

NEWTON C. BRAGA

COMO FUNCIONA

Aparelhos, Circuitos e Componentes Eletrônicos



5

**Diodos - Relés de Estado Sólido - LVDT - GTO
IGCT - Amplificadores Operacionais - TOPFET**



**MOUSER
ELECTRONICS**



Como Funciona

Aparelhos, Circuitos e

Componentes Eletrônicos

Volume 5

Newton C. Braga

Patrocinado por



MOUSER
ELECTRONICS



São Paulo - Brasil - 2020



Instituto NCB

www.newtoncbraga.com.br
leitor@newtoncbraga.com.br

Diretor responsável: Newton C. Braga

Coordenação: Renato Paiotti

Impressão: AgBook – Clube de Autores

Nosso Podcast



Como Funciona - Aparelhos, Circuitos e Componentes Eletrônicos
- Volume 5

Autor: Newton C. Braga
São Paulo - Brasil - 2020

Palavras-chave: Eletrônica – aparelhos eletrônicos – componentes – física – química – circuitos eletrônicos – como funciona

Copyright by
INSTITUTO NEWTON C BRAGA.
1ª edição

Todos os direitos reservados. Proibida a reprodução total ou parcial, por qualquer meio ou processo, especialmente por sistemas gráficos, microfílmicos, fotográficos, reprográficos, fonográficos, videográficos, atualmente existentes ou que venham a ser inventados. Vedada a memorização e/ou a recuperação total ou parcial em qualquer parte da obra em qualquer programa juscibernético atualmente em uso ou que venha a ser desenvolvido ou implantado no futuro. Essas proibições aplicam-se também às características gráficas da obra e à sua editoração. A violação dos direitos autorais é punível como crime (art. 184 e parágrafos, do Código Penal, cf. Lei nº 6.895, de 17/12/80) com pena de prisão e multa, conjuntamente com busca e apreensão e indenização diversas (artigos 122, 123, 124, 126 da Lei nº 5.988, de 14/12/73, Lei dos Direitos Autorais).

Índice

Apresentação da Série.....	8
Apresentação.....	10
O Diodo Schottky	11
O Diodo Schottky.....	12
Na Prática.....	13
Os Diodos de Recuperação Rápida	15
A Recuperação de um Diodo.....	15
Relés de Estado Sólido.....	20
Tipos de Relés de Estado Sólido.....	22
Detector de Passagem Por Zero.....	25
SCR e TRIAC como Relés.....	26
Circuitos Práticos com Opto-Acopladores.....	27
Proteção de Entrada.....	32
MOC3010/MOC3020.....	32
Configurações com Semicondutores Comuns.....	34
Como Funcionam Os Lvdts.....	35
Medindo o Deslocamento Linear.....	35
O LVDT.....	36
Usando o LVDT.....	39
Precisão e Linearidade.....	40
Conheça o GTO e o IGCT	44
O GTO.....	44
O IGCT.....	51
GTO.....	53
SCR.....	53
IGBT.....	54
MOSFET de Potência.....	54
IGCT.....	54
Outros Dispositivos.....	54
AGT	57
Conclusão.....	58
Amplificadores Operacionais E Comparadores.....	59

Iguais, Mas Só Que Diferentes!.....	59
Os Circuitos Internos.....	60
Os Comparadores.....	62
Usando o Comparador	63
Os Amplificadores Operacionais.....	67
O Que não Fazer com Amplificadores Operacionais.....	69
Produtos da Texas Instruments.....	72
AO = amplificador operacional.....	73
O Diodo Impatt	74
Estrutura.....	74
Funcionamento.....	76
Outros Tipos.....	78
Diodos Impatt Comerciais.....	78
Referências de tensão.....	80
Diodo Zener.....	80
Circuitos Integrados.....	82
LM329B.....	85
LM336B.....	86
LM368.....	89
LM385-1.2.....	92
LM3999.....	94
Conclusão.....	96
Sensores Ópticos.....	97
Os sensores.....	97
Fontes de Luz.....	100
As tecnologias.....	101
Circuitos Práticos.....	105
Sensores magnetorresistivos	108
Na Prática.....	110
Utilização e Parâmetros.....	112
Aplicações Práticas.....	114
Transformadores Piezoelétricos	116
Revisando a Operação dos Transformadores Magnéticos....	118
Operação do Transformador Piezoelétrico.....	119
Circuito Prático com Transformador Magnético.....	122
Circuito com Transformador PZT.....	125
Usando uma Técnica de Regulagem por Burst.....	129

A Segunda Ruptura.....	131
Conclusão.....	133
Conheça o TOPFET.....	134
Aplicações.....	137
a) Driver estático.....	137
b) Operação Pulsante.....	137
c) controles DC.....	138
Considerações Especiais.....	141
a) Desligamento de cargas Indutivas.....	141
b) Ligação em paralelo.....	141
c) Operação inversa.....	141
Diodos Laser.....	143
Como Funciona.....	143
Uma Radiação Diferente.....	147
a) Monocromática.....	147
b) Coerente.....	148
c) Concentrada.....	148
Um Mito.....	149
Laser Semicondutor.....	150
Usos.....	152
Como Funcionam os Osciladores.....	154
Como produzir estas oscilações?.....	156
Os Osciladores.....	157
O Oscilador Hartley.....	158
Oscilador Colpitts.....	160
Oscilador Por Deslocamento De Fase	161
Oscilador de Duplo T.....	163
Oscilador de Bloqueio.....	166
Outros Osciladores.....	167
SCR - Teoria E Prática	169
O Que É Um SCR.....	169
Como Funcionam os SCRs.....	175
Dispositivos de Disparo de SCRs.....	188
Como Usar o SCR.....	189
Os outros mais de 160 livros de Eletrônica e Tecnologia do INCB	193

Apresentação da Série

Esta é uma série de livros que levamos aos nossos leitores sob patrocínio da Mouser Electronics (www.mouser.com). Os livros são baseados nos artigos que ao longo de nossa carreira como escritor técnico publicamos em diversas revistas, livros e no nosso site. São artigos que representam 50 anos de evolução das tecnologias eletrônicas e, portanto, têm diversos graus de atualidade. Os mais antigos foram analisados com eventuais atualizações. Outros pela sua finalidade didática, tratando de tecnologias antigas e mesmo de ciência não foram muito alterados a não ser pela linguagem que sofreu modificações. Os livros da série consistirão numa excelente fonte de informações para nossos leitores.

Os artigos têm diversos níveis de abordagem, indo dos mais simples que são indicados para os que gostam de tecnologia, mas que não possuem uma fundamentação teórica forte ou ainda não são do ramo. Neles abordamos o funcionamento de aparelhos de uso comum como eletroeletrônicos, não nos aprofundando em detalhes técnicos que exijam conhecimento de teorias que são dadas nos cursos técnicos ou de engenharia.

Outros tratam de componentes, ideais para os que gostam de eletrônica e já possuem uma fundamentação quer seja estudando ou praticando com as montagens que descrevemos em nossos artigos. Estes já exigem um pequeno conhecimento básico da eletrônica. Estes artigos também vão ser uma excelente fonte de consulta para professores que desejam preparar suas aulas.

Temos ainda os artigos teóricos que tratam de circuitos e tecnologias de uma forma mais profunda com a abordagem de instrumentação e exigindo uma fundamentação técnica mais alta. São indicados aos técnicos com maior experiência, engenheiros e professores.

Também lembramos que no formato virtual o livro conta com links importantes, vídeos e até mesmo pode passar por atualizações on-line que faremos sempre que julgarmos necessário.

Trata-se de mais um livro que certamente será importante na sua biblioteca de consulta, devendo ser carregado no seu tablete, laptop ou celular para consulta imediata.

Os livros podem ser baixados gratuitamente no nosso site e um link será dado para os que desejarem ter a versão impressa pagando apenas pela impressão e frete.

Newton C. Braga

Apresentação

Saber como funcionam componentes, circuitos e equipamentos eletrônicos é fundamental não apenas para os profissionais da eletrônica que usam de forma prática a tecnologia em seu dia a dia como também para aqueles que não sendo técnicos, mas possuindo certo conhecimento, precisam conhecer o funcionamento básico das coisas.

São os profissionais de outras áreas que, para usar melhor equipamentos e tecnologias precisam ter um conhecimento básico que os ajude.

Assim, tratando de conceitos básicos sobre componentes e circuitos neste primeiro volume e depois de equipamentos prontos num segundo, levamos ao leitor algo muito importante que já se tornou relevante em recente estudo feito por profissionais.

