{31}

e C_{32}. A diferença do potencial de terra entre fonte e carga está representada por V_G.

A tensão de ruído produzida entre os terminais 1 e 2 da carga, devido a tensão V_3, poderá ser determinada com a ajuda da Fig. 4-3. As impedâncias Z_1 e Z_2 representam a impedância total para terra dos condutores 1 e 2. Para o acoplamento capacitivo a tensão de ruído no condutor 1 devido a tensão V_3 será,

$$V_{N1} = \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_{31}}\right) V_3 \qquad (4\text{-}3)$$

e no condutor 2,

$$V_{N2} = \left(\frac{Z_2}{Z_2 + Z_{32}}\right) V_3 \qquad (4\text{-}4)$$

Se o circuito é equilibrado, as impedâncias Z_1 e Z_2 serão iguais e se os condutores 1 e 2 são um par trançado, a impedância Z_{31} será aproximadamente igual a Z_{32}. Sob estas condições, V_{N1} será aproximadamente igual a V_{N2} e as tensões de ruído acopladas capacitivamente poderão proporcionar proteção a acoplamentos capacitivos se o circuito for equilibrado. Uma vez que ele também protege a campos magnéticos pode-se dizer que "*Um circuito equilibrado usando um par trançado será protegido contra campos elétricos e magnéticos sem uma blindagem sobre os condutores*". Entretanto, as blindagens são ainda desejáveis, uma vez que é difícil se obter um equilíbrio perfeito do circuito e em consequência uma proteção adicional poderá ser requerida.

Os pares trançados, simples ou blindados, são usualmente usados como condutores em um circuito equilibrado, uma vez que tem uma configuração inerentemente equilibrada. Por outro lado, um cabo coaxial tem uma configuração desequilibrada e caso seja empregado em um sistema equilibrado deve-se usar dois cabos, como mostrado na Fig. 4-4.

Pode ser notado na Fig. 4-2 que a diferença do potencial de terra V_G entre a fonte e a carga produz tensões iguais nos terminais 1 e 2 da carga. Essas tensões se cancelam, não produzin

do tensão de ruído na carga.

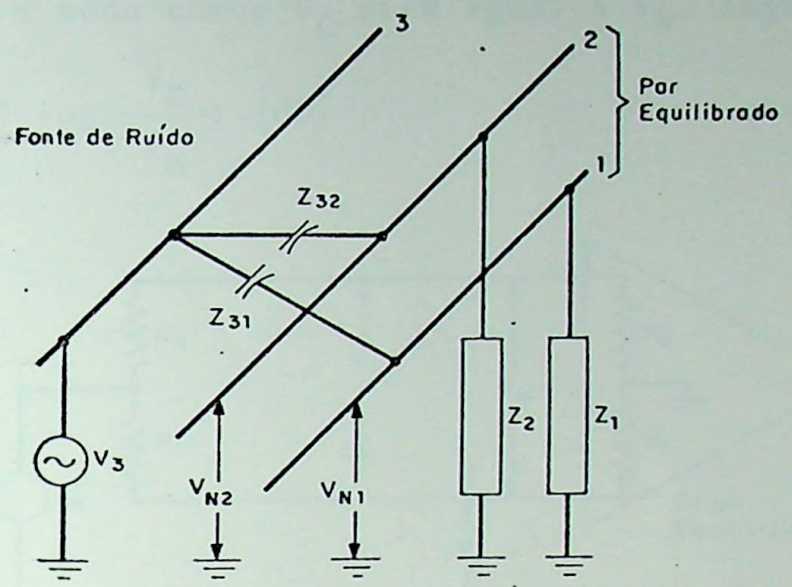


Fig. 4.3- Captação Capacitiva em Condutores Equilibrados

O grau de balanço, ou relação de rejeição a modo comum (CMRR), é definido como a relação entre a tensão de ruído a modo comum (ou longitudinal) pela tensão de ruído diferencial (ou metálico) produzido por ela. Essa relação é usualmente expressa em decibéis. A conversão da tensão a modo comum para diferencial resulta dos desequilíbrios presentes no sistema.

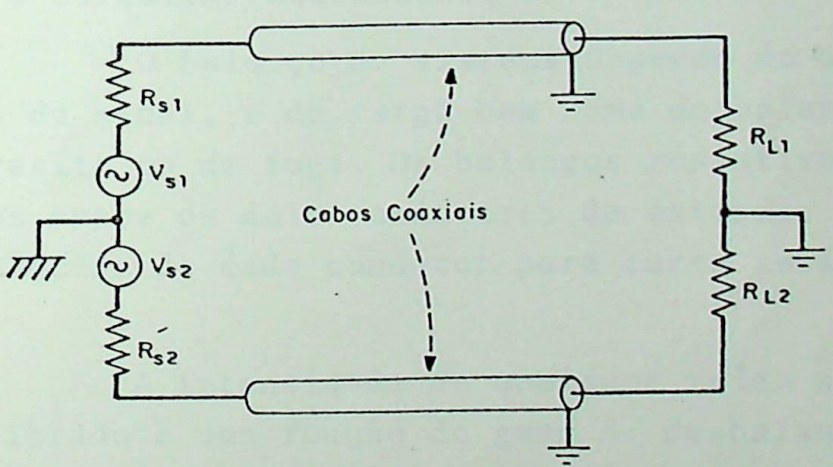


Fig. 4.4 - Os Cabos Coaxiais em um Circuito Equilibrado

Referindo-se à Fig. 4-5, a CMRR do circuito (em dB) é dada por:

$$CMMR = 20 \log\left(\frac{V_N}{V_M}\right) \left[dB \right] \qquad (4-5)$$

Se as resistências R_S da fonte são pequenas comparadas à R_L da carga, então a tensão a modo comum V_C será igual a V_N. Logo, da Eq. (4-5):

$$CMMR = 20 \log\left(\frac{V_C}{V_M}\right) \ [dB] \qquad (4\text{-}6)$$

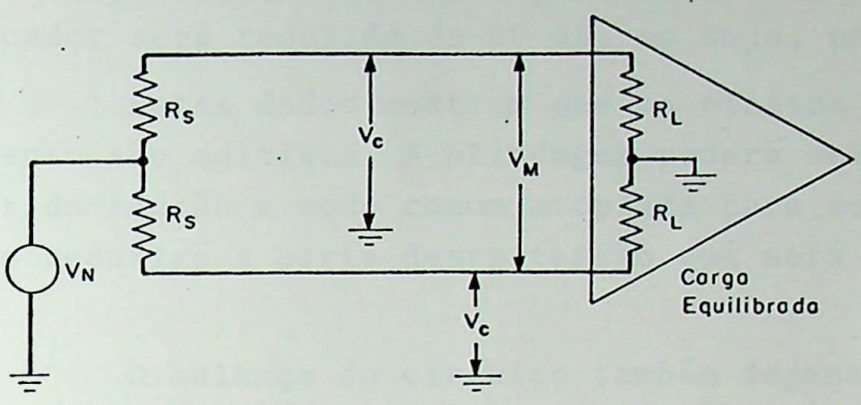


Fig. 4.5 - Medição do Equilíbrio do Circuito

Quanto melhor o balanço (ou a CMRR), maior a redução de ruído que poderá ser obtida. Se o balanço puder ser perfeito, nenhum ruído entrará no sistema. Tipicamente, 60 a 80 dB de balanço é o que se espera de um circuito bem projetado. CMRR's melhores que as dessa faixa são possíveis mas são usualmente requeridos cabos especiais e circuitos adicionais.

O balanço do sistema depende do balanço da fonte, dos condutores do sinal, e da carga bem como do balanço de qualquer impedância parasita ou de fuga. Os balanços resistivo e reativo devem ser obtidos entre os dois condutores de entrada; logo, as resistências e reatâncias de cada condutor para terra terão que ser iguais.

A intensidade de qualquer ruído acoplado para um circuito equilibrado é uma função do grau de desbalanço e diretamente proporcional à tensão de ruído a modo comum. O balanço nunca é perfeito é alguma tensão de ruído é acoplada para o circuito quando estiverem presentes tensões de ruído a modo comum. Estas últimas poderão ser diminuidas por blindagem e aterramentos apropriados, como discutido nos capítulos anteriores, e pela eliminação do terra em uma das extremidades do circuito.

Exemplo 4-1

Um circuito é construído com uma CMRR igual a 60 dB. Os cabos não são blindados e cada um capta uma tensão a modo comum de aproximadamente 300 mV devido ao acoplamento de campo elétrico. O ruído acoplado para a carga será reduzido de 60 dB, ou seja, para 300 μV. Se uma blindagem aterrada for agora colocada em torno dos condutores, a tensão a modo comum captada será reduzida para 13 mV. O ruído acoplado para o amplificador será reduzido de 60 dB, ou seja, para 13 μV.

Estes dados mostram que os efeitos da blindagem e do balanceamento são aditivos. A blindagem poderá ser usada para reduzir o valor da tensão a modo comum acoplada para os condutores e o balanceamento reduzirá a parte dessa tensão que será acoplada para a carga.

O balanço do circuito também depende da frequência de operação. Normalmente, quanto mais alta a frequência, mais trabalhoso será obter um bom equilíbrio do circuito, pois a capacitância de fuga terá mais efeito sobre o balanço em altas frequências.

Uma maneira de se garantir uma boa CMRR para todo o sistema é especificar a CMRR de cada componente consideravelmente maior que a do sistema projetado. Isto se faz porque o conhecimento da CMRR de cada componente não permite predizer a CMRR de todo o sistema. Entretanto, esse método poderá não conduzir ao projeto mais econômico.

4.2 - O Desacoplamento da Fonte de Energia

Em muitos sistemas eletrônicos, a fonte dc de energia e o sistema de distribuição são comuns a muitos outros circuitos. Logo, é muito importante projetar o sistema de alimentação dc tal que não seja um canal para acoplamento de ruído entre os circuitos a ele conectados. O objetivo de um sistema de distribuição de energia é alimentar todas cargas com uma tensão dc aproximadamente constante sob condições de correntes de carga variáveis. Em adição, qualquer sinal ac gerado pela carga não deverá gerar uma tensão ac na barra de potência dc.

Idealmente, uma fonte de energia é uma fonte de

tensão com zero de impedância. Infelizmente as fontes reais não tem impedância nula e assim representam uma fonte de acoplamento entre os circuitos que as usam. Além das fontes terem impedância finita, os condutores usados para conectá-las ao circuito adicionam suas impedâncias.

A Fig. 4-6 mostra um sistema de distribuição de potência típico, em uma forma esquematizada. A fonte dc (bateria, fonte de energia dc, conversor, etc.) é protegida com fusível e conectada à carga variável R_L por um par de condutores. Um capacitor de bypass C poderá também ser conectado na carga.

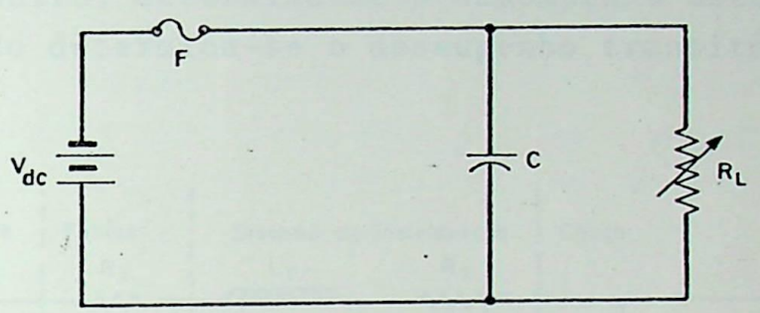


Fig. 4.6 - Sistema de Distribuição DC.

Para uma análise melhor do circuito simplificado da Fig. 4-6 pode-se empregar a Fig. 4-7. Nesta, R_S representa a impedância da fonte sendo uma função da regulação da mesma. O resistor R_F representa a resistência do fusível. Os componentes R_T, L_T e C_T representam a resistência, indutância e capacitância distribuidas da linha de transmissão usada para conectar a fonte de energia à carga.

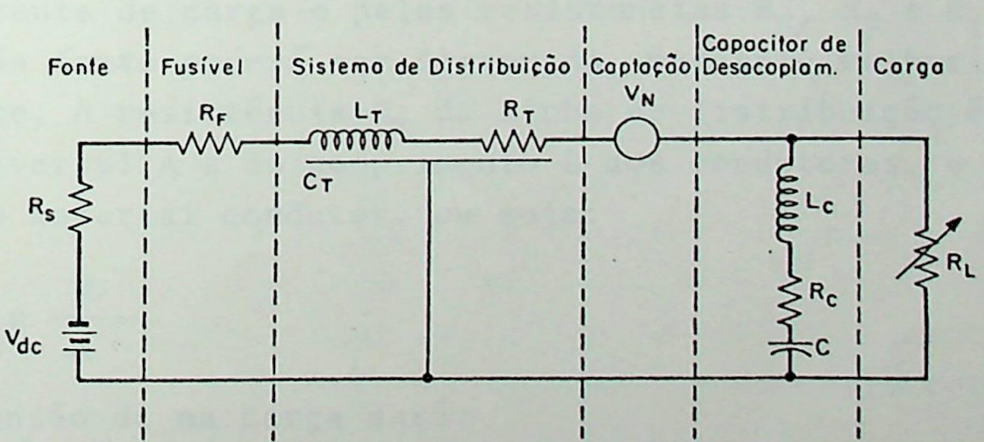


Fig. 4.7 - Circuito de um Sistema de Distribuição DC.

O gerador V_N é uma tensão de ruído concentrada

representando o acoplamento de ruído devido a outros circuitos. O capacitor C tem resistência R_C e indutância L_C associados a ele.

O ruído captado V_N poderá ser minimizado através das técnicas descritas nos capítulos anteriores. O efeito do capacitor como filtro será discutido em uma seção posterior. Quando esse capacitor e V_N são eliminados da Fig. 4-7, permanece o circuito mostrado na Fig. 4-8.

Este circuito será usado para se determinar a performance do sistema de distribuição de potência. O problema agora poderá ser simplificado dividindo-se a análise da Fig. 4-8 em duas parte: - primeiro, determina-se o desempenho estático ou dc do sistema e segundo determina-se o desempenho transitório ou de ruído do sistema.

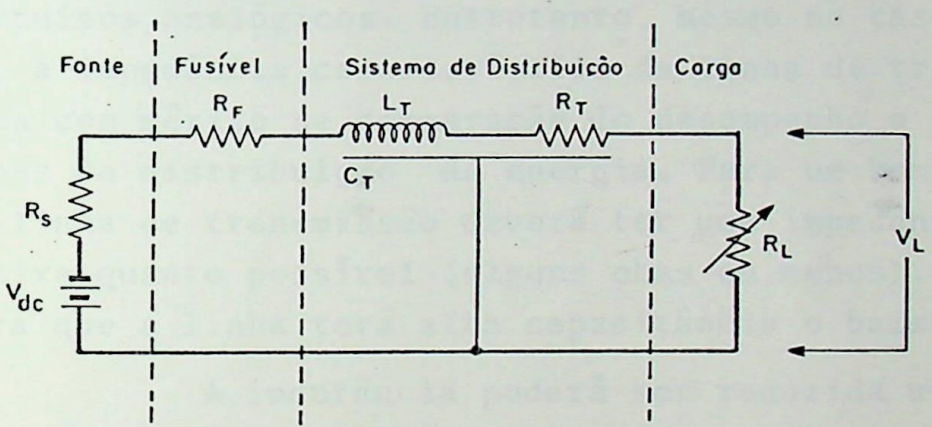


Fig.4.8 - Circuito da Fig.4.7 Menos C e V_N

A queda de tensão estática é determinada pela máxima corrente de carga e pelas resistências R_S, R_F e R_T. A resistência R_S da fonte poderá ser diminuida mediante melhoria da regulação da fonte. A resistência R_T da linha de distribuição é função da seção transversal A e do comprimento L dos condutores, e da resistividade ρ do material condutor, ou seja:

$$R_T = \rho \frac{L}{A} \qquad (4-7)$$

A mínima tensão dc na carga será:

$$V_{L(min)} = V_{dc(min)} - I_{L(máx)} (R_S + R_F + R_T)_{máx} \qquad (4-8)$$

As tensões de ruído transitórias nos circuitos de distribuição são produzidas por variações bruscas da corrente demanda da pela carga. Se a variação da corrente for assumida como instantânea, a variação resultante na tensão será uma função da impedância característica Z_0 da linha de transmissão que é determinada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_T}{C_T}} \qquad (4\text{-}9)$$

E a mudança instantânea da tensão na carga (ΔV_L) será:

$$\Delta V_L = \Delta I_L \cdot Z_0 \qquad (4\text{-}10)$$

A consideração de uma variação instantânea da corrente é realística para circuitos digitais mas não necessariamente para circuitos analógicos. Entretanto, mesmo no caso de circuitos analógicos, a impedância característica da linha de transmissão poderá ser usada com mérito na comparação do desempenho a ruído de vários sistemas de distribuição de energia. Para um bom desempenho a ruído, uma linha de transmissão deverá ter uma impedância característica tão baixa quanto possível (alguns ohms ou menos). Assim, a Eq. (4-9) mostra que a linha terá alta capacitância e baixa indutância.

A indutância poderá ser reduzida usando-se um condutor de seção retangular em lugar de circular e mantendo-se os condutores tão próximos quanto possível. Estes procedimentos também aumentam a capacitância da linha, como se isolasse os condutores com um material tendo uma alta constante dielétrica.

A Fig. 4-9 fornece as impedâncias características de várias configurações de condutores. As equações poderão ser usadas mesmo que as relações listadas na figura não forem satisfeitas. Entretanto, sob essas condições, as equações fornecerão valores de Z_0 maiores que os valores reais pois desprezam as perdas. Os valores da constante dielétrica relativa (ξ_r) para vários materiais estão mostrados na Tabela 4-1. A linha de distribuição de energia ótima deve ser uma com condutores retangulares paralelos, tão largos quanto possível, colocados um sobre o outro e mantidos tão próximos quanto possível.

Para se demonstrar a dificuldade envolvida em se

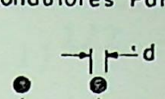
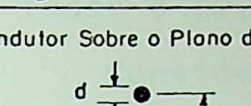
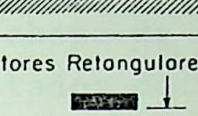
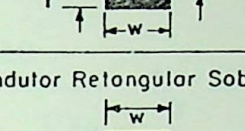
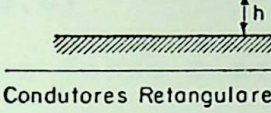
Condutores Paralelos 	$Z_o = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right)$ Para $D/d \geq 3$, $Z_o = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{em}\left(\frac{2D}{d}\right)$
Condutor Sobre o Plano de Terra 	$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1}\left(\frac{2h}{d}\right)$ Para $2h/d \geq 3$, $Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{em}\left(\frac{4h}{d}\right)$
Condutores Retangulares Paralelos 	Para $w \gg h$ e $h \gg t$, $Z_o = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}}\left(\frac{h}{w}\right)$
Condutor Retangular Sobre o Plano de Terra 	Para $w \gg h$, $Z_o = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}}\left(\frac{h}{w}\right)$
Condutores Retangulares Lado a Lado 	Para $w \gg t$, $Z_o = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{em}\left(\frac{\pi h}{w+t}\right)$

Fig.4.9 – Impedâncias Características

propiciar um sistema de distribuição de energia com impedância bem baixa, segue alguns exemplos numéricos.

Material	ϵ_r
Ar	1,0
Espuma de Polietileno	1,6
Polietileno Celular	1,8
Teflon	2,1
Polietileno	2,3
Poliestireno	2,5
Nylon	3,0
Borracha Sintética	3,1
PVC	3,5
Resina Epoxy	3,6
Delrin	3,7
Vidro Epoxy	4,7
Milar	5,0
Poliuretano	7,0

Tabela 4.1 – Constante Dielétrica Relativa

Primeiro, considere-se dois fios cilíndricos paralelos espaçados de 1,5 vezes o seu diâmetro, com o dielétrico Teflon entre eles. A impedância característica será:

$$Z_0 = \frac{120}{(2,1)^{1/2}} \cos h^{-1} (1,5) = 80\Omega$$

Se o dielétrico fosse o ar, a impedância seria 115Ω.

Considere-se agora dois condutores retangulares de 0,0027 polegadas de espessura por 0,05 de largura, colocados lado a lado em uma chapa de circuito impresso feita de resina epoxi. Se estiverem afastados de 0,05 polegadas, a impedância característica será:

$$Z_0 = \frac{120}{(3,6)^{1/2}} L_n \frac{0,05\Pi}{0,0527} = 69\Omega$$

Se o dielétrico fosse o ar, a impedância seria 131Ω. A impedância real tem algum valor entre esses dois dados uma vez que em uma chapa de circuito impresso, parte do campo está no ar e parte no epoxi.

Os dois exemplos acima são relativos a configurações comuns e nenhuma delas conduzem a uma linha de transmissão com impedância muito baixa. Entretanto, se dois condutores retangulares de 0,25 pols. de largura forem colocados um sobre o outro e separados por uma lâmina de milar (nome comercial da matéria plástica) de 0,005 pol., a impedância característica será:

$$Z_0 = \frac{377}{5^{1/2}} \left(\frac{0,005}{0,25}\right) = 3,4\Omega$$

Essa configuração proporciona uma linha de distribuição de energia dc com baixa impedância. Barramentos em chapas desse tipo são encontradas no comércio para uso em circuitos integrados sobre placas de circuito impresso como mostrado na Fig. 4-10.

A dificuldade de se obter uma linha de transmissão com impedância suficientemente baixa usualmente torna necessário colocar um capacitor de desacoplamento na barra de potência da carga para proporcionar uma baixa impedância. Embora seja uma boa prática, um capacitor não manterá uma baixa impedância em todas as frequências devido a sua indutância série. Entretanto, se a linha de transmissão for projetada apropriadamente, ele manterá uma baixa im

pedância mesmo em altas frequências.