A maior parte dos acidentes que ocorrem com o uso de equipamentos de novas tecnologias ocorre com pessoas que não tem um mínimo de conhecimento sobre o seu princípio de funcionamento.

A finalidade deste livro não é, portanto, ajudar apenas os estudantes, professores e profissionais, mas também os que usam tecnologia no dia a dia e desejam saber um pouco mais para melhor aproveitá-la e não cometer erros que podem comprometer a integridade de seus equipamentos e até causar acidentes graves.

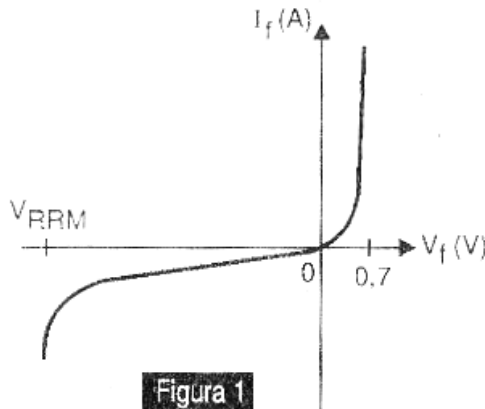
Nota importante: componentes básicos como os resistores, capacitores, indutores, transformadores, diodos, transistores, também têm a seu princípio de funcionamento explicado na nossa série de livros "Curso de Eletrônica". Neste livro, abordamos alguns componentes que especificamente têm explicações mais detalhadas do que as encontradas naquelas publicações.

O Diodo Schottky

Os diodos Schottky não são componentes novos. Já estão em uso há mais de 25 anos, principalmente na indústria de fontes de alimentação.

Mas, o que têm esses diodos de diferente dos demais? Quando analisamos a curva característica dos diodos comuns, vemos que para que eles comecem a conduzir é preciso que uma tensão mínima seja atingida.

Essa tensão é necessária para se romper a barreira de potencial que se manifesta na junção do diodo. Para os tipos comuns como os diodos de silício, essa barreira exige uma tensão da ordem de 0,7 V, conforme mostra a figura 1.



Também observamos que os diodos comuns, como os de silício usados em fontes, são dispositivos lentos precisando de algum tempo para começar a conduzir e mais, tempo para se recuperar do estado de condução quando a polaridade da tensão aplicada se inverte.

Este tempo de recuperação inversa ou "reverse recovery" é especialmente importante em muitas aplicações. O que ocorre é que, ao invertermos a polarização de um diodo, para que ele passe do estado de condução para não condução, no intervalo do processo o diodo não bloqueia a corrente e conduz ainda mesmo quando a tensão já foi invertida, conforme mostra a figura 2.

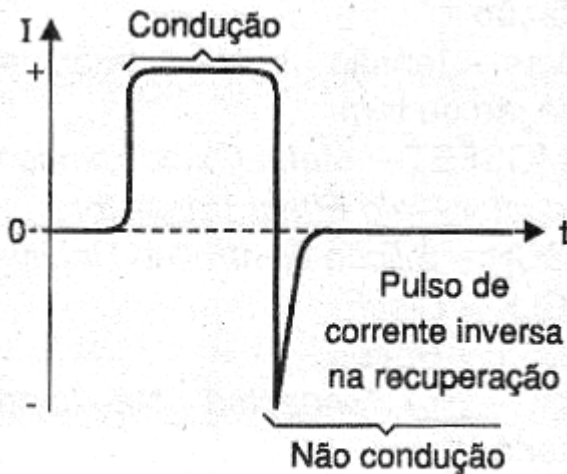
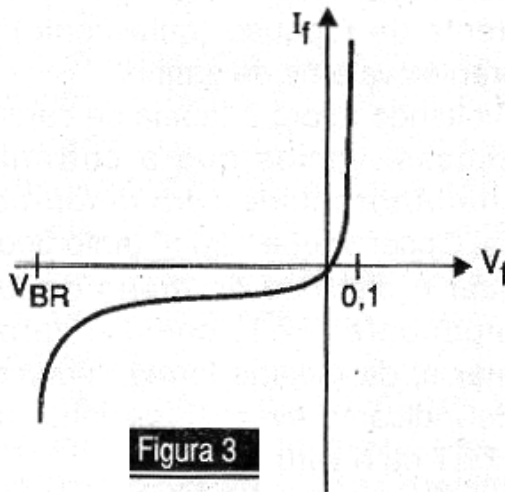


Figura 2

Se bem que o intervalo de tempo em que isso ocorre seja muito pequeno, existem aplicações sensíveis, principalmente aquelas em que o diodo precisa comutar rapidamente, em que isso não é admitido. Essas características indesejáveis nos diodos comuns são superadas em grande parte pelos diodos Schottky.

O Diodo Schottky

Em primeiro lugar os diodos Schottky começam a conduzir com uma tensão extremamente baixa, muito menor do que as dos diodos de silício comuns usados em retificação. Além disso, a corrente de fuga que circula por um diodo Schottky, quando polarizado no sentido inverso, é menor do que a que encontramos nos diodos de silício, conforme mostra a figura 3.



O tempo de comutação, por outro lado, é extremamente baixo, da ordem de menos de 100 picossegundos o que permite seu uso em circuitos de frequências muito altas. Para o tempo de recuperação inversa também temos excelentes características desses diodos. Além dos tempos serem muito curtos, a recuperação é suave, o que garante um "overshoot" reverso muito pequeno quando eles comutam do estado de plena condução para não condução.

Na prática isso tem alguns benefícios importantes, como a não necessidade de se usar filtros "snubbers" nos circuitos para evitar o aparecimento de altas tensões nos dispositivos comutadores devido à velocidade de comutação.

Na Prática

O primeiro problema que o projetista que pretende usar diodos Schottky encontra é que os tipos comuns raramente têm tensões reversas que superam os 100 V. (V_{rrm}). O problema é que, quando se fabricam diodos Schottky com maiores tensões reversas, também aumenta a tensão direta necessária a condução e aí suas propriedades de condução se aproximam das dos diodos comuns, não havendo, portanto, vantagem em usá-

los. As propriedades dos diodos Schottky são determinadas pela altura da barreira de energia do material depositado no silício no processo de fabricação. Um metal com uma barreira de energia mais baixa minimiza a tensão direta, mas também restringe a capacidade de operação em altas temperaturas. Além disso, passam a ocorrer correntes de fuga maiores.

Por outro lado, uma barreira maior minimiza a temperatura e as fugas, mas aumenta a tensão direta necessária à condução. Assim, dependendo da aplicação, os fabricantes devem jogar com essas características de modo a obter um diodo que tenha as características desejadas. Na figura 4 temos um exemplo de estrutura adotada para a fabricação de um Diodo Schottky pela Microsemi.

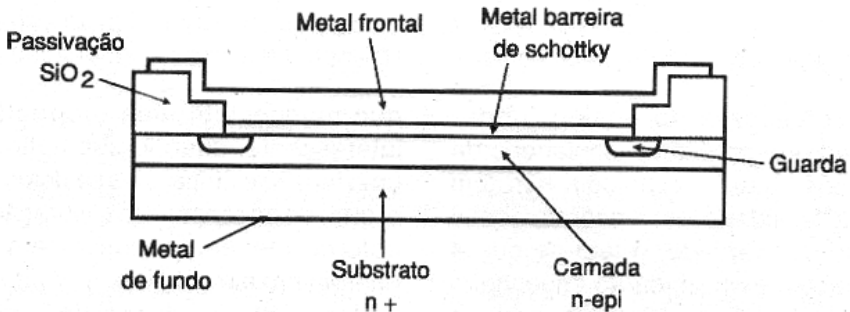


Figura 4

Nessa estrutura temos um anel que envolve a região p-n o qual funciona com supressor para a absorção da energia reversa. De qualquer forma, podemos encontrar uma ampla variedade de circuitos, principalmente que exigem a retificação com alto rendimento e baixas perdas de tensões com frequências elevadas, que fazem uso dos diodos Schottky.

Os Diodos de Recuperação Rápida

As fontes de alimentação comuns, ligadas diretamente à rede de energia de 60 Hz em nosso país e mesmo as que operam em frequências um pouco mais altas, como as de 400 Hz de uso industrial, não precisam de componentes rápidos. Assim, a retificação das tensões de entrada pode ser realizada, sem problemas, por diodos comuns de silício.

No entanto, as características desses diodos não se adaptam às fontes chaveadas que operam com sinais de frequências muito mais altas, da ordem de dezenas de quilohertz e até mesmo maiores que 1 megahertz.

Os diodos retificadores comuns não respondem à essas frequências não conseguindo retificar de modo eficiente correntes alternadas que estejam acima de alguns quilohertz, pois eles possuem uma característica de retificação lenta.

Para essas fontes é preciso usar diodos que acompanhem as variações rápidas dos sinais que devem ser retificados, ou seja, diodos de recuperação rápida ou ultra rápida (fast recovery diodes ou ultra-fast recovery diodes).

A Recuperação de um Diodo

Um diodo, como qualquer outro componente eletrônico, precisa de certo tempo para passar do seu estado de condução para não condução.

Para um diodo retificador comum, o que ocorre é que, partindo do estado de plena condução, quando a tensão é invertida no semiciclo seguinte e ele deve passar para a não condução, isso não acontece de modo imediato, conforme mostra o gráfico da figura 1.

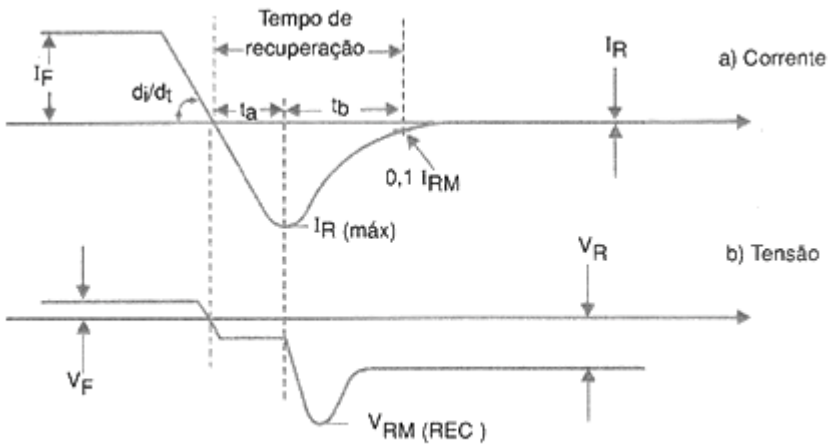


Figura 1

Quando a tensão aplicada reduz, passando pelo ponto de zero, até atingir o seu máximo no sentido inverso, o diodo não deixa de conduzir imediatamente.

Ele ainda permanece em plena condução no sentido inverso por um certo tempo, que ele precisa para "se recuperar" da transição que ocorre.

Nesse intervalo, que pode chegar a mais de 1 milissegundo, para um diodo comum, o diodo se comporta como um dispositivo de baixa resistência, conduzindo intensamente a corrente.

Em outras palavras, durante esse intervalo, o dispositivo deixa de se comportar como um diodo, conduzindo a corrente também no sentido inverso.

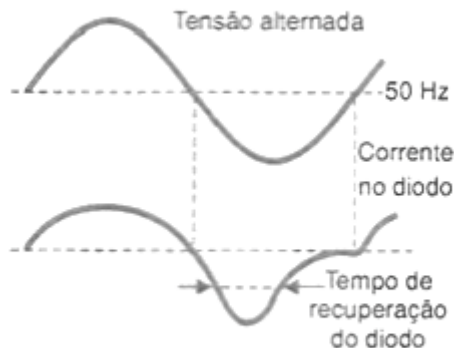
Após a recuperação, que demora um certo tempo que depende do dispositivo, o diodo se recupera e a sua resistência no sentido inverso aumenta, não havendo mais a circulação de nenhuma corrente no sentido inverso.

Numa aplicação de baixa frequência, por exemplo, retificando a corrente alternada da rede de energia, o tempo de recuperação é desprezível em relação ao tempo total de duração do semiciclo, conforme mostra a figura 2.

**Figura 2**

Nessas condições, a energia dissipada na condução inversa e mesmo a pequena corrente circulante não afetam de modo significativo o funcionamento do circuito.

No entanto, acima de certa frequência, esse tempo de recuperação se torna importante, podendo até superar o tempo de duração do semiciclo do sinal no sentido inverso, o que significa que "não dá tempo" para o diodo deixar de conduzir, e com isso a corrente não é retificada, conforme mostra a figura 3.

**Figura 3**

Para aplicações em que as correntes que devam ser retificadas possuam frequências elevadas, diodos que "se recuperem" rapidamente passando do estado de condução para não condução no mínimo tempo possível são necessários.

A Indústria classifica como diodos rápidos ou diodos de recuperação rápida (fast recovery) aqueles que possam tempo de recuperação inversa menores do que 500 ns. Esse valor é 1/10 do tempo típico que encontramos num retificador de silício comum.

São classificados comum ultrarrápidos, os diodos que possam tempos de recuperação na faixa de 0,75 a 5 ns, para os tipos de pequeno sinal (10 a 100 V, conforme mostra a figura 4.

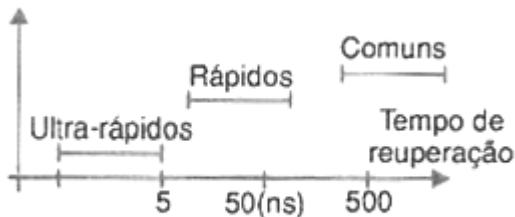


Figura 4

São classificados como ultrarrápidos também os diodos retificadores de 50 a 800 V que tenham tempo de recuperação de 15 a 60 ns.

Existem ainda diodos disponíveis para tensões acima de 1000 V que são considerados rápidos, pois têm tempos de recuperação da ordem de 100 ns.

Os padrões internacionais JEDEC e IEC também definem o modo como a recuperação inversa de um diodo ocorre.

Na figura 5 mostramos as curvas típicas e os modos de recuperação dos diodos.



Figura 5

Observe que no diodo de recuperação suave (soft) o aumento da resistência no sentido inverso e, portanto, a redução da corrente que ocorre nesse intervalo, acontece de modo suave.

O mesmo não ocorre num diodo de recuperação abrupta, em que além da subida rápida da resistência no sentido inverso, ela não se estabiliza de imediato ocorrendo uma oscilação amortecida que dura um certo intervalo de tempo.

Essas características exigem cuidados especiais com o circuito que está sendo alimentado, pois ele pode ser sensível ao fenômeno, ocorrendo instabilidades e até mesmo falhas de funcionamento.

Na indústria é definido o fator de suavidade de recuperação, ou "recovery softness factor". Se esse fator muito alto na recuperação inversa, podem também ocorrer problemas. Um diodo retificador que tenha um fator de recuperação suave muito grande, pode gerar calor.

Por outro lado, para se evitar os problemas de uma recuperação abrupta, podem ser necessários circuitos snubbers.

Relés de Estado Sólido

(*) Alguns temas podem se repetir em outros artigos desta série de livros, pois ao longo dos anos escrevemos sobre o mesmo assunto em diversas ocasiões. Certamente, apenas os temas se repetem, mas a abordagem é diferente, podendo abranger tecnologias diferentes, conforme a época.

Os Relés de Estado Sólido, ou se adotarmos o nome em inglês Solid-State Relay com a sigla SSR são dispositivos semicondutores que têm as mesmas funções dos relés mecânicos convencionais: comutar circuitos de potências elevadas a partir de sinais de pequenas intensidades, conforme mostra a figura 1.

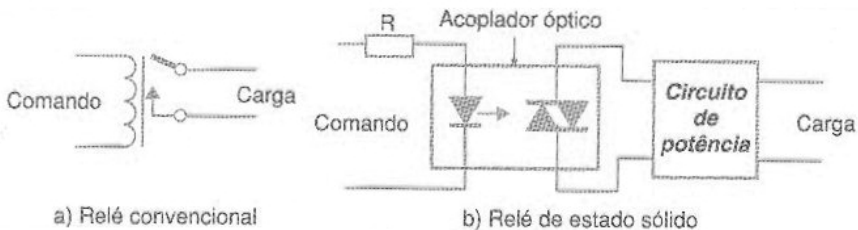


Figura 1

Os relés de estado sólido derivam dos conhecidos optoacopladores ou "opto-couplers" que consistem num emissor de luz (normalmente um LED infravermelho) e um foto sensor que pode ser um fototransistor, fotodíodo, fotodiodo, ou qualquer outro dispositivos sensível à luz.

Originalmente usados para transferir sinais, os optoacopladores podem também ser usados para comutar cargas e daí temos o que se denomina de relé de estado sólido. No tipo comum de relé de estado sólido a bobina é substituída por um foto-emissor, normalmente um LED infravermelho e os contatos

são substituídos por um dispositivo semicondutor sensível à luz como um fototransistor, fotodiodo, fotodíac etc.