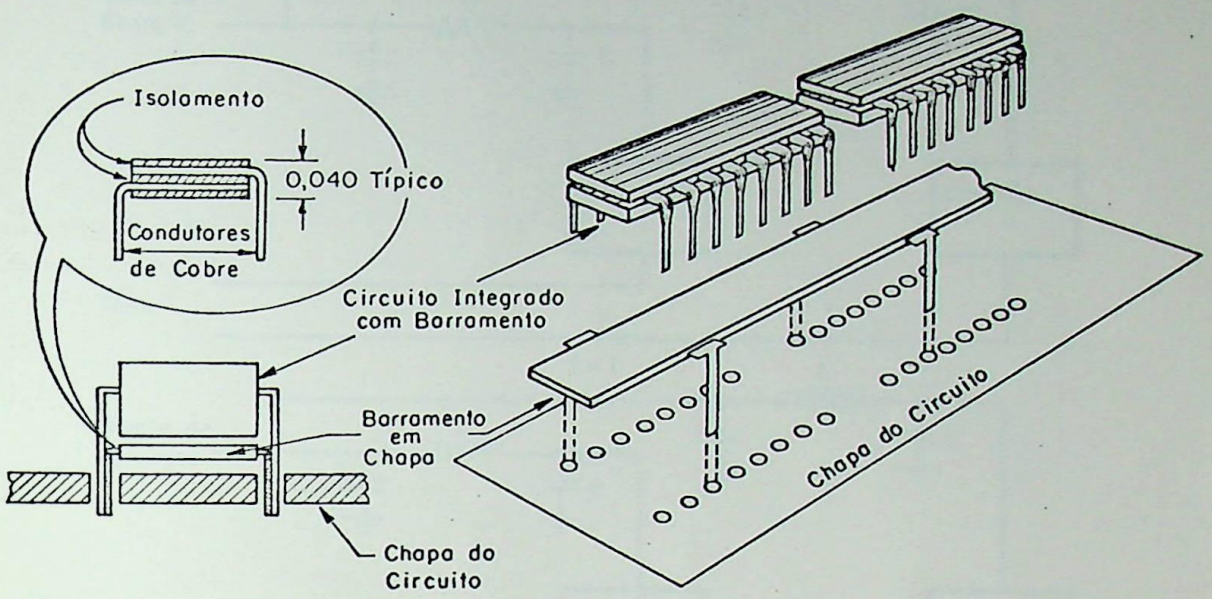


Fig. 4.10 - Distribuição de Energia Comercial em C.I's

Os Filtros de Desacoplamento

Uma vez que a fonte de energia e seu sistema de distribuição não formam uma fonte de tensão ideal, é interessante proporcionar algum desacoplamento em cada circuito ou grupo de circuitos para se minimizar o acoplamento de ruído através do sistema de alimentação. Isto é especialmente importante quando a fonte de energia e seu sistema de distribuição não estão sob o controle do projetista do circuito consumidor.

Pode-se usar circuitos desacopladores RC e LC para isolar os circuitos da fonte de energia, eliminar acoplamentos entre circuitos e para impedir que o ruído da fonte de energia entre no circuito.

Desprezando-se o capacitor tracejado, a Fig. 4-11 mostra dois arranjos. Quando o filtro RC da Fig. 4-11a é usado, a queda de tensão no resistor provocará um decréscimo na tensão da fonte de energia. Esta queda usualmente limita a intensidade da filtragem possível com essa configuração.

O filtro LC da Fig. 4-11b proporciona maior filtragem, especialmente em altas frequências, para a mesma queda de tensão da fonte. Entretanto, o filtro LC tem uma frequência de resso

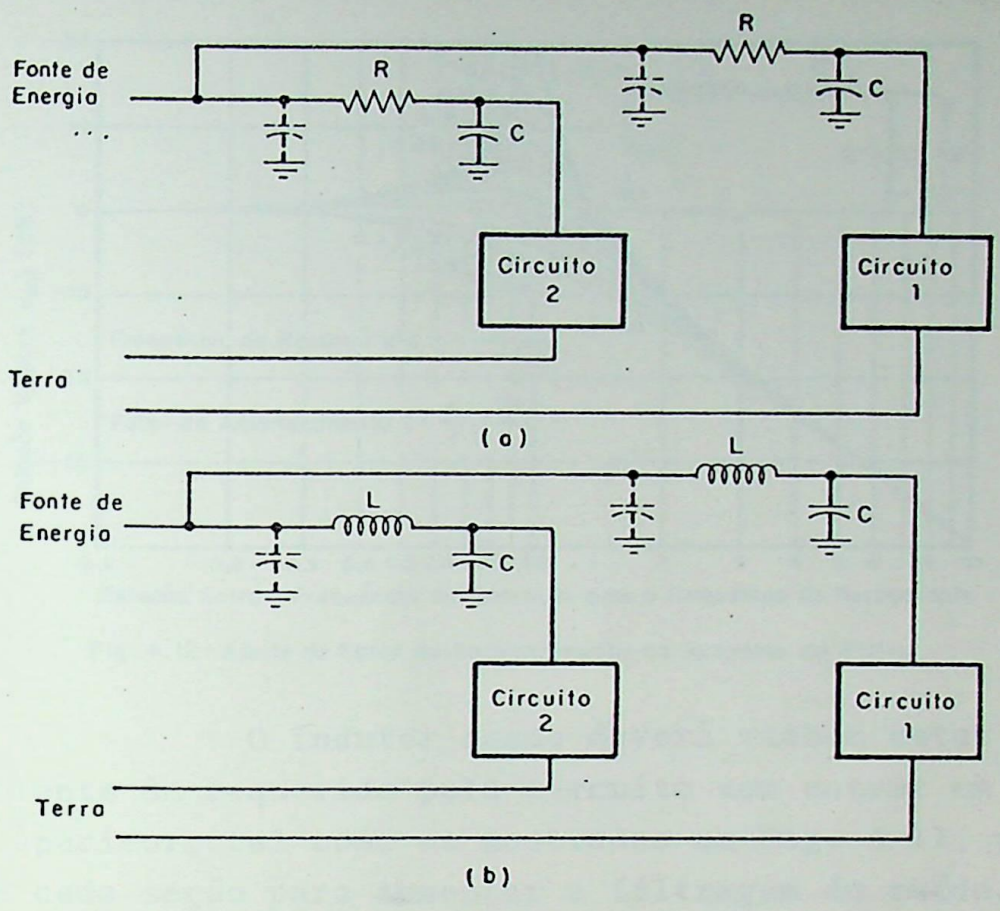


Fig. 4.11 – Circuitos de Desacoplamento

nância igual a,

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (4\text{-}11)$$

na qual o sinal transmitido pelo filtro pode ser maior que aquele sem o filtro. Deve-se tomar cuidado para que esta frequência de ressonância fique bem abaixo da faixa de passagem do circuito conectado ao filtro. O valor do ganho de um filtro LC na ressonância é inversamente proporcional ao fator de amortecimento,

$$\zeta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (4\text{-}12)$$

onde R é a resistência do indutor.

A Fig. 4-12 mostra a resposta de um filtro LC próximo a ressonância. Para se limitar o ganho na ressonância a menos de 2 dB, o fator de amortecimento terá que ser maior que 0,5. Uma resistência adicional poderá ser colocada em série com o indutor,

caso seja necessário, para aumentar o amortecimento.

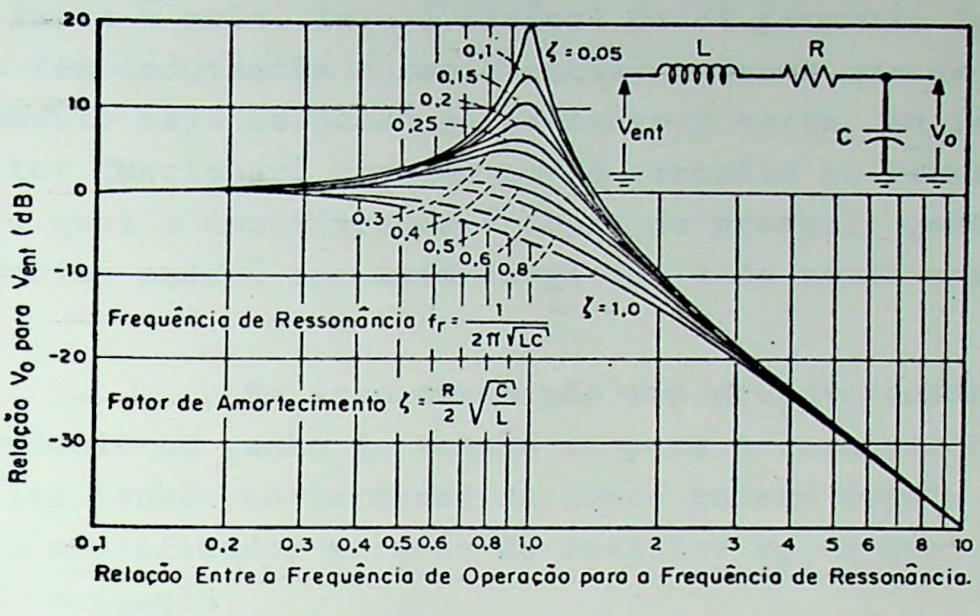


Fig. 4.12 - Efeito do Fator de Amortecimento na Resposta do Filtro

O indutor usado deverá também estar apto a passar a corrente dc requerida pelo circuito sem entrar em saturação. Um segundo capacitor, tal como os mostrados na Fig. 4-11, poderá ser colocado em cada seção para aumentar a filtragem do ruído. Este transformará o filtro em um circuito pi.

Do ponto de vista do ruído, um filtro dissipativo tal como o circuito RC da Fig. 4-11a é preferido ao filtro reativo tal como o circuito LC da Fig. 4-11b. No filtro dissipativo, a tensão de ruído é convertida em calor e eliminada como uma fonte de ruído. Entretanto, no filtro reativo, a tensão de ruído poderá se movimentar. Assim, ao invés de aparecer na carga, irá se manifestar no condutor de onde poderá irradiar ruído e tornar-se um problema em alguma outra parte do circuito. Assim, é provável que se tenha que blindar o indutor para eliminar a irradiação.

O Desacoplamento de Amplificadores

Mesmo que apenas um amplificador seja conectado a uma fonte de energia, considerações sobre a impedância da fonte serão usualmente requeridas.

A Fig. 4-13 mostra o diagrama de um amplificador típico transistorizado de dois estágios. Quando este circuito é ana-

lisado, assume-se que a impedância ac entre o terminal da fonte de energia e terra é nula. Isto é difícil de se garantir (pois a fonte e seus fios tem indutância e resistência) a menos que um capacitor de desacoplamento seja colocado entre fonte e terra, no amplificador. Este capacitor funcionará como um curto-circuito na faixa de frequências sobre a qual o amplificador é capaz de produzir ganho. Esta faixa de frequências poderá ser mais larga que a do sinal a ser amplificado.

Se esse curto não for proporcionado, o circuito poderá produzir um ganho de tensão ac para o terminal da fonte de energia. Esta tensão no terminal da fonte poderá depois realimentar a entrada do amplificador através do resistor R_{b1} o que possivelmente provocará oscilação.

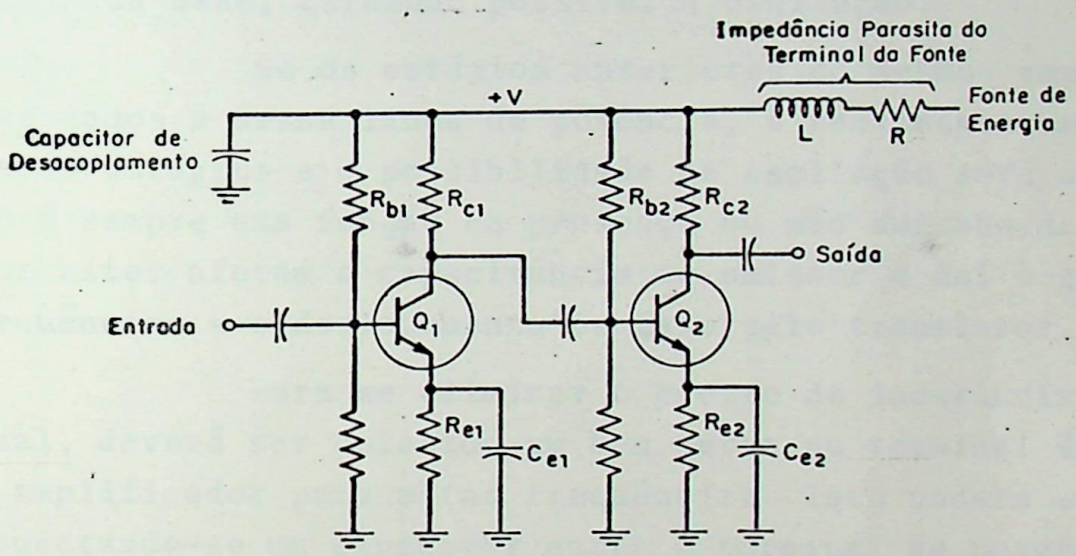
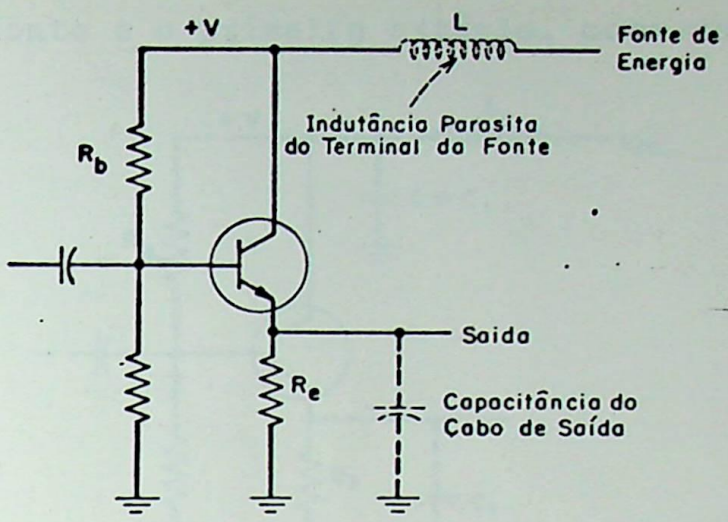


Fig. 4.13 – Desacoplamento de um Amplificador de Dois Estágios

Um seguidor de emissor alimentando uma carga capacitiva, tal como uma linha de transmissão, é especialmente suscetível de oscilação em altas frequências devido ao desacoplamento inadequado da fonte de energia [Ref|4|]. A Fig. 4-14 apresenta tal circuito. A impedância Z_c do coletor, que consiste da indutância parasita dos terminais da fonte aumenta com a frequência e a impedância Z_e do emissor decresce com a frequência devido a capacitância do cabo. Em altas frequências, o transistor terá um alto ganho do emissor para o coletor, dado por:

$$A \simeq \frac{Z_c}{Z_e} \qquad (4\text{-}13)$$



Escola Federal de Engenharia - Itajubá
Biblioteca MAUÁ

Fig. 4.14 - Seguidor-de-Emissor Alimentando uma Carga Capacitiva

Isto proporcionará realimentação ac para o transistor através da resistência R_b da base, tornando possível a oscilação.

Se os estágios anteriores do mesmo amplificador forem conectados a mesma linha de potência, a realimentação poderá atingir esses estágios e a possibilidade de oscilação será maior. A oscilação é sempre uma função da presença ou não do cabo de saída, uma vez que estes afetam a capacitância do emissor e daí o ganho em altas frequências e o deslocamento de fase pelo transistor.

Para se eliminar o efeito da indutância parasita do terminal, deverá ser colocado um bom terra no terminal de energização do amplificador para altas frequências. Isto poderá ser conseguido, conectando-se um capacitor entre o terminal de potencial e um bom terra a altas frequências do amplificador, como mostrado na Fig. 4-15. O valor desse capacitor deverá ser consideravelmente maior que o valor da capacitância C_1 do emissor para garantir que o ganho, em altas frequências, do transistor seja sempre menor que um.

Mesmo colocando-se um capacitor através dos terminais da fonte de energia do amplificador, não se pode garantir uma impedância nula. Assim, algum sinal será sempre realimentado para o circuito de entrada.

Em amplificadores com ganhos menores que 60 dB, essa realimentação não é usualmente suficiente para provocar oscilação. Em amplificadores com ganhos maiores, esta realimentação da saída para a entrada através da fonte de energia poderá sempre provocar oscilação. A realimentação poderá ser eliminada com um filtro RC co

locado entre a fonte e o primeiro estágio, como mostrado na Fig.4-16.

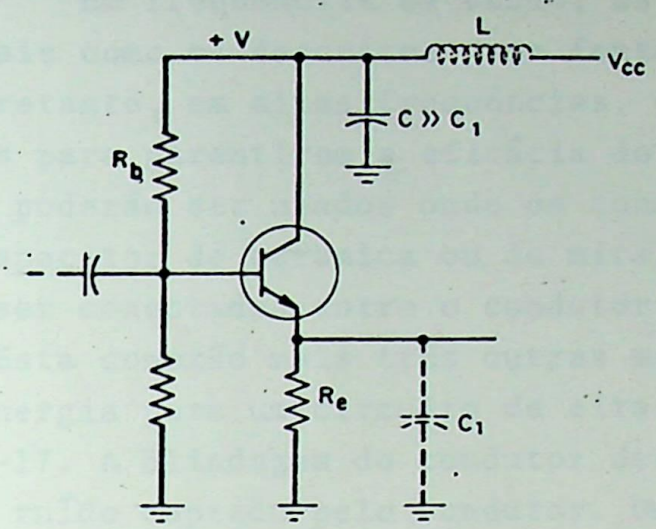


Fig. 4.15 – Seguidor-de-Emissor Desacoplado da Fonte DC.

A queda de tensão dc no resistor não é prejudicial uma vez que o primeiro estágio opera com um nível baixo de sinal não requerendo pois muito da tensão dc da fonte.

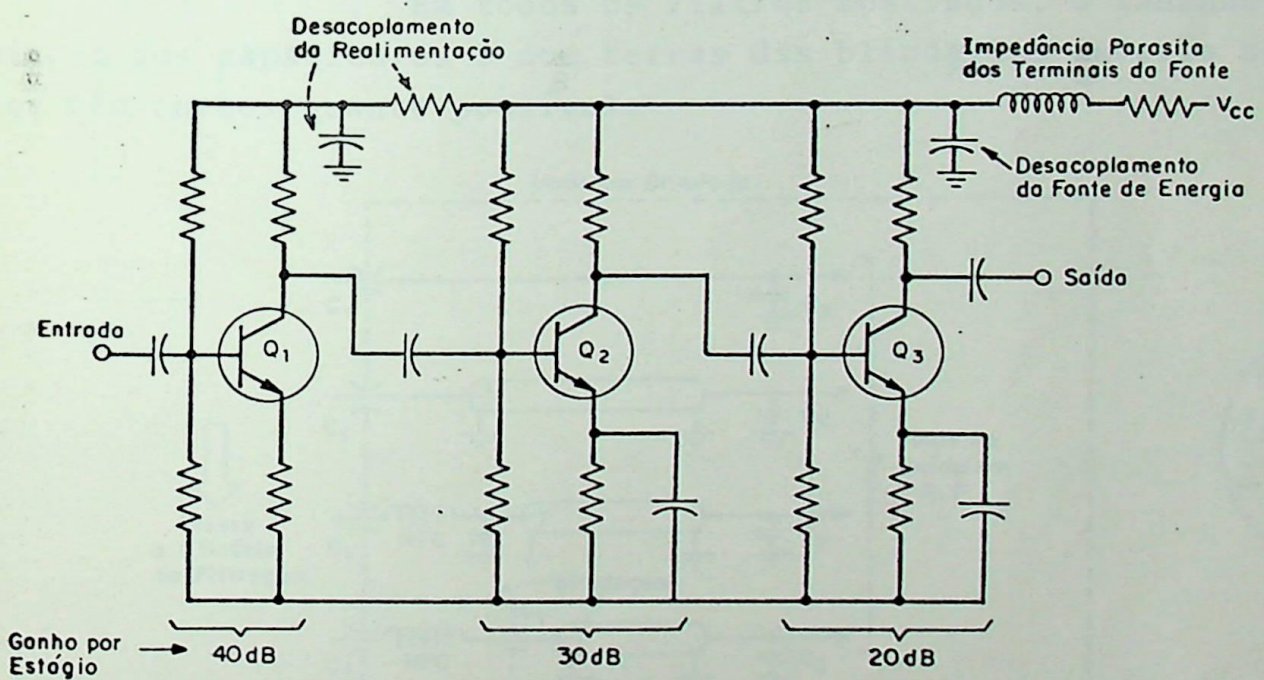


Fig. 4.16 – Desacoplamento da Realimentação

4.3 – *A Filtragem em Altas Frequências*

Os invólucros metálicos são sempre usados como blindagens para circuitos que em altas frequências irradiam ruído. Para que estas blindagens sejam eficazes, todos terminais de entrada ou de saída do invólucro deverão ser filtradas para se evitar que o

ruído seja conduzido para fora da blindagem.

Em frequências de áudio, os filtros de desacoplamento normais, tais como os descritos para fontes de energia, são satisfatórios. Entretanto, em altas frequências, cuidados especiais deverão ser tomados para garantirem a eficácia do filtro. Os capacitores feed-through poderão ser usados onde os condutores passam pela blindagem e um capacitor de cerâmica ou de mica, com terminais bem curtos, poderão ser conectados entre o condutor e terra na extremidade do circuito. Esta conexão mais três outras maneiras para filtrar um condutor de energia para um circuito de alta frequência estão mostrados na Fig. 4-17. A blindagem do condutor dentro do invólucro diminui o valor do ruído captado pelo condutor. Uma filtragem adicional poderá ser obtida usando-se um filtro pi CLC, com dois capacitores e um indutor (chocke RF). Este filtro pi poderá ser melhorado envolvendo-se o indutor com uma blindagem individual dentro da blindagem primária, para impedir que ela capte ruído.