O elemento sensível pode então ser usado para comutar um dispositivo de maior potência como, por exemplo, um TRIAC, um SCR ou mesmo MOSFET de potência, conforme mostra a figura 2.

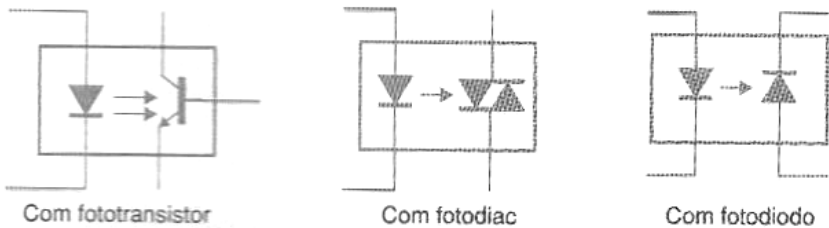


Figura 2

Os relés de estado sólido possuem características elétricas importantes dada tanto à velocidade de comutação como também ao isolamento, mas também possuem desvantagens. Assim, se compararmos os relés de estado sólido com os relés mecânicos tradicionais veremos que os primeiros têm as seguintes vantagens:

- Não possuem partes móveis
- Não existem contatos que podem provocar arcos
- Não existem materiais que se desgastam com o uso
- Não existe o problema do repique dos contatos (bouncing ou repique)
- Não existe ruído acústico
- Não há produção de EMI na comutação
- A velocidade de comutação é maior
- A vida útil é maior
- Possuem uma faixa de tensões e correntes de operação maior

No entanto, também existem as desvantagens a serem consideradas como:

- O circuito de saída é sensível podendo ser danificado por sobretensões

- A saída precisa de uma tensão e corrente mínima para operar
- Em alguns casos podem ser mais caros que os relés convencionais
- Normalmente está restrito à operação com um único polo
- A resistência ON é maior do que a dos relés convencionais
- A capacitância de saída é maior
- É mais sensível a transientes
- Há aquecimento quando correntes elevadas são controladas
- A corrente de fuga no estado OFF é maior

No uso dos relés de estado sólido, devido às suas características é preciso tomar cuidado quando certos tipos de carga são comutados. Isso é válido para cargas indutivas, quando existe o perigo de correntes e tensões de surto serem produzidas no circuito comutado ou ainda quando cargas dinâmicas tais como motores e solenoides são controladas.

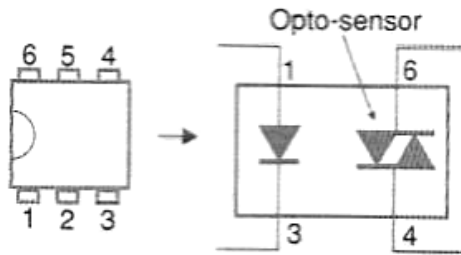
Também é preciso tomar cuidado quando lâmpadas incandescentes e elementos de aquecimento são controlados devido à menor corrente inicial, quando estão ainda frios. O uso com lâmpadas de mercúrio, fluorescentes e outros circuitos chaveados com altas indutâncias, deve ser evitado.

Tipos de Relés de Estado Sólido

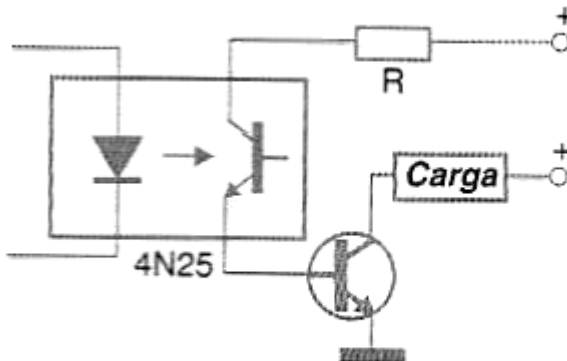
Existem basicamente dois tipos de relés de estado sólido que são especificados de acordo com a aplicação.

a) Relés pequenos para DC

Os relés de pequena corrente para DC normalmente são fornecidos em invólucros DIP de 6 pinos, conforme o mostrado na figura 3.

**Figura 3**

Nesses relés temos como emissor um LED infravermelho e a saída é tipicamente acoplada a um transistor de potência ou outro dispositivo semicondutor, conforme mostra a figura 4.

**Figura 4**

Existem casos em que o elemento de potência já está embutido no próprio relé, não havendo assim a necessidade de elementos externos de controle. Nos circuitos em que a saída contém um MOSFET a resistência no estado ON pode ser da ordem de 10 ohms ou menor. As tensões de saída podem chegar aos 200 ou 300 V e as correntes entre 100 e 200 mA DC.

Como o emissor e o receptor são acoplados opticamente a resistência de isolamento é extremamente elevada chegando a

mais de 500 M ohms com tensões da ordem de 2 000 Volts ou mais.

b) Relés AC para Controle de Energia a Partir da Rede

Os relés de estado sólido para aplicações em AC normalmente possuem opto-diacs para serem ligados a um TRIAC externo. Na figura 5 temos um dispositivo desse tipo. Em alguns casos, o TRIAC já pode estar embutido no próprio dispositivo.

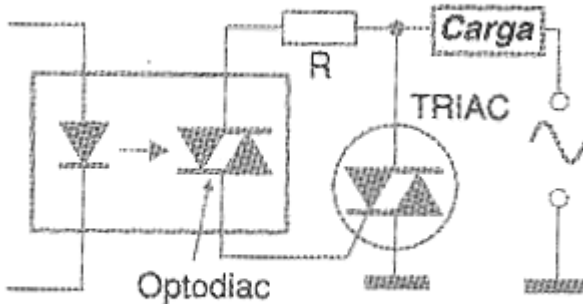
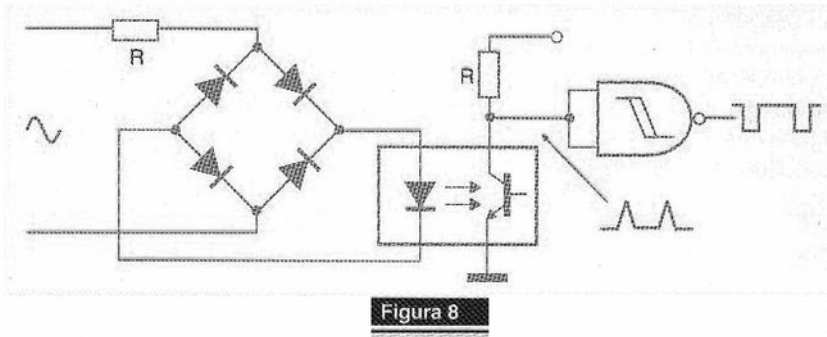


Figura 5

A etapa de saída quando possui um TRIAC embutido normalmente pode manusear tensões de 24 a 250 V com correntes da ordem de 1 a 4 ampères. Nos tipos em que existe o TRIAC embutido deve ser levada em conta que existe uma queda de tensão de 1 a 1,5 V nesse componente quando em condução.

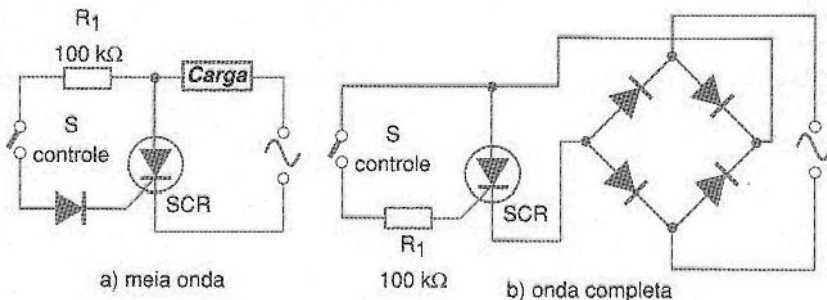
Esse fato é importante para se determina o calor gerado no dispositivo ao controlar uma carga. Para efeitos de cálculo pode-se considerar uma potência de 1,2 W para cada ampère de corrente conduzida. A tensão de controle para esses relés varia tipicamente entre 3 e 30 V dependendo dessa tensão a escolha do resistor limitador de corrente, conforme mostra a figura 6.

A corrente de acionamento está entre 8 e 16 mA, tipicamente. Da mesma forma que nos relés DC, como o acoplamento entre o emissor e o receptor é feito por luz, temos uma tensão de isolamento extremamente alta que pode ser da ordem de 2 000 volts ou mais.

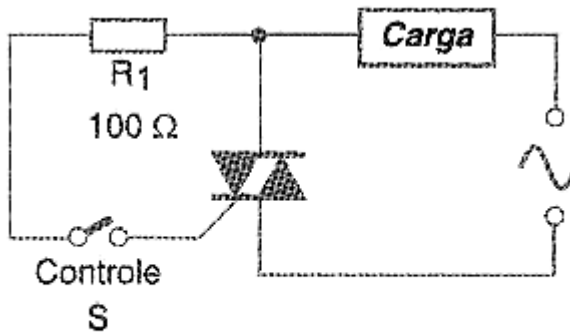


SCR e TRIAC como Relés

Os SCRs e TRIACs podem ser usados como relés controlando correntes alternadas mais intensas a partir de acopladores que possuam os elementos apropriados internamente ou diretamente a partir de sinais aplicados a suas portas (gates). Para o caso dos SCRs como eles conduzem a corrente num único sentido temos de usar um artifício para o controle dos dois semiciclos. Assim, na figura 9 temos um circuito de relé semicondutor usando um SCR na configuração de meia onda e outro de onda completa.



Para o caso do TRIAC temos um circuito de aplicação típico mostrado na figura 10.

**Figura 10**

O tempo de comutação do circuito com triac é extremamente rápido, menor do que microssegundos para cargas AC comuns. O valor de R1 deve ser calculado de tal forma a se obter a corrente de disparo do TRIAC no início do semiciclo. O TRIAC usado neste circuito deve ter uma tensão de pico de pelo menos 200 V se a rede for de 110 V e pelo menos 350 V se a rede for de 220 V.

Circuitos Práticos com Opto-Acopladores

No circuito anterior não existe um isolamento do componente controlado do circuito de controle, como ocorre com um relé comum. Para obtermos esse isolamento é importante o uso do opto-acoplador.

Assim, um primeiro cuidado para se projetar um relé de estado sólido é saber como o opto-acoplador deve ser excitado. A configuração mais simples para essa excitação é a mostrada na figura 11.

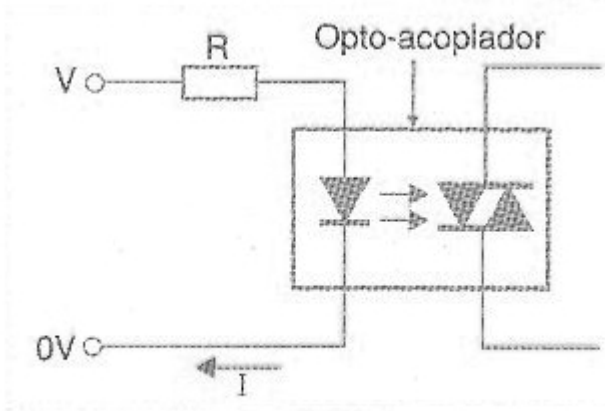


Figura 11

Levando em conta que a queda de tensão no LED emissor interno é da ordem de 1,5 V, o resistor R1 é calculado pela seguinte fórmula:

$$R1 = (V - 1,5) / I$$

Onde:

R1 é o valor de R1 em ohms

V é a tensão de entrada

I é a corrente necessária à excitação do foto-sensor do opto-acoplador

Veja que nesta aplicação é preciso que o sinal de controle (V) seja fixo, já que uma variação muito grande pode implicar na não excitação do relé ou ainda numa sobrecarga do LED emissor.

O ideal, para permitir que o emissor trabalhe com uma faixa mais ampla de tensões de entrada consiste em se ter um circuito excitador que forneça uma corrente constante. Para isso existem diversas possibilidades.

A primeira possibilidade é a mostrada na figura 12 e faz uso de um transistor NPN de uso geral como o BC548.

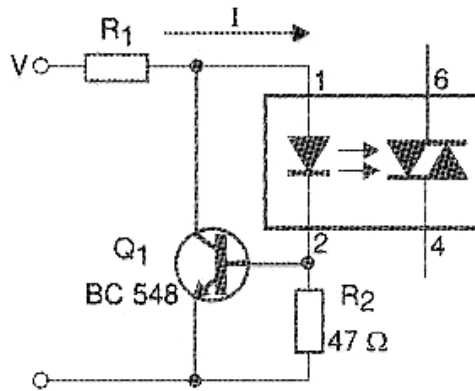


Figura 12

Neste circuito o resistor R2 determina a intensidade da corrente, o que significa que seu valor deve ser determinado a partir das características do emissor do opto-acoplador. R2 é calculado pela seguinte fórmula:

$$R2 = 0,7 / I$$

Onde:

R2 é a resistência em ohms deste componente

I é a intensidade da corrente no LED emissor

Outra configuração de fonte de corrente constante usando um transistor bipolar é mostrada na figura 13.

O resistor R2, que determina a intensidade da corrente no emissor é calculado da mesma forma que no caso anterior. Uma vantagem deste circuito é que ele pode ser usado com tensões de entrada que variam entre 3 e 30 V.

Outra forma de se obter uma corrente constante para o LED emissor é usando um regulador fixo de tensão como o 7805 ou 7806, conforme mostra a figura 14.

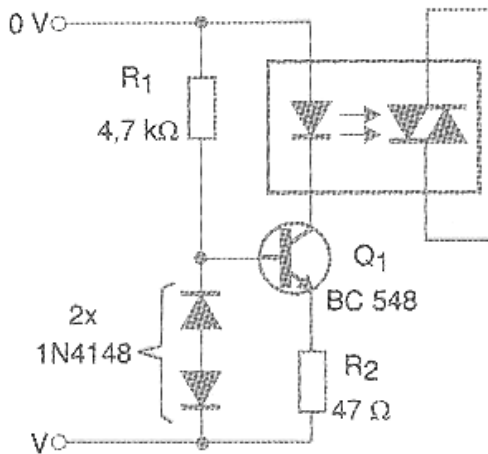


Figura 13

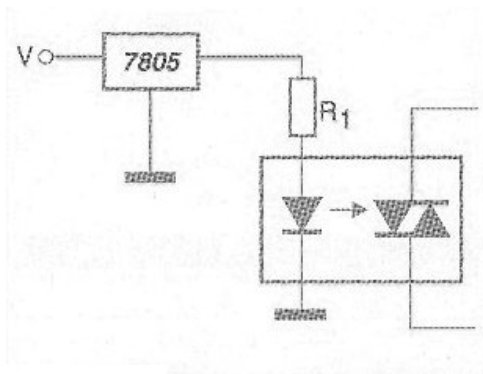


Figura 14

Neste circuito o resistor R_1 é calculado para fornecer, com a tensão de saída do regulador, a corrente que o LED emissor precisa para excitar o receptor. A tensão de entrada estará entre 2 V a mais que a tensão de saída do regulador e tipicamente 30 V . Observamos que nesse cálculo deve ser considerada a queda

de tensão de 1,3 a 1,5 V que ocorre no LED emissor. Assim a fórmula para o cálculo de R será:

$$R = (V_s - 1,5) / I$$

Onde:

R é o valor do resistor limitador em ohms

V_s é a tensão de saída do regulador de tensão em volts

I é a corrente de excitação do LED em ampères

No entanto, com um regulador ajustável de tensão, podemos elaborar uma fonte de corrente constante para o LED excitador com mais facilidade e precisão, conforme mostra a figura 15.

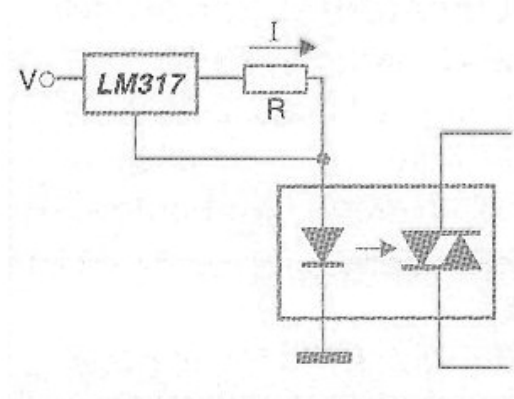


Figura 15

Neste circuito, o valor de R é dado por:

$$R = 1,2 / I$$

Onde:

R é o resistor limitador em ohms

I é a corrente desejada no LED emissor em ampères

Podem ser usadas versões do LM317 ou LM350 de menor dissipação (200 mA) em invólucros TO-54.