Em todos os filtros mostrados, o tamanho dos terminais dos capacitores e dos terras das blindagens deverão ser mantidos tão curtos quanto possível.

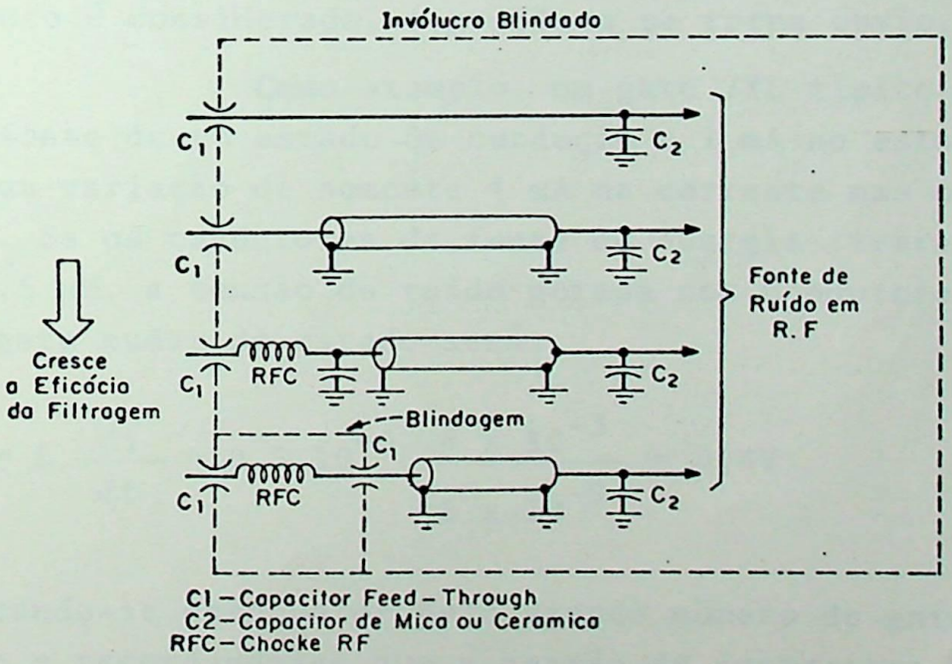


Fig. 4.17 – Métodos de Filtragem de Condutores em Alta Frequência

Escola Federal de Engenharia
Biblioteca
MAUÁ
Itajubá

4.4 - *A Largura de Faixa de Sistema*

Um simples mas sempre útil método de minimização de ruído em um sistema é limitar a largura de faixa do mesmo àquela

requerida pelo sinal. O uso de um circuito com largura de faixa maior que a requerida pelo sinal permite a entrada de frequências de ruído no circuito.

O mesmo princípio se aplica no caso dos circuitos lógicos digitais. A lógica de alta velocidade é muito mais provável de gerar interferência de alta frequência que a de baixa velocidade.

4.5 – *As Técnicas Aplicadas aos Circuitos Digitais*

Embora todas as técnicas de redução de ruído anteriormente discutidas se apliquem a circuitos digitais tão bem quanto aos analógicos é interessante observar como algumas peculiaridades dos circuitos digitais afetam a performance do ruído do circuito.

Os pequenos gates lógicos integrados que consomem alguns miliamperes de corrente, não parecem à primeira vista, serem sérias fonte de ruído. Entretanto, quando sua alta velocidade de chaveamento é considerada, o problema se torna óbvio.

Como exemplo, um gate TTL típico pode consumir 5 mA da fonte dc no estado de condução e 1 mA no estado de bloqueio. Esta é uma variação de somente 4 mA na corrente mas ocorre em apenas 5 nS. Se os condutores da fonte de energia tiverem uma indutância de 0,5 μH, a tensão de ruído gerada nos condutores da fonte quando esse gate mudar de estado será:

$$V = L \frac{di}{dt} = 0{,}5.10^{-6} . \frac{4 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-9}} = 0{,}4V \qquad (4\text{-}14)$$

Multiplicando-se esse valor pelo grande número de gates em um sistema típico e recordando-se que a tensão da fonte para tal circuito lógico é somente de 5V, fica óbvio que poder-se-á ter um problema de ruído maior.

Quando se trabalha com pulsos e circuitos digitais, usualmente tem-se uma idéia aproximada do espectro de frequên

cia dos pulsos. Se o tempo de subida t_r do pulso é conhecido, uma equação aproximada poderá ser usada para relacioná-lo a uma frequência máxima equivalente dada por:

$$f_{máx} = \frac{1}{2\Pi\ t_r} \qquad (4\text{-}15)$$

Como exemplo, um tempo de chaveamento de 5 nS é equivalente a uma frequência máxima de 31,8 MHz.

O espectro de frequência real de um pulso depende do formato do pulso. Para pulsos não repetitivos, todas frequências desde dc até $f_{máx}$ estarão presente. Para pulsos repetitivos, todas frequências a partir da frequência de repetição até $f_{máx}$ estarão presentes.

A Fig. 4-18 é um esquema básico de um gate TTL. Quando uma das entradas é aterrada, o transistor Q_1 conduz colocando Q_2 em condução e Q_4 em bloqueio. O transistor Q_3 é alimentado com corrente através de R_2, amplifica essa corrente e proporciona a corrente de carregamento para a carga C_L, limitada somente pelo resistor R_4. Para um rápido chaveamento, R_4 terá que ter uma pequena resistência (tipicamente de 50 a 500Ω).

A conexão dos transistores de saída Q_3 e Q_4, como mostrado, é conhecida como *"saída totem pole"*. Esta saída dá origem a um dos problemas primários de ruído associado aos componentes lógicos TTL. Quando a saída estiver no estado 1, o transistor Q_3 estará em condução e Q_4 não estará. Por outro lado, quando a saída estiver no estado 0, o transistor Q_4 estará em condução mas não Q_3. Esses dois estados proporcionam uma alta impedância entre V_{cc} e terra. Entretanto, quando o gate está chaveando de um estado para outro, haverá um rápido intervalo de tempo durante o qual os transistores Q_3 e Q_4 estarão em condução. Isto resultará em uma conexão de baixa impedância entre V_{cc} e terra o que poderá provocar um pico na corrente da fonte de 10 para 100 mA, toda vez que o circuito mudar de estado. Se uma fonte de corrente adicional, tal como um capacitor, não estiver colocada próxima do gate, irá ocorrer tensões transitórias disruptivas na fonte de energia. O que foi dito não se aplica somente aos circuitos TTL mas a qualquer outro tipo que use a configuração de

saída totem pole.

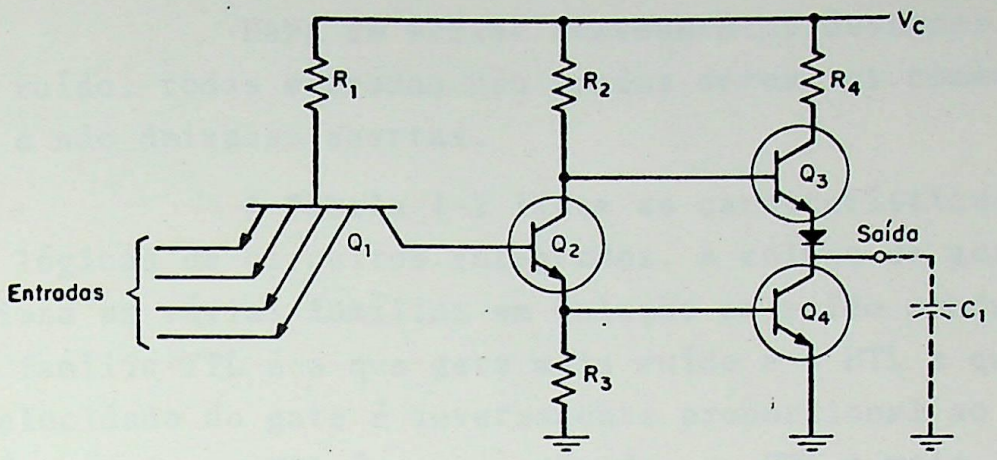


Fig. 4.18 – Diagrama Básico de um Gate TTL

Devido a esses picos de corrente e às grandes correntes de carregamento requeridas pelas cargas capacitivas, capacitores de desacoplamento para altas frequências devem ser usados em cada circuito integrado. Tipicamente, um capacitor de 0,01 a 0,02μF poderá ser usado por circuito integrado, colocado próximo ao mesmo e não agrupados em um ponto da chapa do circuito impresso. Entretanto, se vários circuitos integrados estiverem colocados bem próximos na chapa, um capacitor poderá ser usado para até cinco circuitos integrados. Um capacitor de desacoplamento adicional de 10 a 100 μF deverá também ser usado por chapa de circuito impresso e colocado no ponto onde a energia é ligada a placa.

Os condutores de distribuição de energia dc deverão ser colocados de maneira a formarem uma linha de transmissão de impedância tão baixa quanto possível e as linhas de sinal interconectando gates deverão ter menos que quinze centímetros.

Devido as altas frequências produzidas pelas famílias lógicas muito rápidas, estes circuitos deverão ser tratados como circuitos de alta frequência. Assim, é necessário um bom terra em qualquer chapa de circuito impresso contendo um grande número de circuitos lógicos. O terra poderá ser tanto uma barra de terra de baixa impedância ou um plano de terra cobrindo 60% ou mais da área da chapa. O plano de terra proporciona um retorno de baixa impedância para a fonte de energia e possibilita o uso de linhas de impedância constante para interconexão de sinais. As barras de terra usadas para este tipo lógico deverão ser tão largas quanto possível (0,1 pol. ou

mais). As malhas de terra acima ou abaixo na chapa de circuito impresso devem ser evitadas.

Para se evitar chaveamentos desnecessários e geração de ruído, todas entradas não usadas devem ser conectadas à referência e não deixadas abertas.

A Tabela 4-2 lista as características das várias famílias lógicas de circuitos integrados. A coluna de geração de ruído relaciona as várias famílias em relação ao ruído conduzido e irradiado. A família TTL é a que gera mais ruído e a HTL a que gera menos. A velocidade do gate é inversamente proporcional ao atrazo de propagação; assim, a ECL é a mais rápida e a HTL a mais lenta.

Famílias Lógicas	Atrazo de Propagação (ns)	Alimentação Vcc (V)	Margem de Ruído DC (V)	Geração de Ruído
Lógica Emissor Acoplado (ECL)	3	5	0,2	Baixo Médio
Lógica Transistor-Transistor (TTL)	10	5	1,0	Alto
Lógica Resistor-Transistor (RTL)	25	4	0,5	Médio
Lógica Diodo-Transistor (DTL)	30	5	1,0	Médio
CMOS	35	16	7,0	Médio Alto
HTL	85	15	6,0	Baixo

Tabela 4.2 - Características de Famílias Lógicas

Uma outra característica importante do circuito digital é sua susceptibilidade a sinais de ruído. A margem de ruído dc, como listado na Tabela 4-2, é definida como a intensidade da tensão de ruído que quando surge na entrada de um gate provoca o disparo do mesmo.

4.6 - *Os Elementos de Ferrite como Técnica de Redução de Ruído*

Os elementos de ferrite proporcionam uma maneira barata e conveniente para adicionar perda em alta frequência em um circuito sem introduzir perda de potência em dc e baixas frequências.

Os elementos são pequenos e podem ser instalados simplesmente encaixando-os sobre o terminal do componente ou sobre o condutor. Tais elementos são mais efetivos para proporcionarem atenuação a sinais indesejáveis acima de 1 MHz. Quando usados apropriadamente podem proporcionar desacoplamento em alta frequência, supressão parasita e blindagem.

A Fig. 4-19a mostra um pequeno elemento cilíndrico colocado em um condutor e a Fig. 4-19b mostra o circuito equivalente em alta frequência onde a resistência é devido as perdas em alta frequência na ferrite. A Fig. 4-19c mostra os símbolos esquemáticos usuais para os mesmos. Muitos fabricantes de elementos de ferrite caracterizam seus componentes através de um gráfico de módulo da impedância em função de frequência.

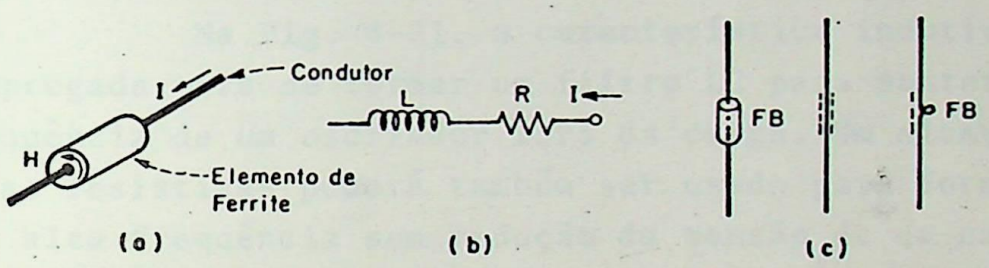


Fig. 4.19 - O Elemento de Ferrite

A Fig. 4-20 fornece dados de dois elementos de ferrite típicos. O elemento 1 é primariamente resistivo enquanto que o elemento 2 é primariamente indutivo.

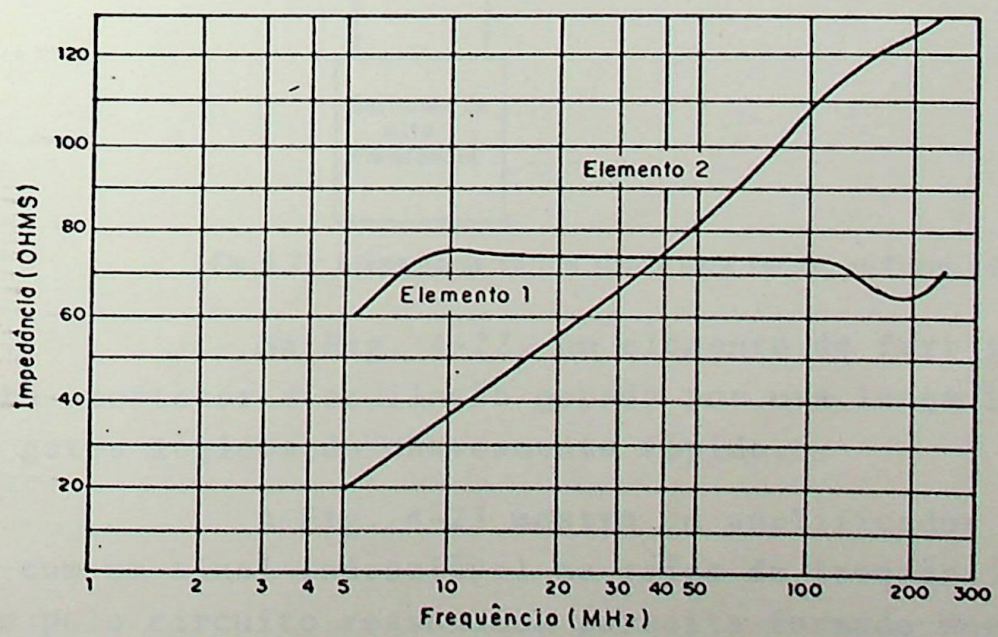


Fig. 4.20 - Característico de Dois Elementos de Ferrite

Os elementos de ferrite são especialmente eficazes quando usados para amortecer oscilações em alta frequência geradas por ressonâncias parasitas ou transitórias de chaveamento dentro de um circuito. São também úteis para bloquear ruído em alta frequência que está sendo conduzido para um circuito pela fonte de energia ou por outros condutores.

Uma vez que a impedância de um elemento simples é limitada em torno de 100Ω, ele se torna eficaz em circuitos de baixa impedância tais como em fontes de energia, amplificadores de potência classe C, circuitos ressonantes e em circuitos de chaveamento de SCR. Se um só elemento não proporcionar atenuação suficiente, elementos múltiplos poderão ser usados. Entretanto, se dois ou três elementos não resolverem o problema, elementos adicionais não serão normalmente eficazes.

Na Fig. 4-21, a característica indutiva dos elementos é empregada para se formar um filtro LC para manter os sinais de alta frequência de um oscilador fora da carga. Um elemento com características resistivas poderá também ser usado para formar um filtro RC para alta frequência sem redução da tensão dc da carga.

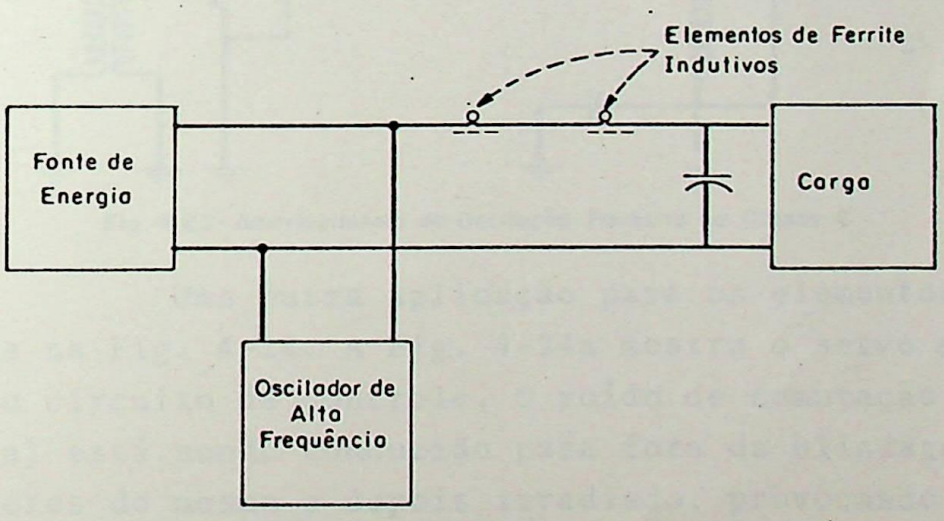


Fig. 4.21- Elemento de Ferrite Usado para Formar um Filtro LC

Na Fig. 4-22, um elemento de ferrite resistivo é usado para amortecer a oscilação gerada por uma longa interconexão entre dois gates lógicos de chaveamento rápido.

A Fig. 4-23 mostra um amplificador de potência classe C com um sinal indesejável na saída de frequência harmônica alta gerado pelo circuito ressonante parasita formado por L e C. Neste

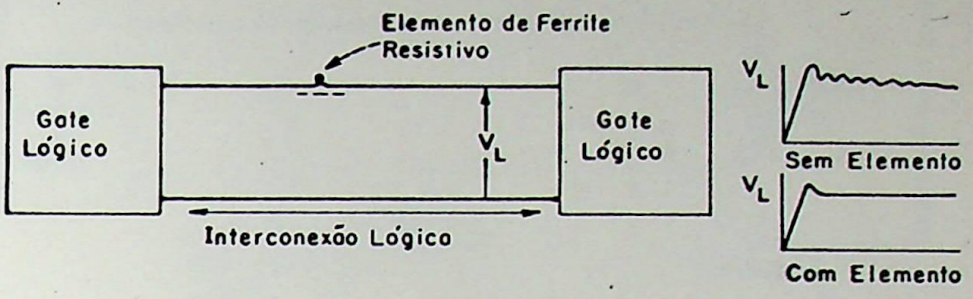


Fig. 4.22 — Amortecimento de Oscilações

caso, a indutância do elemento é usada para forçar a corrente harmônica a fluir através do resistor de 50Ω para que seja dissipada como calor. Na frequência de operação desejada, a impedância do elemento é baixa proporcionando uma trajetória de contorno do resistor.

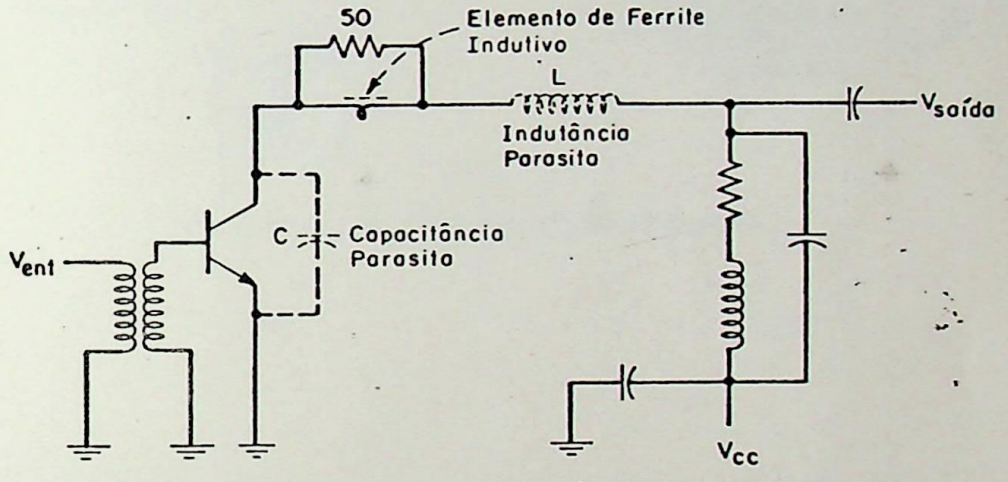


Fig. 4.23 - Amortecimento de Oscilação Parasita no Classe C

Uma outra aplicação para os elementos de ferrite está mostrada na Fig. 4-24. A Fig. 4-24a mostra o servo motor dc conectado a seu circuito de controle. O ruído de comutação do motor (alta frequência) está sendo conduzido para fora da blindagem do motor pelos condutores do mesmo e depois irradiado, provocando interferência em outros circuitos de baixo nível.