Proteção de Entrada

Um fator importante para se garantir a integridade dos opto-acopladores quando usados como relés de estado sólido é evitar a inversão da polaridade do sinal de entrada. Se o LED de um opto-acoplador for submetido a uma tensão inversa de mais de 3 V ele pode queimar-se. Para isso, é sempre interessante utilizar um circuito de proteção que pode ser um diodo invertido, em paralelo, conforme mostra a figura 16.

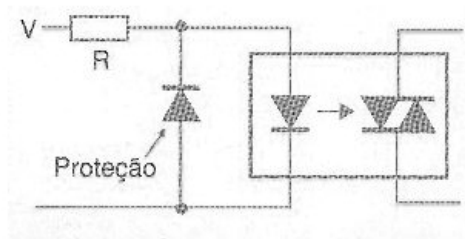
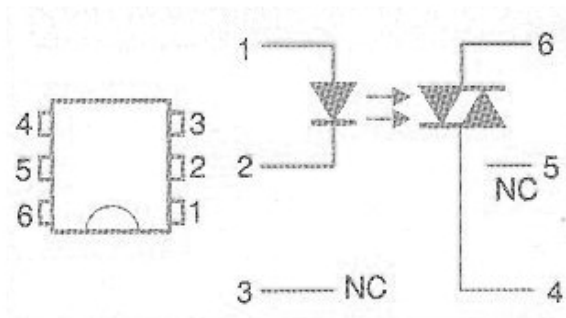


Figura 16

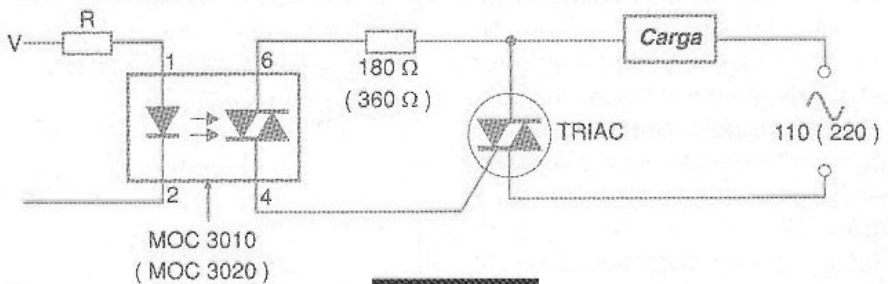
Diodos de uso geral como o 1N4148, 1N914 ou mesmo diodos retificadores como o 1N4002, 1N4004 servem para esta finalidade.

MOC3010/MOC3020

Dois opto-acopladores especialmente indicados para aplicações como relés de estado sólido comutando diretamente Tiacs de alta potência são os MOC3010 e MOC3020. O MOC3010 é indicado para aplicações na rede de 110 V ao mesmo tempo em que o MOC3020 para a rede de 220 V. Esses componentes, cuja pinagem e circuito equivalente são mostrados na figura 17 possuem algumas variações (3009, 3011, 3012, 3021, 3022, 3023) que se diferenciam apenas pela corrente no LED para a excitação.

**Figura 17**

Conforme podemos ver, esses componentes possuem opto-diacs que são disparados diretamente pela luz emitida pelo LED infravermelho. O MOC3010 precisa de uma corrente de 8 mA para produzir o disparo (os de números mais altos são mais sensíveis, chegando a 3 mA para o MOC3012). Para o MOC3020 a corrente é 15 mA (o 3021 tem uma corrente de 8 mA). Para o MOC3010 e para o MOC3020 temos o circuito típico para cargas não indutivas mostrados na figura 18.

**Figura 18**

Os valores entre parênteses são para o caso do MOC3020. Se a carga for indutiva deve ser usado o circuito da figura 19.

Os leitores interessados podem obter mais informações sobre esses componentes no site da Motorola.

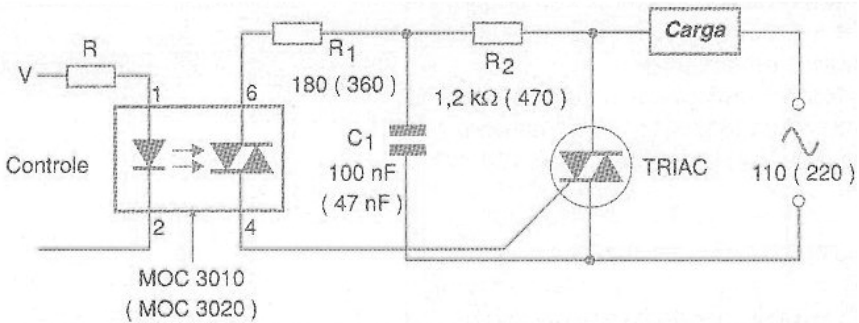


Figura 19

Configurações com Semicondutores Comuns

Opto-isoladores como o 4N27 que usam em seu interior como elemento receptor um transistor comum também pode ser usado em relés de estado sólido. Na figura 20 temos um circuito típico em que um BC547 é usado para amplificar o sinal do fototransistor e disparar um TRIAC ligado na rede de 220 V.

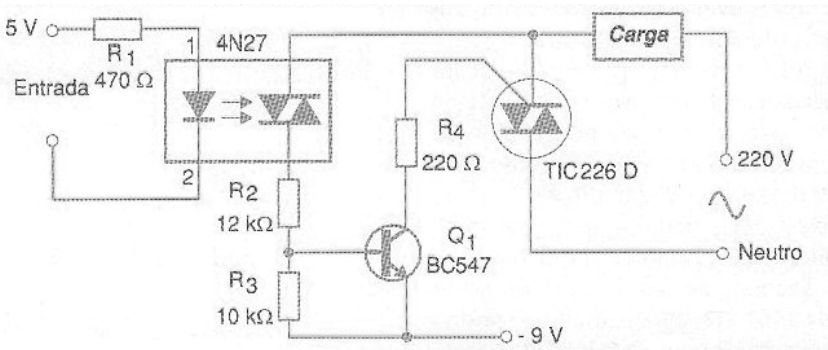


Figura 20

Veja que este circuito precisa de uma alimentação auxiliar de 9 V para alimentar o circuito excitador. O circuito precisa de uma corrente da ordem de 60 mA para disparar o TRIAC.

Como Funcionam Os Lvdts

Os LVDTs (Linear Variable Differential Transformers) ou Transformadores Lineares Diferenciais Variáveis são transdutores de deslocamento linear muito usados em aplicações industriais. Como funcionam esses transdutores e alguns cuidados na sua escolha e uso serão analisados neste artigo, baseado em documentação fornecida pela National Instruments (www.ni.com).

A medida do deslocamento de uma peça numa máquina ou num sistema automatizado qualquer é fundamental em dados momentos.

O deslocamento pode ser a rotação de uma peça cilíndrica ou ainda um deslocamento linear. Para a realização das medidas de deslocamento lineares em especial, existem diversos tipos de sensores. Um deles é justamente o LVDT ou Transformador Linear Diferencial Variável de que trataremos neste artigo.

Medindo o Deslocamento Linear

Definimos deslocamento linear de um objeto a diferença entre as posições iniciais medidas ao longo de um eixo único, conforme mostra a figura 1.

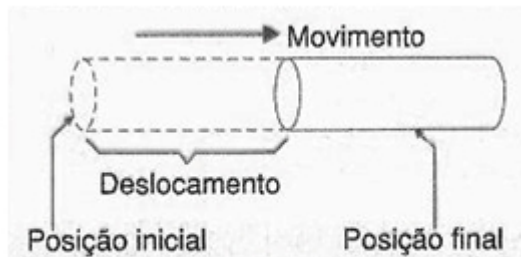


Figura 1

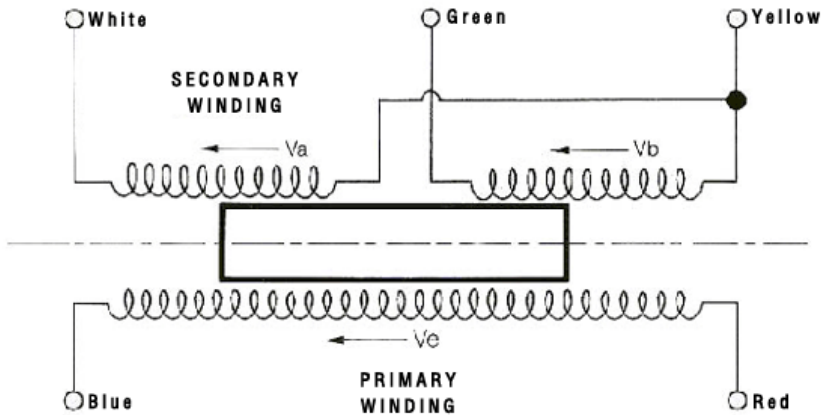
Na medida de um deslocamento deve-se ser levado em conta tanto a sua amplitude (distância percorrida) como o sentido e a direção em que isso ocorre ao longo de um eixo.