Devido as acelerações requeridas do motor, uma resistência não poderá ser inserida nos terminais do mesmo. A solução, neste caso, é adicionar dois elementos de ferrite e dois capacitores feed-through, como mostrado na Fig. 4-24b.

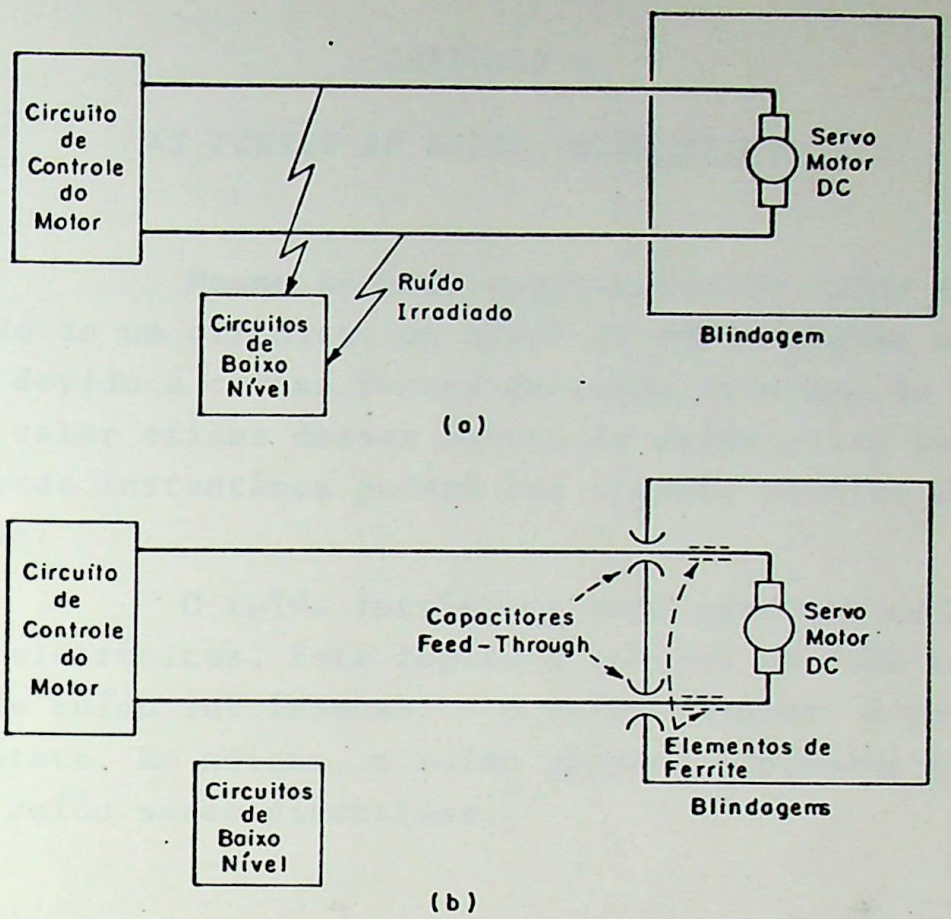


Fig. 4.24 – Eliminação do Ruído do Comutação

CAPÍTULO 5

AS FONTES DE RUÍDO INTRÍNSECAS

Mesmo se todo acoplamento de ruído externo puder ser eliminado de um circuito, um nível de ruído mínimo e teórico ainda existirá devido a certas fontes de ruído internas ou intrínsecas. Ainda que o valor eficaz dessas fontes de ruído possa ser bem definido, a amplitude instantânea poderá ser somente predita em termos de probabilidade.

O ruído intrínseco está presente em quase todos componentes eletrônicos. Este capítulo cobrirá as três mais importantes fontes de ruído intrínsecas: - o ruído térmico, o ruído shot e o ruído de contato. Em adição, o ruído popcorn e métodos de medição aleatória de ruído serão discutidos.

5.1 - *O Ruído Térmico*

O ruído térmico vem da agitação térmica dos elétrons dentro de uma resistência e representa um limite baixo no ruído presente em um circuito. O ruído térmico é também conhecido como ruído de resistência ou ruído Johnson (para J.B.Johnson, seu descobridor). Johnson (1928) constatou a existência de uma tensão não periódica em todos condutores com intensidade relacionada à temperatura. Nyquist (1928) em seguida, descreveu a tensão de ruído matematicamente, usando lógica termodinâmica. Mostrou que a tensão de ruído eficaz em um circuito aberto produzida por uma resistência era:

$$V_t = \sqrt{4K\ T\ B\ R} \qquad (5\text{-}1)$$

onde

K = constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ Joules/^{o}K)
T = temperatura absoluta (^{o}K)
B = largura de faixa do ruído (Hz)
R = resistência (Ω).

À temperatura ambiente (290^{o}K), 4KT é igual a

$1{,}6 \times 10^{-20}$ W/Hz. O fator B da Eq.(5-1) é a largura de faixa do ruído equivalente do sistema em consideração. O cálculo dessa largura de faixa será mostrado posteriormente.

O ruído térmico está presente em todos elementos contendo resistência. A Fig. 5-1 mostra um gráfico da tensão de ruído térmico à temperatura de 17°C (290°K). As variações normais na temperatura terão pequeno efeito no valor da tensão de ruído térmico. Como exemplo, a 117°C, a tensão de ruído será somente 16% maior que a dada na Fig. 5-1 para 17°C.

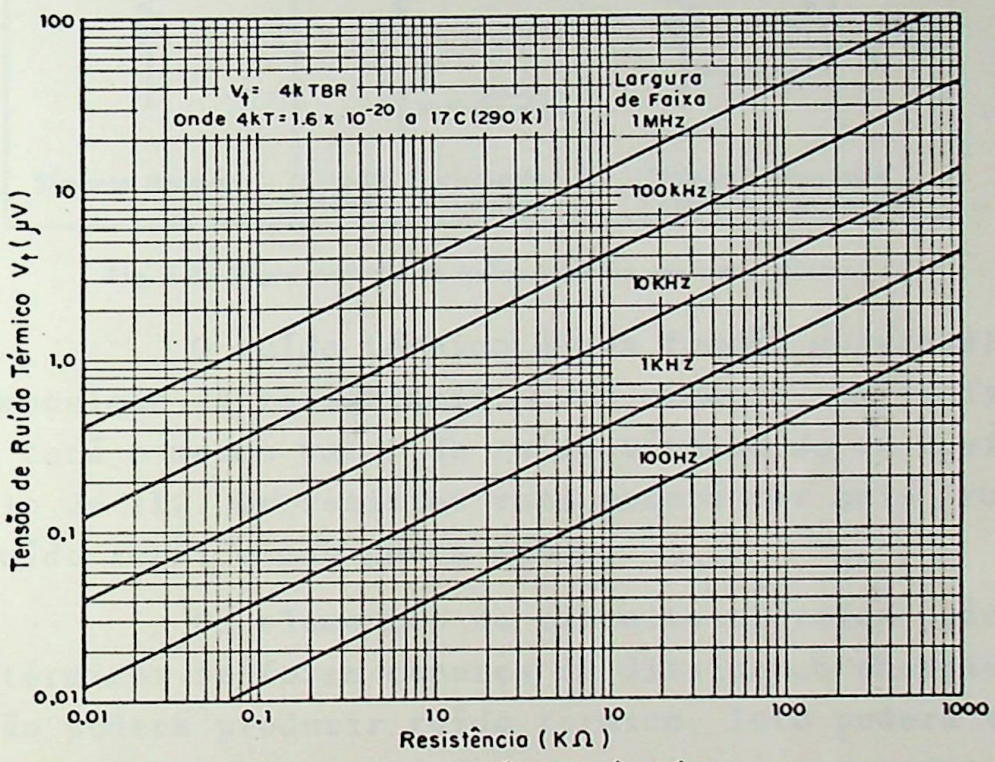


Fig. 5.1 — A Tensão de Ruído Térmico

Escola Federal de Engenharia de Biblioteca MAUÁ - Itajubá

A Eq.(5-1) mostra que a tensão de ruído térmico é proporcional à raiz quadrada da largura da faixa e da resistência. Logo, será vantajoso minimizar a resistência e a largura de faixa de um sistema para reduzir a tensão de ruído térmico. Se o ruído térmico for ainda um problema, considerável redução adicional será possível operando-se o circuito em temperaturas extremamente baixas ou usando-se um amplificador paramétrico. Uma vez que o ganho de tal amplificador vem de uma reatância variada rapidamente, ele não terá ruído térmico.

O ruído térmico de um resistor poderá ser representado por uma fonte de tensão de ruído térmico V_t em série com o resistor, como mostrado na Fig. 5-2. Em alguns casos será preferível

representar o ruído térmico por um gerador de corrente de ruído eficaz equivalente e de valor,

$$I_t = \sqrt{\frac{4KTB}{R}} \qquad (5-2)$$

em paralelo com o resistor. A Fig. 5-2 também mostra essa situação.

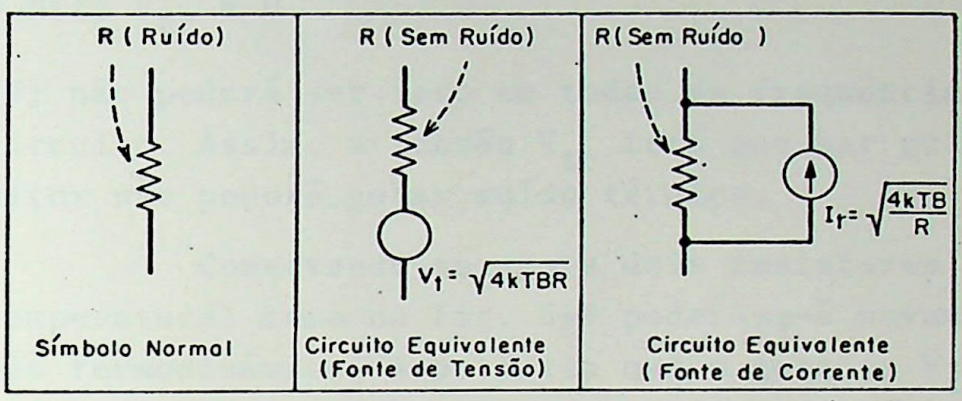


Fig.5.2- Representação do Ruído Térmico em um Resistor

O ruído térmico é uma função universal, independente da composição da resistência. Como exemplo, um resistor de carbono de 1KΩ terá o mesmo valor de ruído térmico de um resistor de filme de tântalo de 1KΩ. Um resistor real poderá ter mais ruído que o devido ao ruído térmico mas nunca menos.

Os elementos de circuito elétrico poderão produzir ruídos térmicos se forem capazes de dissiparem energia. Logo, uma reatância não poderá produzir ruído térmico. Isto poderá ser demonstrado considerando-se o exemplo de um resistor e capacitor, conectados como na Fig. 5-3. Nesta se fez a consideração errônea de que o capacitor gera uma tensão de ruído térmico V_{tc}.

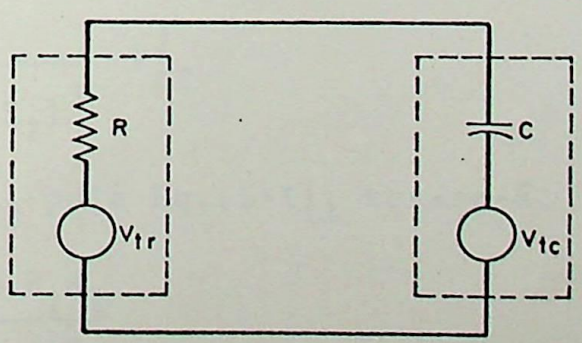


Fig.5.3 - Circuito RC

A potência que o gerador V_{tc} entrega para o resistor é $P_{cr} = N(f)\ V_{tc}^2$, onde N(f) é alguma função do circuito não

nula. A potência que o gerador V_{tr} entrega para o capacitor será nula pois o capacitor não pode dissipar energia. Para o equilíbrio termodinâmico, a potência que o resistor entregará para o capacitor terá que ser igual a potência que o capacitor entregará para o resistor. Do contrário, a temperatura de um componente crescerá e a do outro decrescerá. Logo,

$$P_{cr} = N(f)\ V_{tc}^2 = 0 \qquad (5\text{-}3)$$

A função N(f) não poderá ser zero em todas as frequências pois é uma função do circuito. Assim, a tensão V_{tc} terá que ser nula, mostrando que o capacitor não poderá gerar ruído térmico.

Conectando-se agora dois resistores diferentes (na mesma temperatura) como na Fig. 5-4 poder-se-á novamente proceder ao equilíbrio termodinâmico. A potência que o gerador V_{t1} entrega para o resistor R_2 será:

$$P_{12} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2}\ V_{t1}^2 \qquad (5\text{-}4)$$

Substituindo-se V_{t1} pela Eq. (5-1) obter-se-á:

$$P_{12} = \frac{4K\ T\ B\ R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \qquad (5\text{-}5)$$

A potência que o gerador V_{t2} entrega para R_1 será:

$$P_{21} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2}\ V_{t2}^2 \qquad (5\text{-}6)$$

Substituindo-se V_{t2} pela Eq.(5-1), ter-se-á:

$$P_{21} = \frac{4K\ T\ B\ R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \qquad (5\text{-}7)$$

Finalmente, comparando-se a Eq.(5-5) com a (5-7), conclui-se que,

$$P_{12} = P_{21} \qquad (5\text{-}8)$$

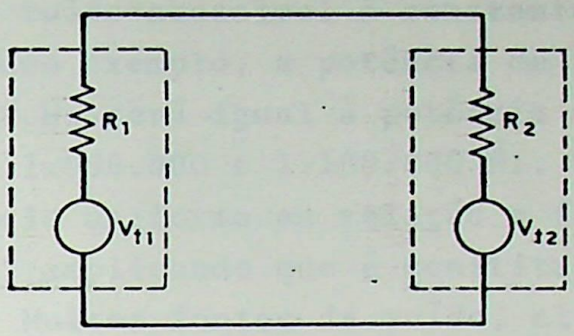


Fig.5.4- Dois Resistores em Paralelo

o que mostra que os dois resistores estão em equilíbrio termodinâmico.

A potência que o gerador V_{t1} entrega para o resistor R_1 não deve ser considerada no cálculo acima pois ela chega e é dissipada no resistor. Similarmente, a potência que o gerador V_{t2} entrega para o resistor R_2 não deve ser incluída no cálculo.

Considere-se agora o caso em que os dois resistores da Fig. 5-4 tem o mesmo valor ocorrendo a máxima transferência de potência entre eles. Pode-se escrever:

$$P_{12} = P_{21} = P_n = \frac{V_t^2}{4R} \qquad (5\text{-}9)$$

Substituindo-se V_t pela Eq.(5-1), ter-se-á:

$$P_n = K\ T\ B\ [\text{watts}] \qquad (5\text{-}10)$$

A quantidade KTB é referida como "*potência de ruído acessível*". À temperatura ambiente (17^oC) esta potência por hertz da largura de faixa será 4.10^{-21} [w] e independe do valor da resistência.

Pode ser mostrado (Ref. [5]) que o ruído térmico gerado por qualquer conexão arbitrária de elementos passivos será igual ao ruído térmico gerado por uma resistência igual à parte real da impedância do circuito equivalente. O fato é útil para o cálculo do ruído térmico de um circuito passivo complexo.

As características do Ruído Térmico

A distribuição de frequência da potência do ruído térmico é uniforme. Para uma especificada largura de faixa do espectro, a potência de ruído acessível é constante e independe do valor da resistência. Como exemplo, a potência de ruído e uma faixa de 100 Hz entre 100 e 200 Hz será igual à potência de um ruído em uma faixa de 100 Hz entre 1.000.000 e 1.100.000 Hz. Tal ruído, com uma distribuição de potência uniforme em relação a frequência, é denominado de *"ruído branco"* implicando que é constituído de muitos componentes de frequência. Muitas fontes de ruído, além da de ruído térmico, partilham essa característica e são similarmente referidos como ruído branco.

Ainda que o valor eficaz do ruído térmico seja bem definido, o valor instantâneo poderá somente ser definido em termos probabilísticos. A amplitude instantânea do ruído térmico terá uma distribuição Gaussiana ou normal. O valor médio será zero e o eficaz dado pela Eq.(5-1).

A Fig. 5-5 mostra a função densidade de probabilidade para o ruído térmico. A probabilidade de obtenção de uma ten

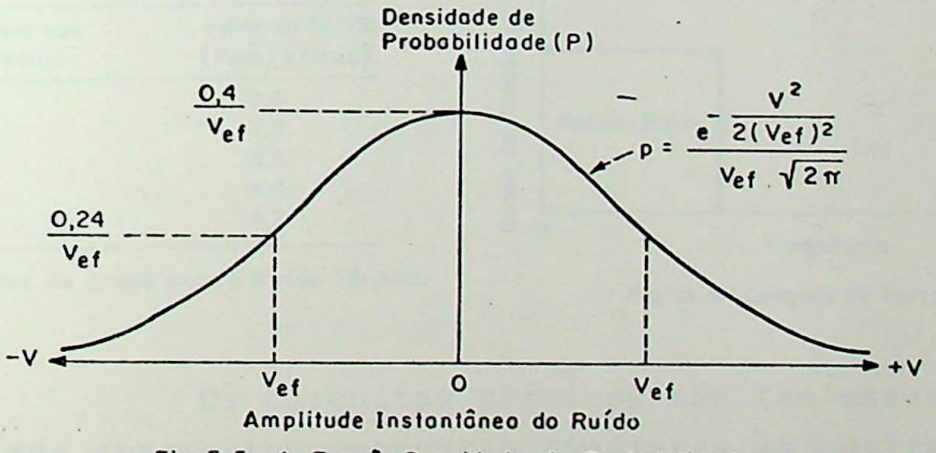


Fig. 5.5 – A Função Densidade de Probabilidade

são instantânea entre quaisquer dois valores é igual à integral da função densidade de probabilidade no intervalo compreendido pelos dois valores. A função densidade é alta para a tensão zero, indicando que os valores próximos a zero de tensão são muito comuns.

O fator de crista de uma forma de onde é definido como a relação do seu valor de pico para seu valor eficaz. Para o ruído térmico, a função densidade de probabilidade, mostrada na Fig. 5-5, assintoticamente se aproxima de zero nas extremidades positiva e

negativa. Uma vez que a curva nunca atinge zero, não haverá limite finito para o valor da tensão instantânea do ruído. Desta forma, o fator de crista será infinito, o que não é um resultado útil. Um resultado mais útil é atingido calculando-se o fator de crista para picos que ocorram ao menos em uma percentagem especificada do tempo. A Tabela 5-1 mostra os resultados. Normalmente, somente picos que ocorram ao menos em 0,01% do tempo são considerados, e um fator de crista, aproximadamene igual a 4, é usado para o ruído térmico.

A Largura de Faixa Equivalente do Ruído

A largura de faixa B do ruído equivalente é a largura de faixa do ganho de tensão ao quadrado do sistema ou circuito em consideração. A largura de faixa do ruído é definida para um sistema com ganho uniforme na passa-faixa e ganho zero fora do passa faixa. A Fig. 5-6 mostra esta resposta ideal para um circuito passa baixa e um circuito passa-faixa.

% do Tempo em que o Pico é Excedido	Fator de Crista (Pico/Eficaz)
1,0	2,6
0,1	3,3
0,01	3,9
0,001	4,4
0,0001	4,9

Tabela 5.1 - Fatores de Crista para o Ruído Térmico

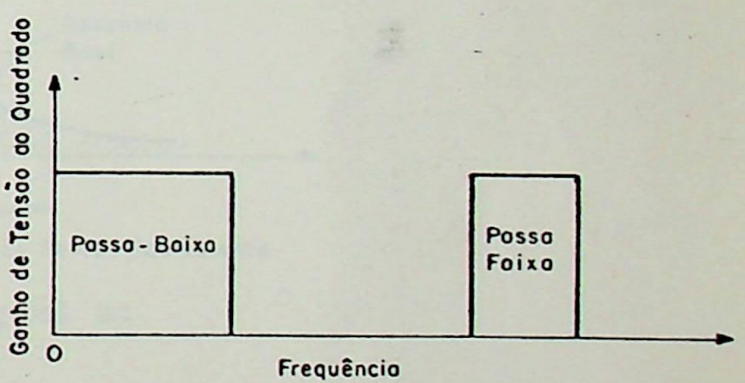


Fig. 5.6 - Largura de Faixa de Circuitos Ideais

Os circuitos práticos não tem essas características ideais mas apresentam respostas similares às mostradas na Fig. 5-7. O problema então será encontrar uma largura de faixa equivalente que poderá ser empregada nas equações para conduzir ao mesmo resultado da largura de faixa real prática. No caso de uma fonte de ruído branco (potência de ruído igual para uma largura de faixa em qualquer parte do espectro), o objetivo será atingido se a área sobre a curva da largura de faixa do ruído equivalente for feita igual a área sob a curva real. Isto está mostrado na Fig. 5-8 para um circuito passa-baixa.

Para qualquer função de transferência do circui-

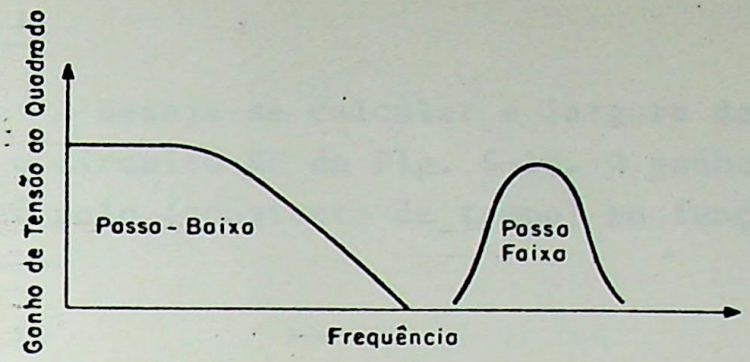


Fig. 5.7 – Largura de Faixa de Circuitos Reais

to A (f) (expressa como uma relação de tensão ou corrente) haverá uma largura de faixa de ruído equivalente com magnitude de transmissão

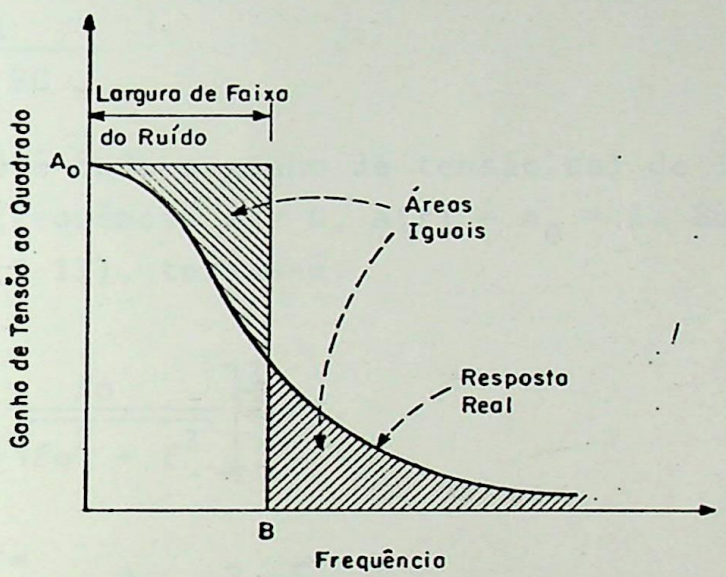


Fig. 5.8 - Largura de Faixa : Equivalente

constante A_0 e largura de faixa igual a:

$$B = \frac{1}{|A_0|^2} \int_0^\infty |A(f)|^2 \, df \qquad (5\text{-}11)$$

Uma função típica passa-faixa está mostrada na Fig. 5-9. A_0 é usualmente tomada como o máximo valor absoluto de A(f).

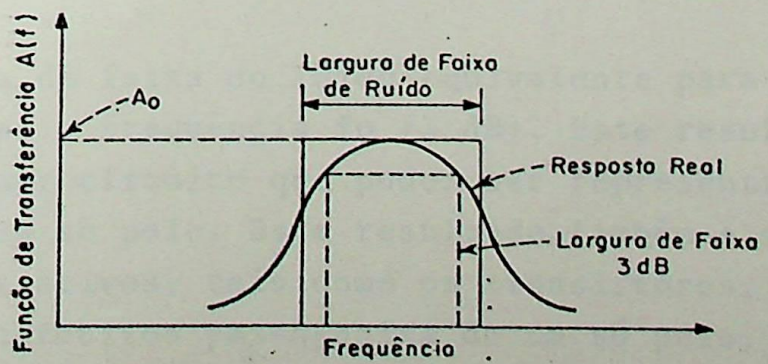


Fig. 5.9 - Função Típica Passa-Faixa

Exemplo 5-1

Deseja-se calcular a largura de faixa do ruído equivalente para o circuito RC da Fig. 5-10. O ganho de tensão deste circuito de um só polo (constante de tempo) em função da frequência é:

$$A(f) = \frac{fo}{jf + fo} \qquad (5\text{-}12)$$

onde

$$fo = \frac{1}{2\Pi\ RC} \qquad (5\text{-}13)$$

A frequência fo é onde o ganho de tensão cai de 3dB, como mostrado na Fig. 5-10. Na frequência f = 0, $A(f) = A_0 = 1$. Substituindo-se a Eq. (5-12) na Eq. (5-11), ter-se-á:

$$B = \int_0^\infty \left[\frac{fo}{\sqrt{fo^2 + f^2}}\right]^2 df, \qquad (5\text{-}14a)$$

ou $$B = fo^2 \int_0^\infty (fo^2 + f^2)^{-1}\ df \qquad (5\text{-}14b)$$

A Eq.(5-14b) poderá ser integrada fazendo-se $f = fo.tg\theta$ e $df = fo\ sec^2\ d\theta$. Assim, resultará:

$$B = fo \int_0^{\pi/2} d\theta \qquad (5\text{-}15)$$

ou $$B = \frac{\Pi}{2}\ fo \qquad (5\text{-}16)$$

Assim, a largura de faixa do ruído equivalente para este circuito é $\Pi/2$ ou 1,57 vezes a frequência fo (3 dB). Este resultado pode ser aplicado a qualquer circuito que puder ser representado por um filtro passa-baixa de um só polo. Este resultado também é aplicável a certos dispositivos ativos, tais como os transistores, que podem ser modelados como circuitos passa-baixa de um só polo.

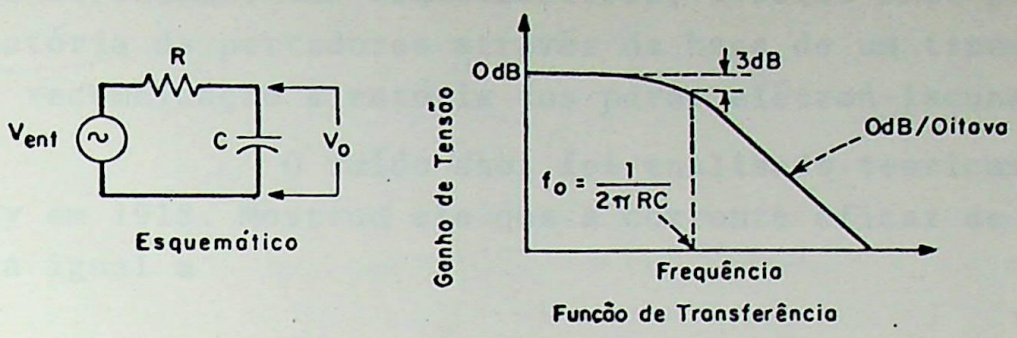


Fig. 5.10 – Circuito RC

A Tabela 5-2 fornece a relação entre largura de faixa do ruído e a largura de faixa a 3 dB para circuitos com vários polos iguais. Como pode ser visto, quando o número de polos cresce, a largura de faixa do ruído se aproxima da largura de faixa a 3dB. No caso de 3 ou mais polos a largura de faixa a 3 dB poderá ser usada em lugar da faixa de ruído com um pequeno erro somente.

Números de Polos	B/f_o	Queda em Alta Frequência (dB por Oitava)
1	1.57	6
2	1.22	12
3	1.15	18
4	1.13	24
5	1.11	30

Tabela 5.2 – Relação de B para f_o

Um segundo método de se determinar a largura de faixa do ruído é resolver a integração graficamente. Isto é feito traçando o ganho de tensão ao quadrado em função da frequência sobre um papel linear. Um retângulo da largura de faixa do ruído e então desenhado tal que a área sob o retângulo seja igual a área sob a curva real, como mostrado na Fig. 5-8.

5.2 – *O Ruído shot*

O ruído shot é associado ao fluxo de corrente através de uma barreira de potencial. Deve-se à flutuação da corrente em torno de um valor médio resultante da emissão aleatória de elétrons (ou lacunas). Este ruído está presente em válvulas e em semicondutores. Nas válvulas, o ruído shot provém da emissão aleatória de

elétrons do catodo. Nos semicondutores, o ruído shot provém da difusão aleatória de portadores através da base de um transistor e da geração e recombinação aleatória dos pares elétron-lacuna.

O ruído shot foi analisado teoricamente por W. Schottky em 1918. Mostrou ele que a corrente eficaz de ruído (Ref. |5|) era igual a

$$I_{sh} = \sqrt{2q\ I_{dc}\ B} \qquad (5\text{-}17)$$

onde q = carga do elétron ($1{,}6 \times 10^{-19}$ coulombs)
I_{dc} = corrente média (dc) em ampéres
B = largura de faixa do ruído (Hz)

A Eq.(5-17) é similar à Eq.(5-2). A densidade para o ruído shot é constante com a frequência e a amplitude obedece a distribuição Gaussiana. O ruído é branco e tem as mesmas características descritas para o térmico. Dividindo-se a Eq.(5-17) por $\sqrt{B}$, ter-se-á:

$$\frac{I_{sh}}{\sqrt{B}} = \sqrt{2q\ I_{dc}} = 5{,}66 \times 10^{-10} \sqrt{I_{dc}} \qquad (5\text{-}18)$$

Na Eq.(5-18), a corrente de ruído pela raiz quadrada da largura de faixa é função somente da corrente dc fluindo pelo dispositivo. Logo, pela medição desta corrente, o valor do ruído poderá ser precisamente determinado.

5.3 - *O Ruído de Contato*

O ruído de contato é provocado pela flutuação da condutividade devido a um contato imperfeito entre dois materiais. Isto ocorre sempre que dois condutores são ligados juntos, tal como em chaves e contatos de relés. Ocorre também em diodos e transistores devido a contatos imperfeitos e em resistores de composição e microfones de carbono que são constituidos de partículas moldadas juntas.

O ruído de contato recebe várias outras denominações. Quando encontrado em resistores é referido como "*ruído de ex*

cesso". Quando observado em válvulas é referido como *"ruído flicker"*. Devido a sua característica de uma só frequência poderá ser denominado de *"ruído 1/f"* ou *"ruído de baixa frequência"*.

O ruído de contato é diretamente proporcional ao valor da corrente direta. A densidade de potência varia com o inverso da frequência f e a amplitude do ruído obedece a distribuição Gaussiana. A corrente de ruído I_f pela raiz quadrada da largura de faixa poderá ser expressa aproximadamente (Ref.|5|) como:

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} \simeq \frac{K\, I_{dc}}{\sqrt{f}} \qquad (5\text{-}19)$$

onde I_{dc} = valor médio da corrente (A)
f = frequência (Hz)
K = constante que depende da geometria e do tipo de material
B = largura de faixa (Hz) concentrada na frequência f.

Pode ser notado que a magnitude do ruído de contato poderá ser muito grande em baixas frequências face a sua característica 1/f. Muitas teorias avançadas para computarem o ruído de contato predizem que em alguma frequência muito baixa, a amplitude do mesmo ficará constante. Entretanto, medições desse ruído a frequências tão baixas quanto alguns ciclos por dia ainda mostraram a característica 1/f.

Devido a suas características, o ruído de contato é usualmente a mais importante fonte de ruído em circuitos de baixa frequência.

5.4 - *O Ruído Popcorn*

O ruído popcorn (pipocar), também chamado de ruído de rajada, foi primeiramente descoberto em diodos semicondutores e tem recentemente reaparecido nos circuitos integrados. Se este circuito for amplificado e colocado em um alto falante, seu som será como um pipocar, com o ruído térmico proporcionando um som de fundo.

O ruído popcorn se deve a defeito de fabricação e poderá ser eliminado por melhoria do processo de fabricação.

Este ruído é causado por um defeito na junção, usualmente uma impureza metálica do dispositivo semicondutor.

O ruído popcorn ocorre em rajadas provocando uma mudança discreta no seu nível. A largura das rajadas variam de micro segundos a segundos. A velocidade de repetição, que é aperiódica, varia de muitas centenas de pulsos por segundo a menos que um pulso por minuto. Entretanto, para qualquer amostra particular de um dispositivo, a amplitude é fixa uma vez que ela é uma função das características do defeito da junção. Tipicamente, a amplitude desse ruído varia de 2 a 100 vezes a do ruído térmico.

A densidade de potência do ruído popcorn tem uma característica $1/f^n$ onde n é usualmente igual a dois. Uma vez que o ruído é um fenômeno relacionado à corrente, a tensão do ruído popcorn será maior em um circuito de alta impedância como, por exemplo, o circuito de entrada de um amplificador operacional.

CAPÍTULO 6

O RUÍDO EM DISPOSITIVOS ATIVOS

Os transistores bipolares, transistores a efeito de campo (FET's) e os amplificadores operacionais integrados contam inerentemente com mecanismos de geração de ruído. Este capítulo discute estas fontes de ruído internas e mostra as condições necessárias para otimizar o desempenho a ruído.

Antes de se discutir o ruído dos dispositivos ativos, tópicos sobre como o ruído é especificado e medido serão apresentados. Esta análise geral proporciona o conhecimento de parâmetros que poderão ser usados na análise do ruído nos vários dispositivos. Os métodos comuns de especificação de ruído são através do fator de ruído e do emprego de um modelo de tensão e corrente de ruído.

6.1 - O Fator de Ruído

O conceito do fator de ruído foi desenvolvido em 1940 como um método de avaliação de ruído em válvulas. Apesar de várias limitações, o conceito é até hoje largamente empregado.

O fator de ruído (F) é uma quantidade que compara o desempenho a ruído de um dispositivo com o desempenho de um dispositivo ideal (sem ruído). Assim, pode ele ser definido como:

$$F = \frac{\text{potência do ruído na saída do dispositivo real } (P_{no})}{\text{potência do ruído na saída do dispositivo ideal}} \quad (6\text{-}1)$$

A potência do ruído na saída de um dispositivo ideal é devido à potência do ruído térmico da resistência da fonte. A temperatura padrão para se medir a potência do ruído da fonte é $290^{o}K$. Assim, o fator de ruído poderá ser reescrito como:

$$F = \frac{\text{potência do ruído na saída do dispositivo real } (P_{no})}{\text{potência de saída devido ao ruído da fonte}} \quad (6\text{-}2)$$

Uma definição equivalente do fator de ruído é a relação sinal para ruído de entrada dividida pela relação sinal para ruído de saída, ou seja:

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \qquad (6-3)$$

Estas relações de sinal para ruído devem ser relações de potência a menos que a impedância de entrada seja igual à impedância da carga, caso em que poderá ser relações de tensões ao quadrado, correntes ao quadrado ou de potências.

Todas medições do fator de ruído devem ser feitas com uma carga resistiva, como mostrado na Fig.6-1. A tensão de ruído de entrada a circuito aberto é pois devida ao ruído térmico da resistência R_S da fonte, ou seja:

$$V_t = \sqrt{4K\ T\ B\ R_S} \qquad (6-4)$$

A 290^oK,

$$V_t = \sqrt{1,6 \times 10^{-20}\ B\ R_S} \qquad (6-5)$$

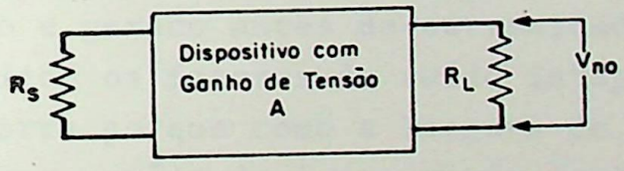


Fig. 6.1 – Fonte Resistiva para Medição do Fator de Ruído

Se o dispositivo tiver um ganho de tensão A, definido como a relação da tensão de saída medida em R_L para a tensão da fonte a circuito aberto, então a componente da tensão de saída devida ao ruído térmico R_S será A V_t. Usando-se V_{no} para a tensão de ruído total na saída, medida em R_L, o fator de ruído poderá ser escrito como:

$$F = \frac{(V_{no})^2/R_L}{(A\ Vt)^2/R_L} \qquad (6-6)$$

ou

$$F = \frac{(V_{no})^2}{(A\ Vt)^2} \qquad (6\text{-}7)$$

A V_{no} inclui os efeitos do ruído da fonte e do ruído do dispositivo. Substituindo-se a Eq.(6-4) na (6-7), obter-se-á:

$$F = \frac{(V_{no})^2}{4K\ T\ B\ R_S\ A^2} \qquad (6\text{-}8)$$

Do exame da Eq.(6-8) pode-se notar as três características do fator de ruído seguintes:

a) independe da resistência R_L da carga.
b) depende da resistência R_S da fonte.
c) se o dispositivo não tiver ruído, seu valor será unitário.

Devido ao termo B (largura de faixa) no denominador da Eq.(6-8), há duas maneiras de se especificar o fator de ruído: (1) um ruído local (centralizado), medido em uma frequência especificada sobre uma largura de faixa de 1 Hz, ou (2) um ruído médio ou integrado, medido sobre uma dada largura de faixa. Se o ruído no dispositivo é branco e gerado antes da extremidade limite da largura de faixa do circuito, os fatores de ruído integrado e local serão iguais. Isto ocorre porque como a largura de faixa aumenta, tanto o ruído total como o ruído da fonte serão incrementados pelo mesmo fator.

O conceito do fator de ruído tem três grandes limitações:

a) aumentando-se a resistência da fonte poderá decrescer o fator de ruído embora aumente o ruído total no circuito.
b) se uma fonte puramente reativa é usada, o fator de ruído será inexpressivo uma vez que o ruído da fonte é zero, tornando o infinito o fator de ruído.
c) quando o ruído de um dispositivo for somente uma pequena porcentagem do ruído térmico da fonte (como com alguns FET's de baixo ruído), o fator de ruído requer que se tome a relação de dois números quase iguais. Isto poderá conduzir a resul-

tados imprecisos.

"Uma comparação direta de dois fatores de ruído somente terá significado se os dois forem medidos na mesma resistência da fonte". O fator de ruído varia com as condições de polarização, frequência e temperatura tão bem quanto a resistência da fonte e todos esses fatores deverão ser bem definidos na especificação do fator.

O conhecimento do fator de ruído para um valor da resistência da fonte não permite o cálculo do fator de ruído para outros valores de resistência. Isto ocorre porque o ruído da fonte e o do dispositivo variam quando a resistência da fonte é trocada.

A Medição do Fator de Ruído

Um melhor conhecimento do fator de ruído poderá ser obtido pela descrição dos métodos usados para medí-lo. Seguem os métodos a uma só frequência e o do diodo de ruído ou ruído branco.

A Fig. 6-2 mostra o ajuste do teste para o método a uma só frequência. V_S representa um oscilador ajustado na frequência de medição e R_S é a resistência da fonte. Com a fonte V_S desligada, mede-se a tensão eficaz do ruído de saída V_{no}. Essa tensão consiste de duas partes: a primeira devido à tensão de ruído térmico V_t do resistor da fonte e a segunda devido ao ruído do dispositivo, ou seja:

$$V_{no} = \sqrt{(A\ V_t)^2 + (\text{ruído do dispositivo})^2} \qquad (6\text{-}10)$$

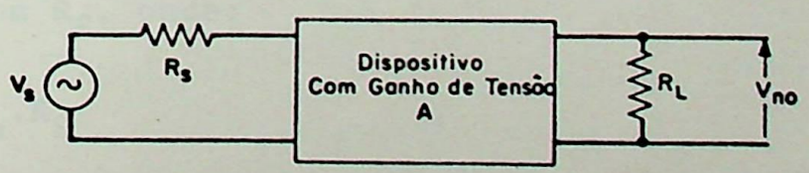


Fig. 6.2 - Método a uma só Frequência

Em seguida, o gerador V_S é ligado e um sinal de entrada é aplicado até que a potência de saída dobre (a tensão eficaz de saída aumente de 3 dB em relação à medida anterior). Sob es-

sas condições, ter-se-á:

$$(A\ V_S)^2 + (V_{no})^2 = 2\ V_{no}^2 \qquad (6\text{-}11)$$

e portanto,

$$A\ V_S = V_{no} \qquad (6\text{-}12)$$

substituindo-se a Eq.(6-12) na Eq.(6-7), obter-se-á:

$$F = \left(\frac{V_S}{V_t}\right)^2 \qquad (6\text{-}13)$$

e substituindo-se nessa expressão, o valor de V_t da Eq.(6-5),

$$F = \frac{V_S^2}{1{,}6 \times 10^{-20}\ B\ R_S} \qquad (6\text{-}14)$$

Agora, uma vez que o fator de ruído não é função de R_L, qualquer valor do resistor de carga poderá ser usado na sua medição. A desvantagem do método é que a largura de faixa do ruído deverá ser conhecida.

Um melhor método para a medição do fator de ruído é conseguido empregando-se um diodo de ruído como fonte de ruído branco. A Fig. 6-3 mostra o circuito para a medição. A I_{dc} é a corrente direta pelo diodo de ruído e R_S é a resistência da fonte. O ruído shot no diodo é dado por:

$$I_{Sh} = \sqrt{3{,}2 \times 10^{-19}\ I_{dc}\ B} \qquad (6\text{-}15)$$

Aplicando-se o teorema de Thevenin, o gerador de corrente de ruído shot poderá ser trocado por um gerador de tensão V_{Sh} em série com R_S, onde:

$$V_{Sh} = I_{Sh} \cdot R_S \qquad (6\text{-}16)$$

A tensão de saída eficaz V_{no} do ruído é primeiro medida com uma corrente nula no diodo. Esta tensão consiste de duas partes: - a devida ao ruído térmico do resistor da fonte e a devida ao ruído no dispositivo. Logo,

$$V_{no} = \sqrt{(AV_t)^2 + (\text{ruído no dispositivo})^2} \qquad (6\text{-}17)$$

Permite-se agora um fluxo de corrente crescente pelo diodo até que a potência de saída dobre (tensão eficaz de saída aumente de 3 dB). Sob essas condições,

$$(A\ V_{Sh})^2 + (V_{no})^2 = 2\ (V_{no})^2 \qquad (6\text{-}18)$$

Logo,

$$V_{no} = A\ V_{Sh} = A\ I_{Sh}\ R_S \qquad (6\text{-}19)$$

Substituindo-se a Eq.(6-19) na Eq.(6-7), obter-se-á:

$$F = \frac{(I_{Sh}\ R_S)^2}{V_t^2} \qquad (6\text{-}20)$$

Finalmente, substituindo-se as Eqs.(6-15) e (6-5) na Eq.(6-20),

$$F = 20\ I_{dc} \cdot R_S \qquad (6\text{-}21)$$

O fator de ruído é agora uma função somente da corrente dc pelo diodo e do valor da resistência da fonte. Estas quantidades são facilmente medidas. Nem o ganho, nem a largura de faixa do ruído do dispositivo terão que ser conhecidos.