Nas aplicações industriais e de automação, os deslocamentos típicos que devem ser medidos são especificados em milímetros ou ainda em polegadas.

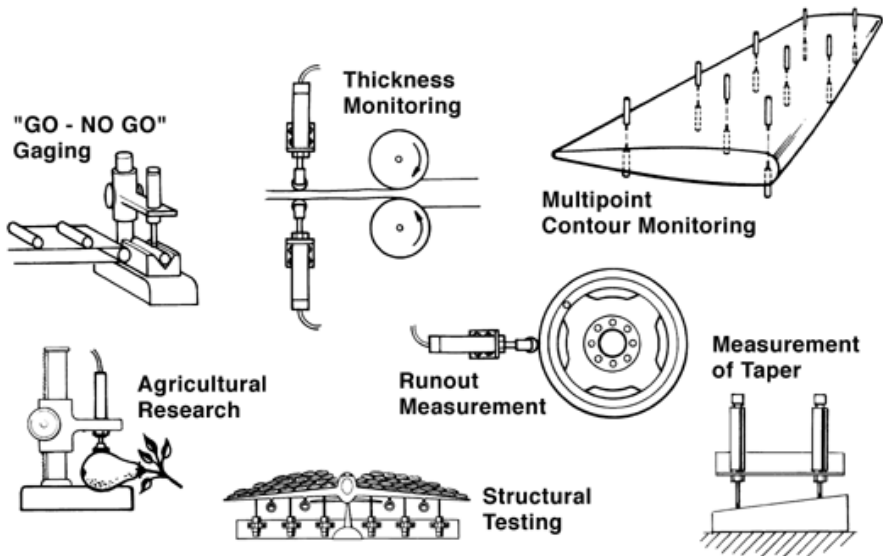
O LVDT

Existem diversas tecnologias possíveis para o uso de sensores na medida de deslocamentos. No entanto, uma das mais tradicionais é a que faz uso de um transformador diferencial, denominado LVDT.

Conforme mostra a figura 2, um LVDT consiste num transformador com um enrolamento secundário duplo e um enrolamento primário simples.



O núcleo desse transformador é móvel, sendo acoplado ao mecanismo ou peça do qual se deseja monitorar o deslocamento, conforme mostra a figura 3, em que temos diversas aplicações possíveis para os sensores de deslocamento.



O enrolamento primário é então excitado por um sinal alternado cuja frequência depende da aplicação, sendo normalmente usada a própria tensão da rede de energia. O sinal aplicado no primário induz nos secundários tensões que dependem basicamente de dois fatores: o tipo de material usado no núcleo e sua posição.

Se o núcleo estiver centralizado, as tensões induzidas nas bobinas são tais que se cancelam e com isso a tensão medida nos terminais do secundário do transformador é nula.

Quando o núcleo se desloca pela movimentação do objeto em que ele está acoplado, a indução dos sinais nas duas bobinas se altera e com isso a tensão medida na saída deixa de ser nula. Tanto maior o deslocamento, maior é a tensão medida na saída, conforme mostra a figura 4.

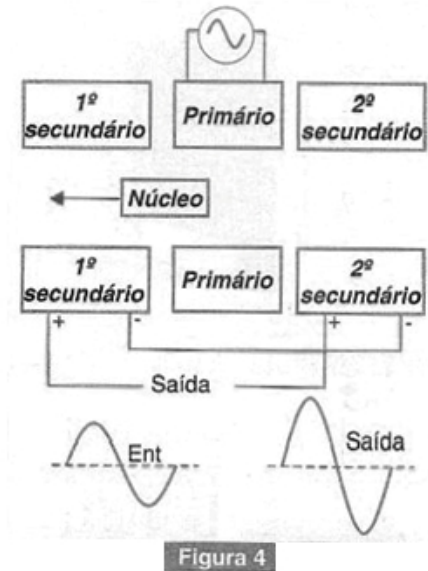


Figura 4

Esse tipo de configuração apresenta diversas vantagens interessantes que devem ser levadas em conta ao se fazer sua escolha para uma aplicação.

Uma delas está no fato de que o acoplamento entre as bobinas é feito através de um núcleo sem qualquer contato elétrico e de simplicidade muito grande. Isso garante uma robustez muito grande para esse sensor que praticamente não sofre desgaste.

Outro ponto importante é que a tensão de saída depende do fluxo significando uma resolução infinita (o que não ocorre com os sensores de deslocamento digitais). Na figura 5 temos um LVDT comum de uso industrial.



Figura 5 – um LDVT comum.

Observe o tamanho do sensor quando comparado a um “clipe” comum.

Usando o LVDT

Pelo que foi explicado, podemos concluir que um LVDT associa a posição de um objeto à intensidade de um sinal de saída.

Como os sinais induzidos nas duas bobinas estão em oposição de fase de modo a termos um nulo na posição central, é fácil perceber que em torno desse ponto de nulo, conforme o sentido do deslocamento, poderemos ter sinais com fases opostas. Isso é mostrado na figura 6.

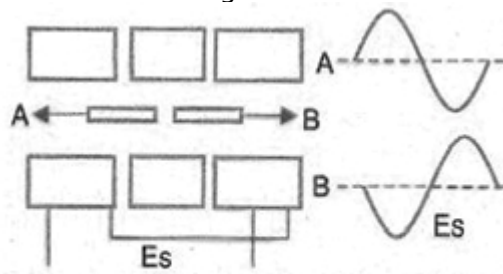


Figura 6

Assim, podemos associar à amplitude do sinal o valor do deslocamento do objeto e pela fase o sentido desse deslocamento em relação à posição de referência.

Precisão e Linearidade

Quando se trata de sensores, a precisão e a linearidade são as características mais importantes que os projetistas observam.

Os LVDTs são construídos de tal forma que dentro da faixa de deslocamentos para os quais são especificados sua linearidade é a mais possível.

Na figura 7 mostramos a curva típica de resposta de um LVDT, observando-se que, quando o núcleo começa a "escapar" da ação do campo criado por uma das bobinas, a linearidade é afetada.

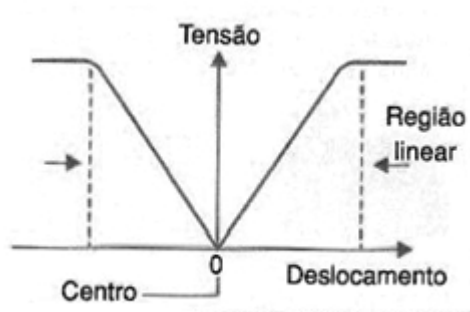
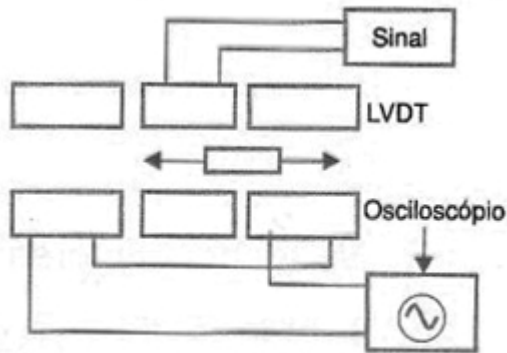


Figura 7

Isso ocorrerá justamente nos extremos de sua trajetória, ou seja, quando os deslocamentos nos dois sentidos se aproximam e passam do máximo.

Para posicionar um LVDT corretamente é preciso aplicar o sinal na bobina primária e depois deslocando o sensor no sentido que se pretende ser positivo, verificar se a fase obtida na saída corresponde, conforme mostra a figura 8.

**Figura 8**

É claro que, uma vez posicionado, se for constatada a inversão, basta inverter a polaridade da bobina primária. A saída de um LVDT consiste num sinal senoidal na frequência de excitação. Para os tipos comuns essa frequência varia entre 50 Hz até 25 kHz.

A escolha da frequência depende da aplicação normalmente sendo selecionada em função da possibilidade do deslocamento a ser medido estar numa peça que realize movimentos rápidos.

Nessas condições a frequência deve ser pelo menos 10 vezes maior que a frequência do deslocamento do núcleo do transformador. Nesse caso, o sinal da saída do circuito é convertido numa tensão contínua passando por um circuito condicionador.