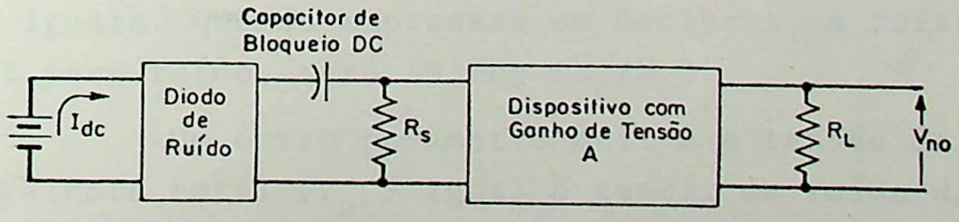


Fig. 6.3 – O Método do Diodo de Ruído

6.2 – *Cálculo da Relação S/N e da Tensão de Ruído de Entrada do Fator de Ruído*

Uma vez conhecido o fator de ruído, poderá ele

ser usado para calcular a relação sinal para ruído e a tensão de ruído de entrada. Para esses cálculos é importante que a resistência da fonte usada no circuito seja a mesma usada na medição do fator de ruído. A Eq.(6-8) poderá ser rearranjada como:

$$V_{no} = A \sqrt{4K\ T\ B\ R_S\ F} \qquad (6\text{-}22)$$

Se o sinal de entrada for V_S, a tensão do sinal de saída será $V_o = A\ V_S$. Logo, a relação de potência sinal para ruído será:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{P_{(sinal)}}{P_{(ruído)}} \qquad (6\text{-}23)$$

ou

$$\frac{S_o}{N_o} = \left(\frac{A\ V_S}{V_{no}}\right)^2 \qquad (6\text{-}24)$$

Substituindo-se V_{no} pela Eq.(6-22),

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{(V_S)^2}{4KT\ B\ R_S\ F} \qquad (6\text{-}25)$$

A relação sinal para ruído, como usado nas Eqs. (6-23), (6-24) e (6-25), refere-se a uma relação de potência. Entretanto, o sinal para ruído é algumas vezes expresso como uma relação de tensão. Deve-se ter cuidado em verificar se a relação especificada é relação de tensão ou de potência uma vez que as duas não são numericamentes iguais. Quando expressas em decibéis, a relação de potência, sinal para ruído, será 10 log (S_o/N_o).

Um outro parâmetro útil é a tensão de ruído de entrada equivalente total (V_{nt}) igual à tensão de ruído de saída (Eq. (6-22)) dividida pelo ganho, ou seja:

$$V_{nt} = \frac{V_{no}}{A} = \sqrt{4K\ T\ B\ R_S\ F} \qquad (6\text{-}26)$$

A tensão de ruído de entrada equivalente total é uma fonte simples de ruído que representa o ruído total no circuito.

"Para se otimizar o desempenho a ruído, V_{nt} deverá ser minimizada". Minimizar V_{nt} equivale a maximizar a relação sinal para ruído fazendo com que a tensão do sinal permaneça constante.

A tensão de ruído de entrada equivalente consiste de duas partes:- a devida ao ruído térmico da fonte e a outra ao ruído do dispositivo.

Representando-se o ruído do dispositivo por V_{nd}, pode-se escrever a tensão de ruído de entrada equivalente total como,

$$V_{nt} = \sqrt{(V_t)^2 + (V_{nd})^2} \qquad (6\text{-}27)$$

onde V_t é a tensão de ruído térmico a circuito aberto da resistência da fonte. Resolvendo-se a Eq.(6-27) para V_{nd}, obtém-se:

$$V_{nd} = \sqrt{(V_{nt})^2 - (V_t)^2} \qquad (6\text{-}28)$$

Substituindo-se a Eq.(6-4) e (6-26) na Eq.(6-28), ter-se-á:

$$V_{nd} = \sqrt{4K\ T\ B\ R_S\ (F-1)} \qquad (6\text{-}29)$$

6.3 - O Modelo por Tensão e Corrente

Uma aproximação mais recente e que contorna as limitações do fator de ruído, é a que modela o ruído em termos de uma tensão e corrente de ruído equivalentes. O circuito real poderá ser modelado como um dispositivo livre de ruído ao que se adicionados geradores de ruído, V_n e I_n, conectados ao lado de entrada do circuito, como mostrado na Fig. 6-4.

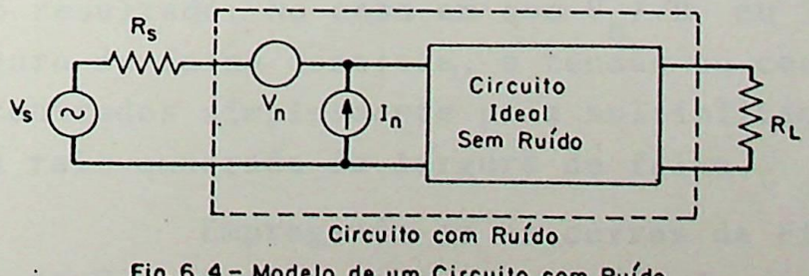


Fig. 6.4 - Modelo de um Circuito com Ruído

A V_n representa o ruído do dispositivo que exis

te quando R_S é igual a zero, e I_n representa o ruído do dispositivo adicional que aparece quando R_S não é zero. O emprego desses dois geradores de ruído mais um coeficiente de relação complexo (não mostrado) caracteriza completamente a performance a ruído do dispositivo (Ref.|6|). Embora V_n e I_n são de certa forma relacionados, os valores para o coeficiente de relação raramente são fornecidos pelo fabricante. Em adição, a extensão típica dos valores de V_n e I_n para um dispositivo normalmente se sobrepõe ao efeito do coeficiente de relação. Assim, é prática comum assumir o coeficiente de relação como nulo. Neste capítulo far-se-á essa consideração.

A Fig. 6-5 mostra curvas representativas da corrente e tensão de ruído. Como pode ser visto, os dados consistem de um gráfico de $V_n/\sqrt{B}$ e $I_n/\sqrt{B}$ em função da frequência.

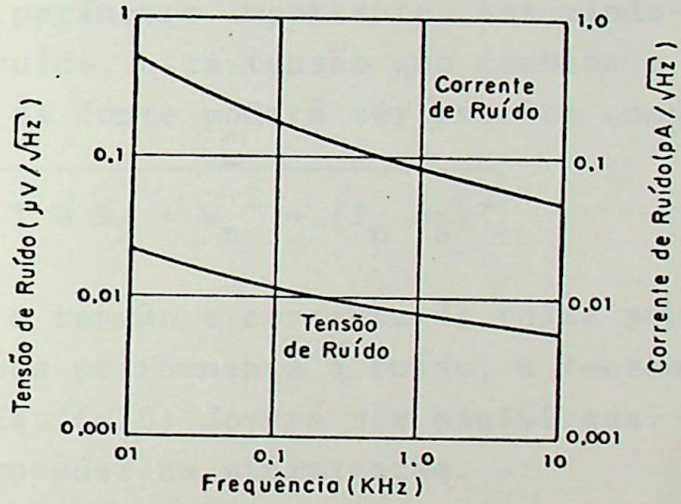


Fig. 6.5 - Curvas Típicas de $V_n/\sqrt{B}$ e $I_n/\sqrt{B}$

A tensão ou corrente de ruído sobre uma faixa de frequências poderão ser encontradas pela integração de $\left[V_n/\sqrt{B}\right]^2$ ou $\left[I_n/\sqrt{B}\right]^2$ em função da frequência bastando depois extrair a raiz quadrada do resultado. No caso em que $V_n/\sqrt{B}$ ou $I_n/\sqrt{B}$ forem constantes na largura de faixa desejada, a tensão ou corrente de ruído poderão ser encontradas simplesmente pela multiplicação de $V_n/\sqrt{B}$ ou $I_n/\sqrt{B}$ pela raiz quadrada da largura de faixa.

Empregando-se as curvas da Fig. 6-5 e o circuito equivalente da Fig. 6-4, a tensão de ruído de entrada equivalente total, relação sinal para ruído ou fator de ruído poderão ser determinados para qualquer circuito. Isto poderá ser feito com qualquer im

pedância da fonte, resistiva ou reativa e em qualquer espectro de frequência. Entretanto, o dispositivo terá que ser operado em condições de polarização iguais ou próximas das quais as curvas foram especificadas. Quase sempre, são dadas curvas adicionais mostrando as variações destes geradores de ruído em relação aos pontos de polarização. Com estas curvas, a performance a ruído do dispositivo será completamente especificada sob todas condições de operação.

A representação de dados de ruído em termos dos parâmetros equivalentes V_n e I_n poderá ser empregada para qualquer dispositivo. Os transistores a efeito de campo e os amplificadores operacionais são usualmente especificados dessa maneira. Alguns fabricantes de transistores bipolares estão também começando a usar os parâmetros V_n - I_n ao invés do fator de ruído.

A tensão de ruído de entrada equivalente de um dispositivo é um parâmetro importante. Assumindo-se nenhuma relação entre fontes de ruído, esta tensão que combina o efeito de V_n, I_n e do ruído térmico da fonte poderá ser escrita como,

$$V_{nt} = \sqrt{4K\ T\ B\ R_S + V_n^2 + (I_n\ R_S)^2} \qquad (6\text{-}30)$$

onde V_n e I_n são a tensão e corrente de ruído sobre a largura de faixa B. Para uma boa performance a ruído, a tensão de ruído total representada pela Eq.(6-30) deverá ser minimizada. Posteriormente mostrar-se-á como proceder na minimização.

A tensão de entrada equivalente total pela raiz quadrada da largura de faixa poderá ser escrita como:

$$\frac{V_{nt}}{\sqrt{B}} = \sqrt{4K\ T\ R_S + \left(\frac{V_n}{\sqrt{B}}\right)^2 + \left(\frac{I_n\ R_S}{\sqrt{B}}\right)} \qquad (6\text{-}31)$$

A tensão de ruído de entrada equivalente devida somente ao ruído do dispositivo poderá ser calculada subtraindo-se o componente do ruído térmico da Eq.(6-31). O ruído do dispositivo então será:

$$V_{nd} = \sqrt{V_n^2 + (I_n\ R_S)^2} \qquad (6\text{-}32)$$

A Fig. 6-6 é um gráfico da tensão de ruído equivalente total pela raiz quadrada da largura de faixa de um transistor bipolar de baixo ruído, de um transistor de campo e de um amplificador operacional. A tensão de ruído térmico gerada pela resistência da fonte também está representada.

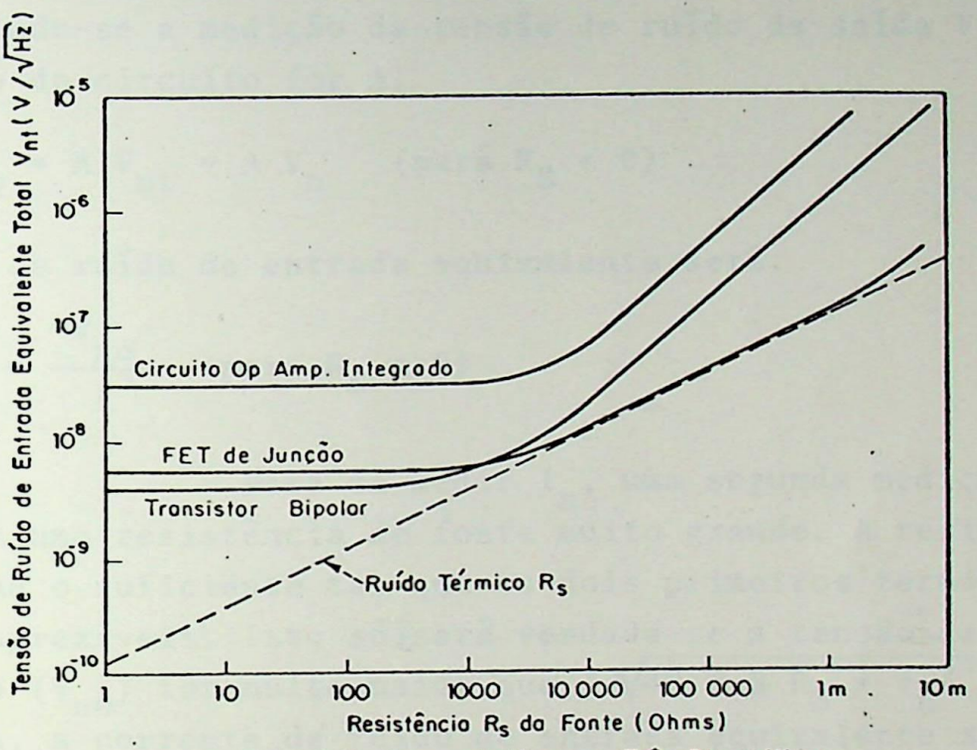


Fig. 6.6 – Curvas de V_{nt} para Três Dispositivos

A curva do ruído térmico estabelece um limite inferior na tensão de ruído de entrada total. Como pode ser visto na Fig. 6-6, para uma resistência da fonte entre 10 KΩ e 1 MΩ, o FET terá uma tensão de ruído total levemente superior à do ruído térmico da resistência da fonte. Em termos de ruído, este FET se aproxima de um dispositivo ideal quando a resistência da fonte se encontra nessa faixa. Entretanto, com uma resistência de fonte baixa, um transistor bipolar geralmente terá menos ruído que um FET. O porque será mostrado na seção de ruído em op amp.

6.4 – A Medição de V_n e I_n

É relativamente simples medir os parâmetros V_n e I_n em um dispositivo. O método poderá ser melhor descrito referindo-se à Fig. 6-4 e recordando-se da Eq. (6-30) que a tensão de ruído e

quivalente total V_{nt} é,

$$V_{nt} = \sqrt{4K\ T\ B\ R_S + V_n^2 + (I_n\ R_S)^2} \qquad (6\text{-}33)$$

Para se determinar V_n, a resistência da fonte deverá ser ajustada em zero, anulando com isso dois termos da Eq.(6-33) e permitindo-se a medição da tensão de ruído de saída V_{no}. Se o ganho de tensão do circuito for A,

$$V_{no} = A\ V_{nt} = A\ V_n \quad (\text{para } R_S = 0) \qquad (6\text{-}34)$$

A tensão de ruído de entrada equivalente será:

$$V_n = \frac{V_{no}}{A} \quad (\text{para } R_S = 0) \qquad (6\text{-}35)$$

Para se medir I_n, uma segunda medição deverá ser feita com uma resistência de fonte muito grande. A resistência deverá ser grande o suficiente tal que os dois primeiros termos da Eq.(6-33) sejam desprezíveis. Isto só será verdade se a tensão de ruído de saída medida (V_{no}) for muito maior que $A\sqrt{4K\ T\ B\ R_S + V_n^2}$. Sob essas condições, a corrente de ruído de entrada equivalente será:

$$I_n = \frac{V_{no}}{A\ R_S} \quad (\text{para } R_S \text{ muito grande}) \qquad (6\text{-}36)$$

6.5 - Cálculo do Fator de Ruído e da Relação S/N em Função de V_n-I_n

Conhecendo-se a tensão de ruído de entrada equivalente V_n, a corrente I_n e a resistência R_S da fonte, o fator de ruído poderá ser calculado referindo-se à Fig. 6-4. O resultado obtido será:

$$F = 1 + \frac{1}{4K\ T\ B}\left(\frac{V_n^2}{R_S} + I_n^2\ R_S\right) \qquad (6\text{-}37)$$

O valor de R_S que produz o fator de ruído mínimo poderá ser determinado diferenciando a Eq.(6-37) com relação a R_S. O valor de R_S resultante para o mínimo fator de ruído será:

$$R_{SO} = \frac{V_n}{I_n} \qquad (6\text{-}38)$$

Se este valor de R_{SO} for aplicado na Eq. (6-37), obter-se-á o mínimo fator de ruído dado por:

$$F_{min} = 1 + \frac{V_n I_n}{2K\ T\ B} \qquad (6\text{-}39)$$

A relação sinal para ruído da potência na saída poderá também ser calculada a partir do circuito da Fig. 6-4. O resultado será:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{(V_S)^2}{(V_n)^2 + (I_n R_S)^2 + 4K\ T\ B\ R_S} \qquad (6\text{-}40)$$

onde V_S é a tensão do sinal de entrada.

Para V_S constante, a máxima relação sinal para ruído ocorrerá quando $R_S = 0$ e será:

$$\left.\frac{S_0}{N_0}\right|_{máx.} = \left(\frac{V_S}{V_n}\right)^2 \qquad (6\text{-}41)$$

Deve ser notado que quando V_S é constante e R_S é variável, o fator de ruído mínimo ocorrerá quando $V_n/I_n = R_S$ mas a máxima relação sinal para ruído ocorrerá quando $R_S = 0$. Logo, o fator de ruído mínimo não representa necessariamente a máxima relação sinal para ruído e nem o ruído mínimo. Isto poderá ser melhor entendido referindo-se à Fig. 6-7 que é um gráfico da tensão de ruído de entrada equivalente total V_{nt} para um dispositivo típico. Quando $R_S = V_n/I_n$, a relação do ruído do dispositivo para o ruído térmico é um mínimo. Entretanto, o ruído do dispositivo e o ruído térmico são mínimos quando $R_S = 0$. Ainda que a tensão de ruído de entrada equivalente mínima (e máxima relação sinal para ruído) ocorra matematicamente em $R_S = 0$, há realmente uma faixa de valores de R_S em que ela é quase constante. Nesta faixa, a V_n do dispositivo é a fonte de ruído predominante. Para grandes valores de resistência da fonte, I_n será a fonte do ruído predominante.

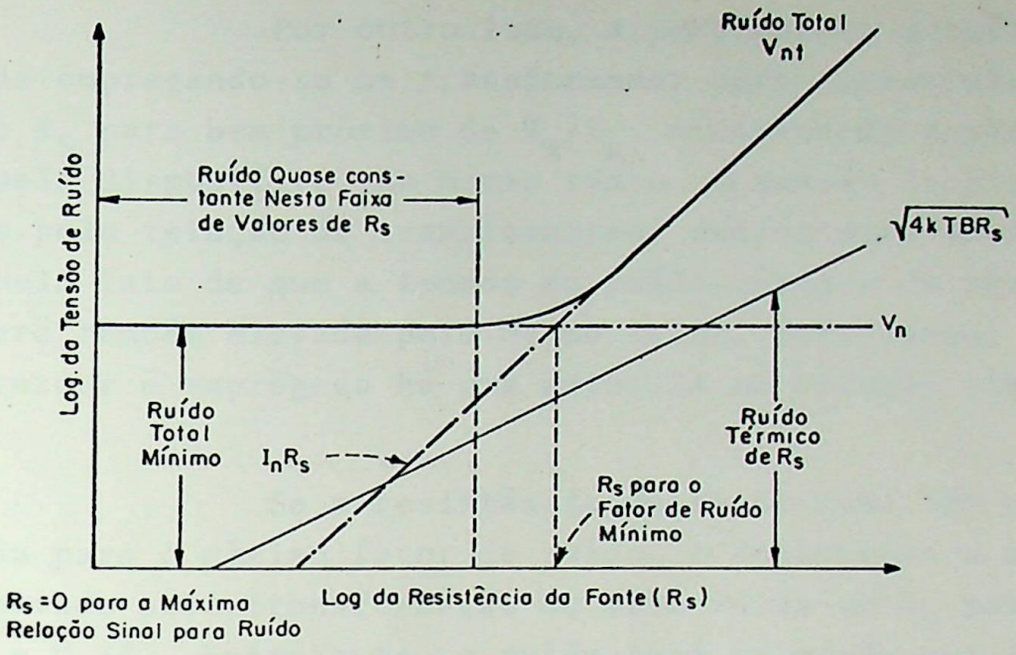


Fig 6.7 – A Tensão de Ruído de Entrada Total Equivalente

Escola Federal de Engenharia Biblioteca MAUÁ Itajubá

6.6 – *A Resistência Ótima da Fonte*

Uma vez que a relação sinal para ruído máximo ocorre em $R_S = 0$ e o fator de ruído mínimo ocorre em $R_S = V_n/I_n$, a questão de qual é a resistência ótima da fonte para o melhor desempenho a ruído se torna crítica. A necessidade de uma fonte de resistência zero é impraticável uma vez que todas fontes reais tem resistência finita. Entretanto, como foi mostrado na Fig.(6-7), há uma faixa de pequenos valores de R_S em que a tensão de ruído total é quase constante.

Na prática, o projetista do circuito nem sempre tem controle sobre a resistência da fonte. Pode-se pensar em transformar o valor dessa resistência. Assim, se a resistência da fonte real for menos que $R_S = V_n/I_n$, um resistor poderá ser inserido em série com R_S visando o aumento da resistência. Em detrimento, três efeitos serão produzidos:

a) o ruído térmico será aumentado devido a maior resistência da fonte (este aumento será proporcional a $\sqrt{R}$).
b) o ruído crescerá pois a corrente do gerador de corrente de ruído de entrada fluirá por um resistor maior (este aumento será proporcional a R).

c) o valor do sinal que atingirá o amplificador decrescerá.

Por outro lado, a performance a ruído poderá ser melhorada empregando-se um transformador para elevar efetivamente o valor de R_S para bem próximo de V_n/I_n, minimizando assim o ruído produzido pelo dispositivo. Ao mesmo tempo, a tensão do sinal será acrescida pela relação de transformação, embora este efeito seja cancelado pelo fato de que a tensão do ruído térmico da resistência da fonte será também elevada pelo mesmo fator. Entretanto, quando o transformador é empregado há uma melhoria na relação sinal para ruído.

Se a resistência da fonte real for maior que a requerida para o máximo fator de ruído, o desempenho a ruído poderá ser melhorado pela transformação do alto valor de R_S para um valor próximo a V_n/I_n. Entretanto, o ruído será maior do que o obtido com uma fonte de baixa impedância.