Na figura 9 mostramos um circuito com LVDT sofisticado que faz uso de um circuito condicionador de sinais.

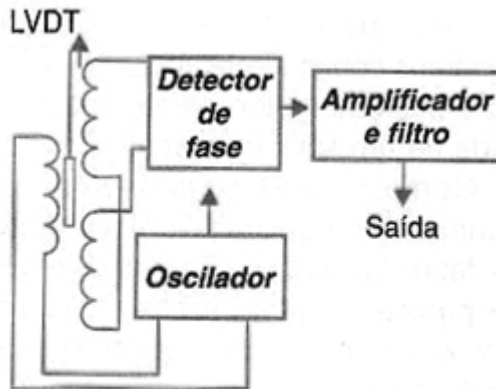


Figura 9

Nesse circuito é usado um oscilador para fornecer o sinal de excitação do LVDT e na saída um condicionador de sinais para operação numa faixa ampla de velocidades. Nesse caso as unidades para a medida são expressas em mV/V/mm ou ainda mV/V/in (in = polegada).

Uma configuração desse tipo pode alcançar linearidades de 0,25% na faixa de atuação do LVDT, ou seja, na amplitude possível dos movimentos do núcleo.

No entanto, nas aplicações modernas, os LVDTs são conectados a sistemas de aquisição de dados que transferem diretamente os sinais na forma digital para circuitos de controle com base em microcontroladores, microprocessadores e PCs.

A National Instruments (www.ni.com), por exemplo, oferece para a aquisição de dados de LVDTs o módulo SCXI-1540 com 8 canais especialmente projetado para operar com esse tipo de sensor (*). O módulo proporciona o condicionamento dos sinais obtidos em transformadores como os usados nos LVDTs, e também para sensores rotacionais equivalentes, os RVDT (Rotary Variable Differential Transformers).

(*). O artigo não é atual. Consulte a National para produtos mais recentes.

Além disso, o módulo possui auto calibração sem a necessidade de se usar hardware externo, mas tão somente o software da National NI-DAQmx.

A taxa de amostragem vai até 333 ksp/s (3 microssegundos por canal) e cada um desses módulos pode multiplexar seus sinais num único canal para um sistema de aquisição de dados (DAQ). O módulo trabalha com interface USB de modo a se implementar um sistema plug-and-play de aquisição de dados com facilidade. Na figura 10 temos o módulo SCXI-150.



figura 10 – Um módulo para LVDT

Na figura 11 temos um sistema de condicionamento de sinais da National indicado para aplicações com sensores LVDT.



Figura 11 – Sistema de condicionamento de sinais para sensores LVDT.

Conheça o GTO e o IGCT

O GTO ou GateTurn-Off Thyristor, como o nome indica é um Tiristor que pode ser desligado por um sinal aplicado à comporta. Com aplicações importantes na eletrônica de potência o GTO tem características adicionais que precisam ser bem conhecidas para que ele possa ser usado convenientemente. Outro componente da mesma família é o IGCT ou Integrated Gate Controlled Thyristor que também pertence à mesma família, e que merece ser analisado. A finalidade deste artigo é mostrar como funcionam esses dois dispositivos da família dos tiristores assim como alguns outros que podem surgir nos próximos anos.

Nos últimos anos a família dos tiristores vem crescendo com a inclusão de novos dispositivos que apresentam características importantes para determinados tipos de aplicações. Assim, depois dos SCRs e Triacs encontramos os dispositivos de disparo como os SBSs, SUS, SIDACs, DIACs, etc. e agora novos dispositivos de potência como os GTOs e os IGCTs.

Os dois dispositivos da família dos tiristores não são tão novos assim, mas poucos leitores sabem utilizá-los em seus projetos. Assim, com a finalidade de ajudá-los a contar com mais recursos nos seus projetos vamos analisá-los.

O GTO

Uma das dificuldades que os projetistas encontram ao utilizar SCRs em seus projetos é que esses componentes, uma vez disparados, assim se mantêm mesmo depois que o sinal de comporta tenha desaparecido.

Esse comportamento deve-se justamente à sua estrutura equivalente a dois transistores que se realimentam, conforme mostra a figura 1.

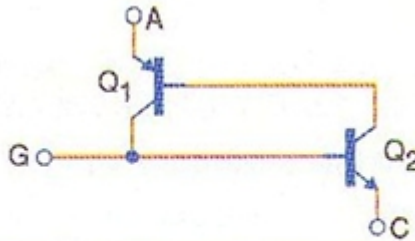


Figura 1

Conforme podemos ver, não adianta aplicar uma corrente negativa na comporta pois ela simplesmente o transistor equivalente de realimentação de modo a impedir que ele continue conduzindo. O único meio de se desligar esse circuito é fazendo com que a corrente principal caia abaixo do valor de manutenção.

No caso de um GTO, o que se faz é estruturar o componente de uma forma diferente de um SCR comum, conforme mostra a figura 2.

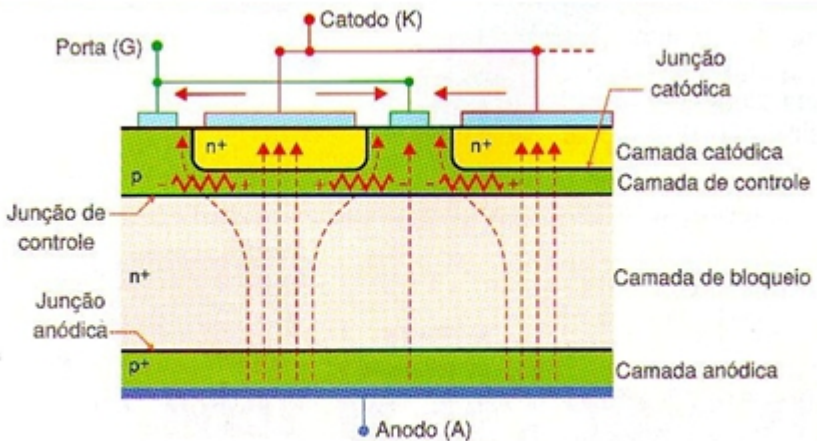


Figura 2

Essa estrutura leva a um componente que apresenta as seguintes diferenças em relação a um SCR comum:

- As interconexões das camadas de controle são mais finas, minimizando a distância entre a porta e o centro das regiões catódicas e aumentando assim o perímetro das regiões da porta.
- Existem regiões n- que curto-circuitam as regiões anódicas de modo a acelerar o desligamento.
- A tensão de ruptura inversa é muito baixa

O resultado disso é o GTO, um componente cujas curvas características são mostradas na figura 3.

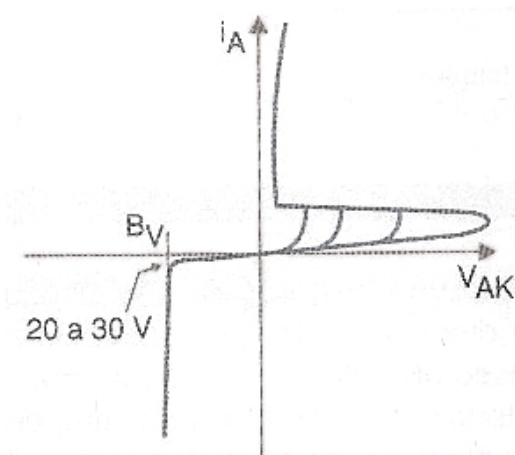


Figura 3

Como se trata de um tipo especial de SCR o seu símbolo é semelhante, apenas observando-se a indicação de que ele pode ser desligado por um sinal aplicado à comporta. Na figura 4 mostramos os símbolos adotados para representar esse componente.

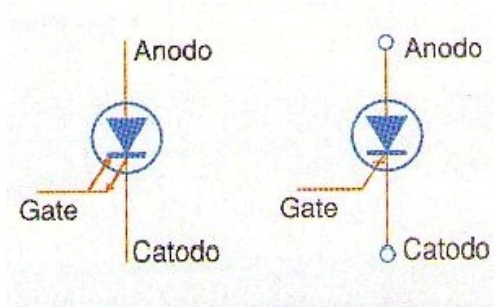


Figura 4

O disparo de um GTO, assim como seu desligamento, deve ser feito com circuitos e formas de onda apropriadas. Na figura 5 temos o circuito usado para essa finalidade onde se observa a necessidade de uma tensão negativa para o desligamento. Assim, nos circuitos com GTOs, devem ser usados circuitos de disparo simétricos.