Para uma ótima performance a ruído deve-se usar uma fonte com resistência tão baixa quanto possível. Esta performance poderá depois ser melhorada ajustando-se essa resistência, com um trafo, para $R_S = V_n/I_n$.

A melhoria na relação sinal para ruído, que é possível empregando-se um transformador, poderá ser melhor vista reescrevendo-se a Eq.(6-3) como,

$$\frac{S_O}{N_O} = \frac{1}{F}\left(\frac{S_1}{N_1}\right) \qquad (6\text{-}42)$$

Assumindo-se uma resistência de fonte fixa e adicionando-se um transformador ideal com qualquer relação de transformação, a relação sinal para ruído de entrada não mudará. Com esta relação de entrada fixa, a relação sinal para ruído de saída será máxima quando o fator de ruído F for mínimo. O fator de ruído é mínimo quando o dispositivo "*vê*" uma resistência de fonte $R_S = V_n/I_n$. Logo, o transformador acoplado à resistência da fonte real minimizará F e maximizará a relação sinal para ruído de saída.

Se o valor da resistência da fonte não for fixa, escolhendo-se R_S para minimizar F, não se produzirá necessariamente u

ma performance ótima a ruído. Entretanto, para uma dada resistência R_S, o circuito menos ruidoso será o que tiver o menor F.

Quando se empregar acoplamento com transformador, o ruído térmico dos enrolamentos deverá ser considerado. Isto poderá ser feito somando-se à resistência da fonte, a resistência do enrolamento primário e mais a resistência do enrolamento secundário dividida pelo quadrado da relação de transformação.

No caso de se empregar o transformador, um outro fator que se deve considerar é sua sensibilidade à captação de campos magnéticos. É sempre necessário uma blindagem no transformador para se reduzir esta captação a um nível aceitável.

A melhoria na relação sinal para ruído devido ao emprego do transformador poderá ser expressa em termos do fator SNI (signal-to-noise improvement factor), definido como,

$$SNI = \frac{(S/N) \text{ com o transformador}}{(S/N) \text{ sem o transformador}} \qquad (6\text{-}43)$$

Este fator de melhoria do sinal para ruído poderá também ser expresso como,

$$SNI = \frac{(F) \text{ com o transformador}}{(F) \text{ sem o transformador}} \qquad (6\text{-}44)$$

6.7 - O Fator de Ruído de Estágios em Cascata

A relação sinal para ruído e a tensão de ruído de entrada equivalente total poderão ser empregados no projeto dos componentes de um sistema para se otimizar a performance a ruído. Uma vez projetados os componentes de um sistema é usualmente vantajoso expressar a performance a ruído dos componentes individuais em termos do fator de ruído. O fator de ruído dos vários componentes poderão depois ser combinados como segue.

O fator de ruído total de uma série de circuitos conectados em cascata (Fig. 6-8) foi mostrado por Friis (1944) ser igual a:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \ldots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \ldots G_{m-1}} \qquad (6\text{-}45)$$

onde F_1 e G_1 são o fator de ruído e o ganho de potência acessível* do primeiro estágio, F_2 e G_2 do segundo, etc.

A Eq.(6-45) mostra claramente que com um ganho suficientemente grande G_1 no primeiro estágio de um sistema, o fator de ruído total será primariamente determinado pelo fator de ruído F_1 do primeiro estágio.

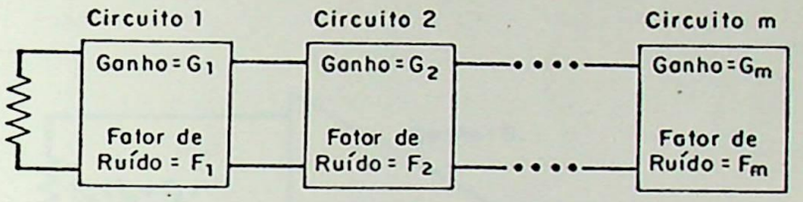


Fig.6.8 – Circuitos em Cascata

6.8 – *A Temperatura do Ruído*

Um outro método de se especificar o desempenho a ruído de um circuito ou dispositivo é através do conceito de temperatura do ruído de entrada equivalente (Te).

A Te pode ser definida como o aumento na temperatura da resistência da fonte necessária para produzir uma dada potência de ruído na saída do circuito. A temperatura padrão de referência To para medição da temperatura do ruído é 290°K.

A Fig. 6-9 mostra um amplificador com ruído tendo uma resistência de fonte R_S na temperatura To. O ruído de saída total medido é V_{no}. A Fig. 6-10 mostra um amplificador ideal sem ruído tendo o mesmo ganho do amplificador da Fig. 6-9 e também mostrando a resistência R_S. A temperatura desta resistência de fonte é agora au

* $G = A^2 R_S/R_0$ onde A é o ganho de tensão a ruído aberto (tensão de saída a circuito aberto dividido pela tensão da fonte), R_S é a resistência da fonte e R_0 é a impedância de saída do circuito.

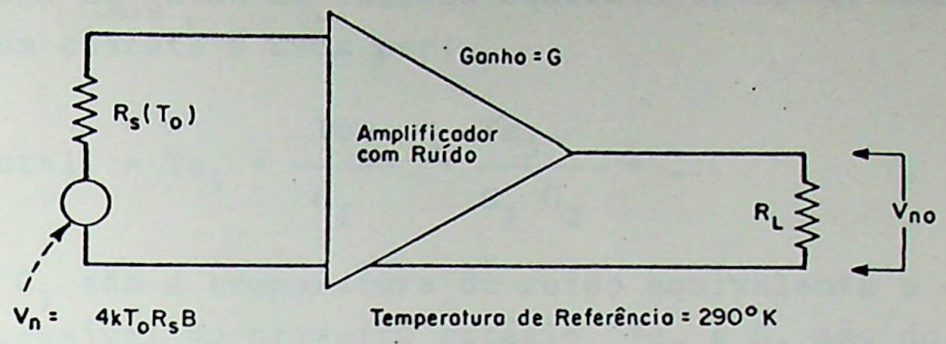


Fig. 6.9 - Amplificador com Ruído

mentada para Te tal que o ruído de saída medido V_{no} seja o mesmo da Fig. 6-9. Assim, Te é a temperatura do ruído equivalente do amplificador.

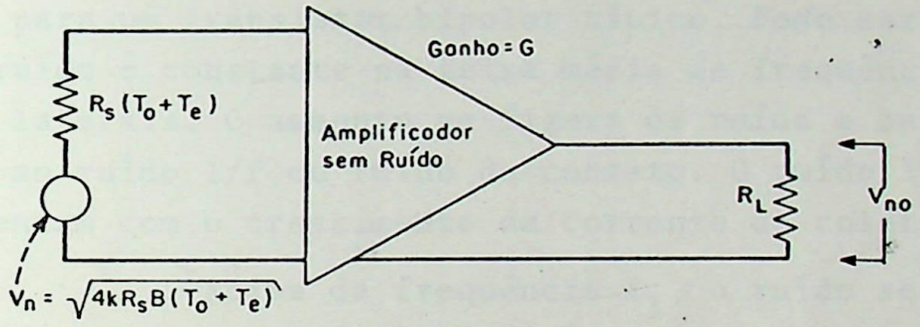


Fig. 6.10 - Amplificador Ideal

A temperatura do ruído de entrada equivalente é relacionada ao fator de ruído por

$$Te = 290(F-1) \tag{6-46}$$

e à figura de ruído NF por,

$$Te = 290(10^{NF/10} - 1) \tag{6-47}$$

Em termos da tensão e corrente de ruído de entrada equivalente (V_N - I_N), a temperatura do ruído poderá ser escrita como:

$$Te = \frac{V_N^2 + (I_n R_S)^2}{4K B R_S} \tag{6-48}$$

A temperatura do ruído de entrada equivalente de um número de amplificadores em cascata é dada por:

$$Te(total) = Te_1 + \frac{Te_2}{G_1} + \frac{Te_3}{G_1 G_2} + \ldots \qquad (6\text{-}49)$$

onde Te_1 e G_1 são a temperatura do ruído equivalente e o ganho de potência acessível do primeiro estágio, Te_2 e G_2 são do segundo estágio e assim por diante.

6.9 – O Ruído no Transistor Bipolar

A Fig. 6-11 mostra a figura de ruído em função da frequência para um transistor bipolar típico. Pode ser visto que a figura de ruído é constante na faixa média de frequências e cresce nas faixas laterais. O aumento na figura de ruído a baixas frequências se deve ao ruído 1/f ou ruído de contato. O ruído 1/f e a frequência f_1 aumentam com o crescimento da corrente de coletor.

Acima da frequência f_1, o ruído se deve às fontes de ruído branco consistindo do ruído térmico da resistência da base e do ruído shot das junções do emissor e do coletor. As fontes de ruído branco poderão ser minimizados escolhendo-se um transistor com resistência da base pequena, alto ganho de corrente e frequência alfa de corte bem alta.

O aumento na figura de ruído nas frequências acima de f_2 se deve ao decréscimo do ganho do transistor naquelas frequências e ao ruído do transistor na junção do coletor que assim não será afetado pelo ganho do transistor.

Para um transistor típico de áudio, a frequência f_1, abaixo da qual o ruído cresce, poderá estar entre 1 e 50 KHz. A frequência f_2, acima da qual cresce o ruído, é usualmente maior que 10 MHz.

O Fator de Ruído do Transistor

A expressão para o fator de ruído do transistor

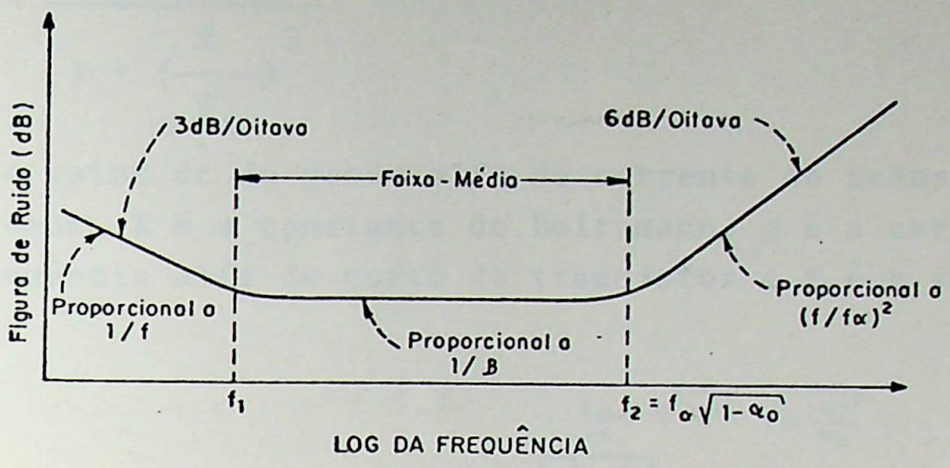


Fig. 6.11 – A Figura de Ruído Versus Frequência

bipolar poderá ser deduzida iniciando-se com o circuito T equivalente de um transistor, como mostrado na Fig. 6-12, e desprezando-se a I_{CBO}. Desprezando-se r_c ($r_c >> R_L$) e adicionando-se a fonte de ruído térmico da resistência da base, a fonte de ruído shot no diodo emissor e no diodo coletor e na fonte de ruído térmico da resistência da fonte, o circuito poderá ser apresentado na forma do circuito equivalente mostrado na Fig. 6-13.

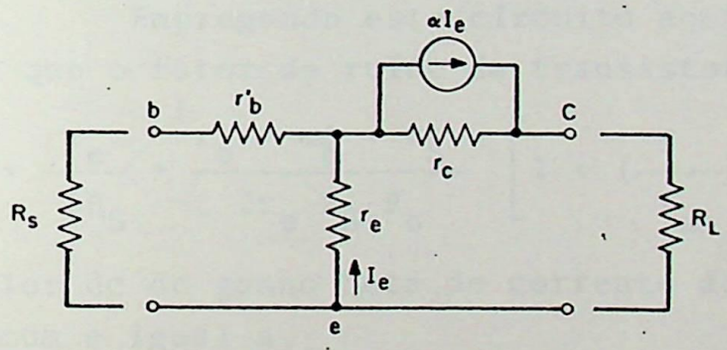


Fig. 6.12 – Circuito T para o Transistor

O fator de ruído poderá ser obtido do circuito da Fig. 6-13 e das relações:

$$I_C = \alpha_o I_E \qquad (6\text{-}50)$$

$$r_e = \frac{K\,T}{q\,I_E} \simeq \frac{26}{I_E(mA)} \qquad (6\text{-}51)$$

$$|\alpha| = \frac{|\alpha_o|}{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2} \qquad (6\text{-}52)$$

onde α_o é o valor dc do ganho alfa de corrente do transistor em conexão base-comum, K é a constante de Boltzmann, q é a carga do eletron, f_α é a frequência alfa de corte do transistor e f é a variável frequência.

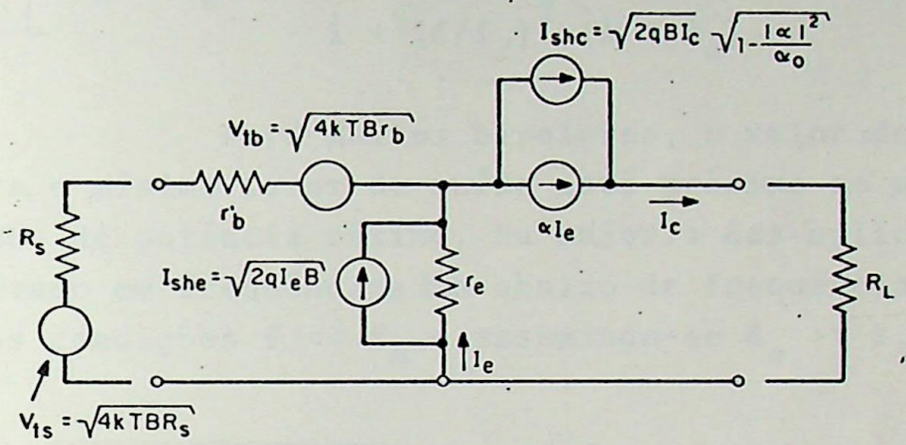


Fig. 6.13 – Circuito Equivalente com os Fontes de Ruído

Empregando este circuito equivalente, Nielsen (1957) mostrou que o fator de ruído de transistor era dado por:

$$F = 1 + \frac{r'_b}{R_S} + \frac{r_e}{2R_S} + \frac{r_e + r'_b + R_S}{2r_e R_S \beta_o}\left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 (1 + \beta_o)\right] \qquad (6\text{-}53)$$

onde β_o é o valor dc do ganho beta de corrente do transistor em conexão emissor-comum e igual a,

$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \qquad (6\text{-}54)$$

Esta equação não inclui o efeito do ruído 1/f e é válida em todas frequências acima do f_1 da Fig. 6-11. O ruído 1/f pode ser representado como uma fonte de corrente de ruído adicional em paralelo com αI_e no circuito do coletor.

O segundo termo da Eq.(6-53) representa o ruído térmico na base, o terceiro termo representa o ruído shot no emissor e o

quarto representa o ruído shot no coletor. A equação é aplicável às configurações base comum e emissor comum.

O valor da resistência da fonte R_{S0} equivalente ao mínimo fator de ruído poderá ser determinado diferenciando-se a Eq.(6-53) com relação a R_S e fazendo resultado igual a zero. Isto conduzirá a:

$$R_{S0} = \left[(r'_b + r_e)^2 + \frac{(2r'_b + r_e)\ \beta_o\ r_e}{1 + (f/f_2)^2\ (1 + \beta_o)} \right]^{1/2} \qquad (6\text{-}55)$$

Para muitos bipolares, o valor da resistência da fonte para o mínimo fator de ruído está próximo ao valor que estabelece o ganho de potência máximo. Na maioria das aplicações, o transistor é operado em frequências bem abaixo da frequência alfa do corte. Sob essas condições $f << f_\alpha$ e assumindo-se $\beta_o >> 1$, a Eq. (6-55) se reduz a:

$$R_{S0} = \sqrt{(2r'_b + r_e)\ \beta_o\ r_e} \qquad (6\text{-}56)$$

Se, em adição, a resistência r'_b da base for desprezível, a Eq.(6-56) poderá ser escrita como:

$$R_{S0} \simeq r_e\ \sqrt{\beta_o} \qquad (6\text{-}57)$$

Esta equação mostra que quanto maior for o ganho de corrente β_o do transistor maior será o valor de R_{S0}.

A V_N - I_N para o Transistor

Para se determinar os parâmetros para o modelo de tensão e corrente de ruído de entrada equivalente, é necessário determinar primeiro a tensão de ruído de entrada equivalente total V_{nt}. Substituindo-se a Eq.(6-53) na Eq.(6-26) e elevando ao quadrado o re

$$V_{nt}^2 = 2KTB(r_e + 2r'_b + 2R_S) + \frac{2KTB(r_e + r'_b + R_S)^2}{r_e\ \beta_o} \left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)(1 + \beta_o) \right] \qquad (6\text{-}58)$$

O quadrado da tensão de ruído de entrada equivalente V_n^2 é obtido fazendo-se $R_S = 0$ na Eq.(6-58) (ver Eqs. (6-34) e (6-35)). Assim,

$$V_n^2 = 2KTB\,(r_e + 2r_b') + \frac{2KTB\,(r_e + r_b')^2}{r_e\ \beta_o}\left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 (1+\beta_o)\right] \quad (6\text{-}59)$$

Para se determinar I_n^2 basta dividir a Eq.(6-58) por R_S^2 e depois tornar R_S bem grande (Ver Eqs.(6-34) e (6-36)). Assim,

$$I_n^2 = \frac{2KTB}{r_e\ \beta_o}\left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 (1 + \beta_o)\right] \quad (6\text{-}60)$$

6.10 - O Ruído no Transistor a Efeito de Campo

Há três importantes mecanismos de ruído em um FET de junção:

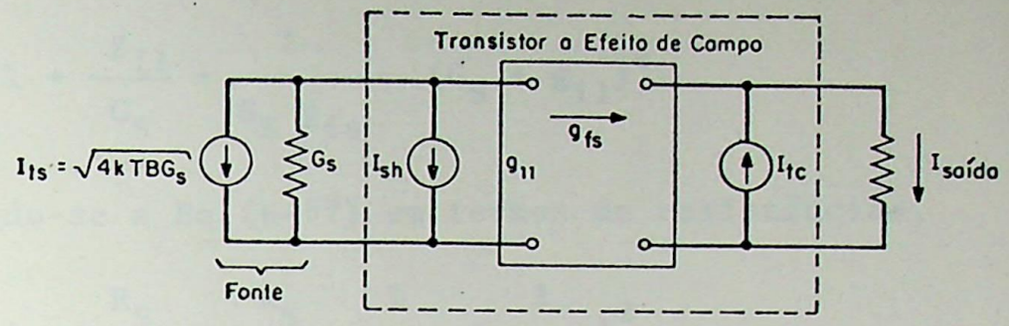
a) o ruído shot produzido no gate polarizado reversamente
b) o ruído térmico gerado no canal entre a fonte e o dreno
c) o ruído 1/f gerado na região de carga espacial entre o gate e o canal.

A Fig. 6-14 é o circuito equivalente de ruído para um JFET. O gerador I_{Sh} representa o ruído shot no circuito de gate e o gerador I_{tc} representa o ruído térmico no canal. A fonte I_{ts} representa o ruído térmico da admitância G_S da fonte. O JFET tem uma admitância de entrada g_{11} e uma transcondutância direta g_{fs}.

O Fator de Ruído para o FET

Não assumindo relação entre I_{sh} e I_{tc} (que realmente há em altas frequências) na Fig. 6-14, a corrente de ruído de saída total poderá ser escrita como:

$$I_{saída} = \left[\frac{4KTB\,G_S\,g_{fs}^2}{(G_S + g_{11})^2} + \frac{I_{sh}^2\,g_{fs}^2}{(G_S + g_{11})^2} + I_{tc}^2\right]^{1/2} \quad (6\text{-}61)$$



g_{11} = Admitância de Entrada
g_{fs} = Transcondutância Direta (Amp
G_s = Admitância da Fonte

Fig. 6.14 – Equivolente do Ruído de um JFET

A corrente de ruído de saída devido somente ao ruído térmico da fonte é dada por:

$$I_{saída\ (fonte)} = \left[\frac{\sqrt{4KTB\ G_S}}{G_S + g_{11}} \right] g_{fs} \qquad (6\text{-}62)$$

O fator de ruído F é igual ao quadrado da Eq.(6-61) dividido pelo quadrado da Eq.(6-62), ou seja:

$$F = 1 + \frac{I_{sh}^2}{4KTB\ G_S} + \frac{I_{tc}^2}{4KTB\ G_S\ (g_{fs})^2} (G_S + g_{11})^2 \qquad (6\text{-}63)$$

I_{sh} é o ruído shot de entrada e igual a,

$$I_{sh} = \sqrt{2q\ I_{gss}\ B} \qquad (6\text{-}64)$$

onde I_{gss} é a corrente de fuga total do gate. A I_{tc} é o ruído térmico do canal e igual a,

$$I_{tc} = \sqrt{4KTB\ g_{fs}} \qquad (6\text{-}65)$$

Substituindo-se as Eqs.(6-64) e (6-65) na (6-63) e tendo em vista que,

$$g_{11} = \frac{2q}{4KT} I_{gss} \qquad (6\text{-}66)$$

o fator de ruído poderá ser escrito como:

$$F = 1 + \frac{g_{11}}{G_S} + \frac{1}{G_S\, g_{fs}} (G_S + g_{11})^2 \qquad (6\text{-}67)$$

Reescrevendo-se a Eq.(6-67) em termos de resistências,

$$F = 1 + \frac{R_S}{r_{11}} + \frac{R_S}{g_{fs}} \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{11}}\right)^2 \qquad (6\text{-}68)$$

As Eqs.(6-67) e (6-68) não incluem o efeito do ruído 1/f. O segundo termo da equação representa a contribuição do ruído shot na junção do gate. O terceiro termo representa a contribuição do ruído térmico no canal.

Para operação a baixo ruído, um FET deverá ter um alto ganho (g_{fs} grande) e uma alta resistência r_{11} de entrada (pequena fuga no gate).

Normalmente, em baixas frequências, a resistência R_S da fonte é menor que a resistência r_{11} do gate. Sob essas condições a Eq.(6-68) poderá ser escrita como:

$$F \simeq 1 + 1/g_{fs}\, R_S \qquad (6\text{-}69)$$

No caso de um IGFET (FET de gate isolado) ou MOSFET (metal oxide semicondutor FET) não há junção p - n no gate e logo não há ruído shot; assim, a Eq.(6-69) poderá ser aplicada. Entretanto, no caso dos IGFET's e MOSFET's, o ruído 1/f é sempre maior que no caso dos JFET's.

A Representação V_N - I_N para o FET

A tensão de ruído de entrada equivalente total poderá ser obtida substituindo-se a Eq.(6-68) na Eq.(6-26). Assim,

$$V_{nt}^2 = 4KTB\, R_S \left[1 + \frac{R_S}{r_{11}} + \frac{R_S}{g_{fs}} \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{11}}\right)^2\right] \qquad (6\text{-}70)$$

Fazendo-se $R_S = 0$ na Eq.(6-70) ter-se-á a tensão de entrada equivalente ao quadrado como:

$$V_n^2 = \frac{4KTB}{g_{fs}} \qquad (6\text{-}71)$$

Para se determinar I_n^2, basta dividir a Eq. (6-70) por R_S^2 e então fazer R_S grande. Logo,

$$I_n^2 = \frac{4KTB\ (1 + g_{fs}\ r_{11}\ )}{g_{fs}\ r_{11}^2} \qquad (6\text{-}72)$$

Para o caso em que $g_{fs}\ r_{11} >> 1$, a Eq.(6-72) poderá ser reescrita como:

$$I_n^2 = \frac{4KTB}{r_{11}} \qquad (6\text{-}73)$$

6.11 - O Ruído no Amplificador Operacional Integrado

O estágio de entrada de um amplificador operacional é o que primeiro concerne na determinação do desempenho a ruído do dispositivo.

Muitos amplificadores operacionais monolíticos usam uma configuração diferencial de entrada que consiste de dois e algumas vezes quatro transistores de entrada. A Fig. 6-15 mostra um diagrama simplificado de um circuito de entrada de um amplificador operacional típico. Uma vez que são usados dois transistores de entrada, a tensão de ruído será aproximadamente $\sqrt{2}$ vezes a de um estágio de entrada a um só transistor. Em adição, alguns transistores monolíticos tem ganho de corrente (β) menor que o do transistor discreto e isto também contribui com o aumento do ruído.

Logo, em geral, os amplificadores operacionais são inerentemente dispositivos de maior ruído que os amplificadores discretos. Isto pode ser visto nas curvas da Fig. 6-6.

As características do ruído de um op amp podem

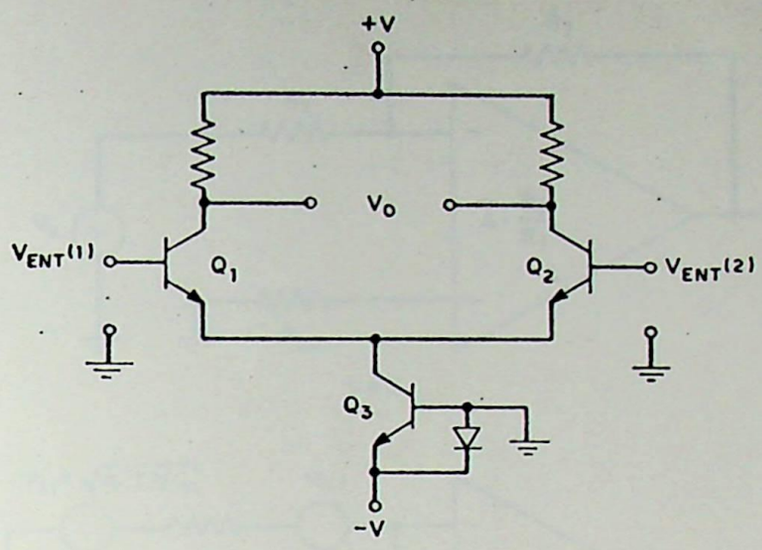


Fig. 6.15 - Circuito de Entrada de um Op Amp.

melhor ser modeladas através da tensão e corrente de ruído de entrada equivalente V_N - I_n. A Fig. 6-16a mostra o circuito de um op amp típico. A Fig. 6-16b mostra este mesmo circuito com as fontes de tensão e corrente de ruído de entrada equivalente incluídas.

O circuito equivalente da Fig. 6-16b pode ser usado para calcular a tensão de ruído de entrada equivalente, que é dada por:

$$V_{nt} = \left[4KTB(R_{S1}+R_{S2}) + V_{n1}^2 + V_{n2}^2 + (I_{n1}R_{S1})^2 + (I_{n2}R_{S2})^2 \right]^{1/2} \qquad (6\text{-}74)$$

onde V_{n1}, V_{n2}, I_{n1} e I_{n2} são função de B.

As duas fontes de tensão de ruído da Eq.(6-61) podem ser combinadas para definirem:

$$(V'_n)^2 = V_{n1}^2 + V_{n2}^2 \qquad (6\text{-}75)$$

A Eq.(6-74) poderá assim ser reescrita como:

$$V_{nt} = \left[4KTB(R_{S1}+R_{S2}) + (V'_n)^2 + (I_{n1}R_{S1})^2 + (I_{n2}R_{S2})^2 \right]^{1/2} \qquad (6\text{-}76)$$

Embora as fontes de tensão tenham sido combinadas, as duas fontes de corrente de ruído continuam sendo requeridas na Eq.(6-76). Entretanto, se $R_{S1} = R_{S2}$, que é o caso normalmente, en

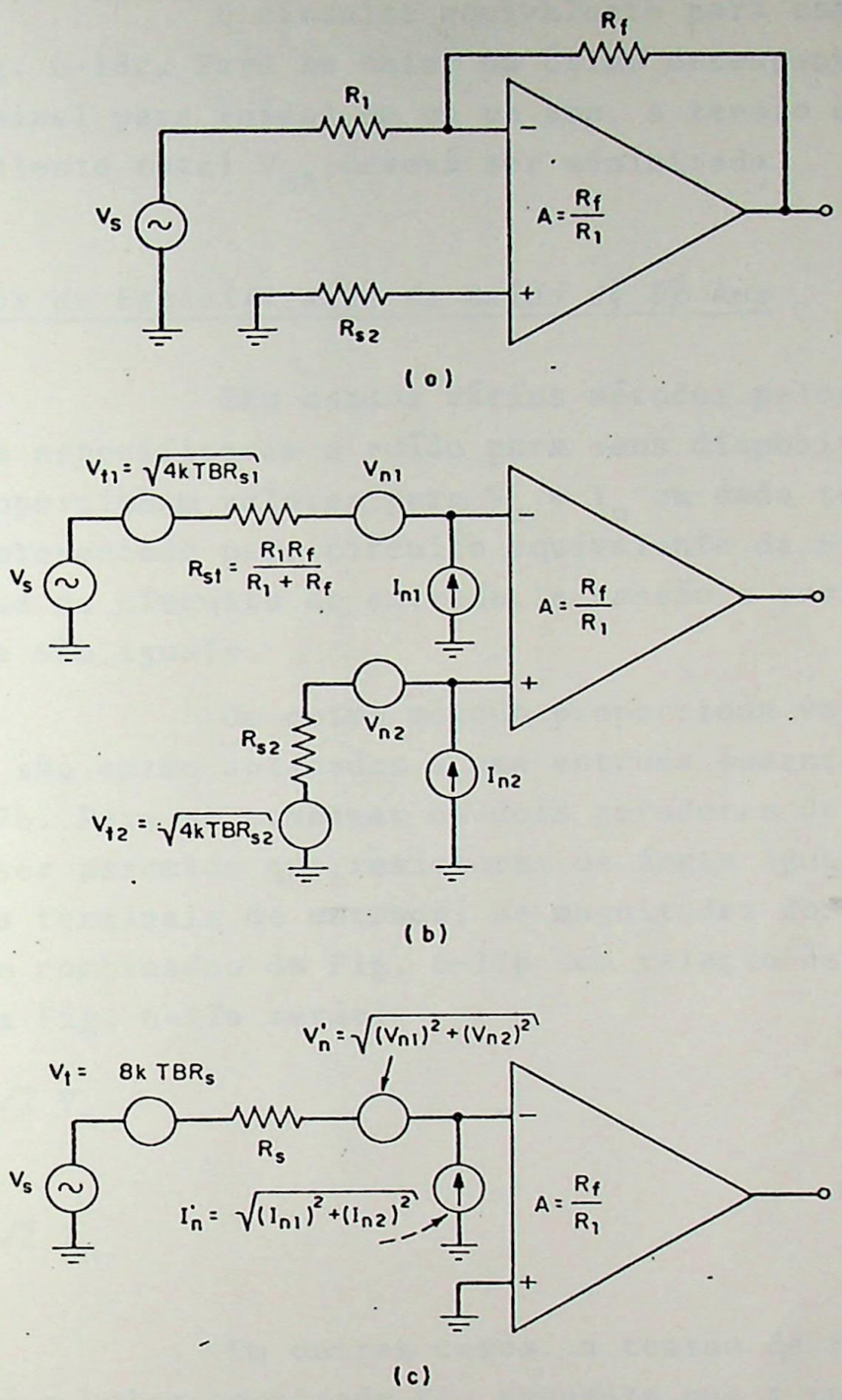


Fig. 6.16 - Circuitos para Op Amp.

tão os dois geradores de corrente poderão ser combinados definindo - se:

$$(I_n')^2 = I_{n1}^2 + I_{n2}^2 \qquad (6\text{-}77)$$

Para $R_{S1} = R_{S2} = R_S$, a Eq.(6-76) se reduz a,

$$V_{nt} = 8KTB\,R_S + (V_n')^2 + (I_n'\,R_S)^2 \quad ^{1/2} \qquad (6\text{-}78)$$

O circuito equivalente para este caso está mostrado na Fig. 6-18c. Para se obter um ótimo desempenho a ruído (máxima relação sinal para ruído) em um op amp, a tensão de ruído de entrada equivalente total V_{nt} deverá ser minimizada.

Métodos de Especificação de Ruído de Op Amp

São usados vários métodos pelos fabricantes de op amps para especificarem o ruído para seus dispositivos. Algumas vezes eles proporcionam valores para V_n e I_n em cada terminal de entrada, como representado pelo circuito equivalente da Fig. 6-17a. Devido a simetria do circuito de entrada, a tensão e corrente de ruído em cada entrada são iguais.

Um outro método proporciona valores combinados V_n' e I_n' que são então aplicados a uma entrada somente, como mostrado na Fig. 6-17b. Para se combinar os dois geradores de corrente de ruído, deverá ser assumido que resistores de fonte iguais serão conectados aos dois terminais de entrada. As magnitudes dos geradores de tensão ruído combinados da Fig. 6-17b com relação às dos geradores individuais da Fig. 6-17a serão:

$$V_n' = \sqrt{2}\, V_n \tag{6-79}$$

e

$$I_n' = \sqrt{2}\, I_n \tag{6-80}$$

Em outros casos, a tensão de ruído dada pelo fabricante é o valor combinado V_n', enquanto que a corrente de ruído é o valor que se aplica a cada entrada separadamente (I_n). O circuito equivalente representando esse arranjo está mostrado na Fig.6-17c.

O Fator de Ruído do Op Amp

Normalmente o fator de ruído não é usado em conexão com amplificadores operacionais. Entretanto, o fator de ruído poderá ser determinado substituindo-se a Eq.(6-78) na Eq. (6-26),

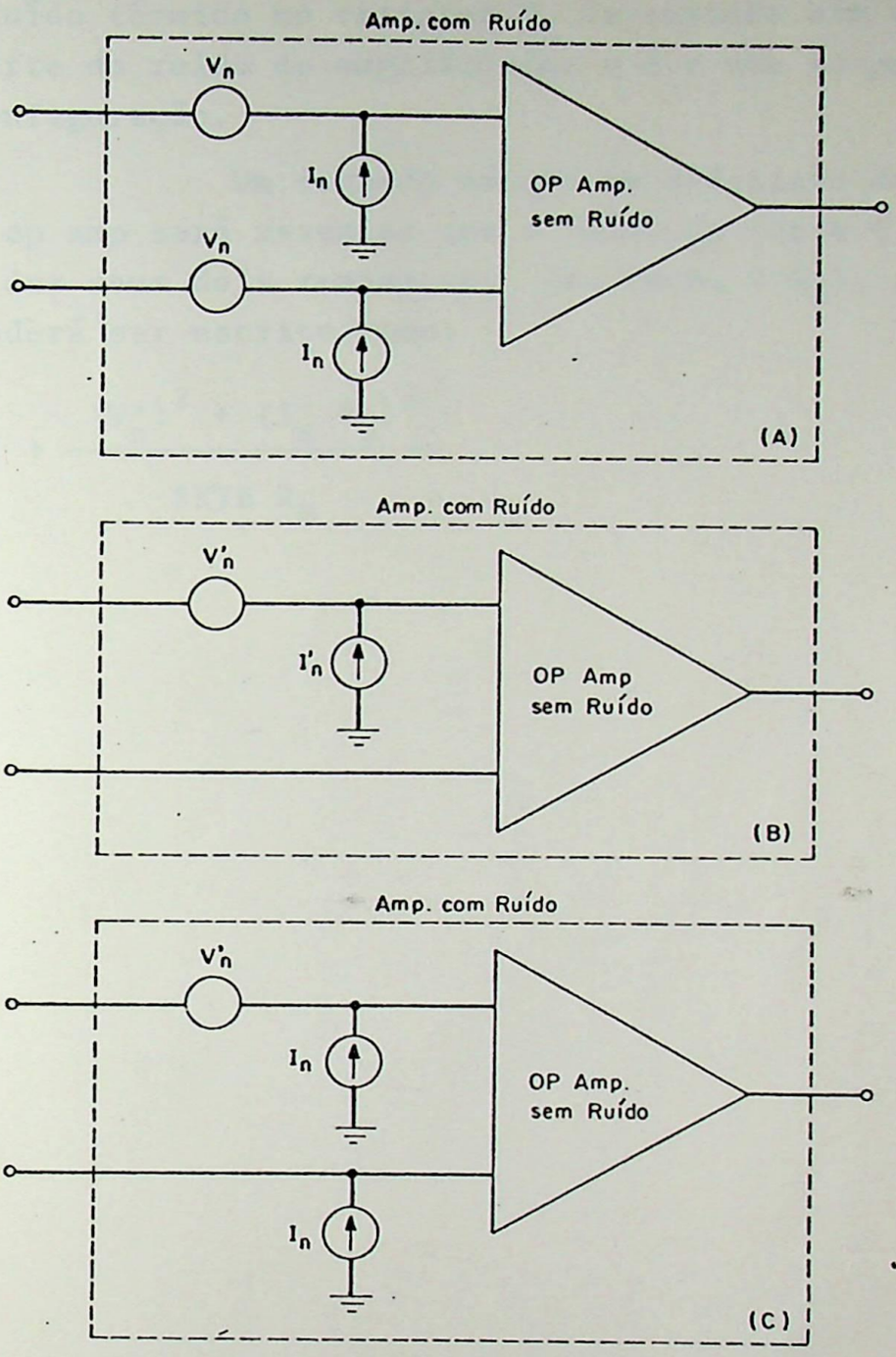


Fig. 6.17 - Métodos de Modelagem de Ruído em Op Amp.

depois resolvendo-a para F. Isto conduzirá a,

$$F = \frac{2 + (V'_n)^2 + (I'_n R_S)^2}{4KTB R_S} \qquad (6\text{-}81)$$

A Eq. (6-81) assume que o ruído da fonte é devido ao ruído térmico em um dos resistores R_S da fonte, não nos dois. Esta consideração é válida quando o op amp usado for de uma só extre

midade. O ruído térmico no resistor R_S da entrada não usada será considerado parte do ruído do amplificador e é o que se paga para se usar esta configuração.

Um segundo método de definição do fator de ruído para um op amp será assumido que o ruído da fonte é devido ao ruído térmico dos seus dois resistores (no caso, 2 R_S). Assim, o fator de ruído poderá ser escrito como:

$$F = 1 + \frac{(V_n')^2 + (I_n' R_S)^2}{8KTB R_S} \qquad (6\text{-}82)$$

CONSIDERAÇÕES FINAIS

O ruído tem se tornado um dos mais graves e complexos problemas da Eletrônica e promete ser ainda mais acentuado com o pronunciado avanço tecnológico que busca a integração de circuitos em áreas cada vez menores, propiciando pois, a interferência.

Por outro lado, estes circuitos estão sendo empregados em grande escala e de uma maneira bastante crescente nas indústrias e portanto em ambientes com elevado nível de ruído que afetam adversamente os mesmos.

Desta forma, fica bastante clara a necessidade de se desenvolver técnicas de redução de ruído que venham a permitir que todo o sistema funcione de uma maneira harmoniosa sem qualquer interferência entre seus componentes.

No Brasil, embora o assunto não seja usualmente tratado no currículo de graduação das Escolas de Engenharia, já há uma conscientização na Indústria de que se as técnicas de redução do ruído forem legadas a segundo plano, certamente ter-se-á resultados desastrosos.

Este trabalho não pretendeu ser inédito mas sim tencionou fazer com que o ruído deixe de ser tratado em artigos de vanguarda para rapidamente participar do currículo da graduação das Escolas de Engenharia e em especial da EFEI.

As técnicas de redução deste texto foram apresentadas de uma maneira simples e baseadas em uma análise quase dimensional, porém com eficácia já bastante comprovada. Desta forma, foi removida toda a complexidade matemática que realmente há na análise do ruído e por isso mesmo, embora ciente de cada tópico poderá originar vários e profundos trabalhos, o autor acredita que o mesmo será útil.

BIBLIOGRAFIA

1 Hayt.W.H.Jr.-"Engineering Electromagnetics"- McGraw Hill Book Company-1974.

2 Smyte.W.R.-"Static and Dynamic Eletricity".- McGraw Hill Book Company-1924.

3 ITT-"Reference Data for Radio Engineers".-Howard W.Sams-1968.

4 Joyce.M.V and Clarke,K.K-"Transistor Circuit Analysis".- Addison Wesley-1961.

5 Van der Ziel,A.-"Noise".-Prentice Hall-1954.

6 Morrison,R.-"Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation".Wiley-1967.

7 Bell Laboratories.-"Physical Design of Electronic Systems".-Prentice Hall-1970.

8 White,D.R.J.-"Electromagnetic Interference and Compatibility". - Don White Consultants Inc.-1973.

9 Alfkre,P.and Larsen,I.-"The TTL Application Handbook"- Fairchild Semiconductor-1973.

10 Texas Instruments Inc.-"Power-Transistor and TTL Integrated- Circuit Applications".- McGraw Hill Book Company-1977.

11 Cowdell,R.B.-"Don't Experiment With Ferrite Beads".- Electronic sign-Vol.17-Junho 7-1969.

12 Skilling,H.H.-"Electric Transmission Lines".- McGraw Hill Book Design-Vol.17-Junho 7-1969.

13 Johnson,J.B.-"Thermal Agitation of Electricity in Conductors" - Physical Review-Vol.32-Julho-1928.

14 Nyquist,H.-"Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors" Physical Review-Vol.32-Julho-1928.

15 Hans,H.A e outros-"Representation of Noise in Linear Twoports".- Proceedings of IRE-Vol.48-Janeiro-1960.

16 Friis,H.T.-"Noise Figures of Radio Receivers".-Proceedings of IRE Vol.32-Julho-1944.

17 Trinogga,L.A-"J.F.E.T. Noise Figure Measurement"-Electronic Engineering"-Abril-1974.

18 Cushman,Robert,H.-"Designer's Guide to Optical Couplers"-EDN-Julho 20-1973.

19 Severinsen,John-"Designer's Guide to EMI shielding-Part 1"-EDN-Fevereiro 5-1975.

20 Van der Ziel,A.-"Proceedings of the IEEE".Vol.58-Agosto-1970.

21 Letzter.S.and Webster,N.-Noise em Amplifiers"-IEEE Spectrum- Agosto.-1970.

22 Campbell,A.R."Predict Noise em Digital Systems".Electronic Design 5.Março 1-1978.

23 Maul,Lloyd-"ECL 10,000 Layout and Loading Rules".-EDN -Agosto 5. 1973,

24 Trompeter,E.-"Cleaning up Signals with Coax".-Electronic Products Magazine-Julho 16-1973.

25 Roger, A.-"Applying Opto-Isolators".Circuit Components-Junho 17-1974,

26 Bennett.W.R.-"Origins of Noise-Part I".-Electronics-Março-1956 .

27 Nielsen,Edward G.-"Behavior of Noise Figure in Junction Transistors".-Proceedings of the IRE-Vol.45 -Julho-1957.

28 Rothe,H and Dahlke,W.-"Theory of Noisy Four-Poles".-Proceedings of the IRE-Vol.44 -Junho-1956.

DATA 19 / 11 / 1979
PROC.
PED.
LIV. Laércio Caldeira
NCr$ Joaçaba

INVENTÁRIO
BIBL. - EFEI
DATA

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ
8200218
NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA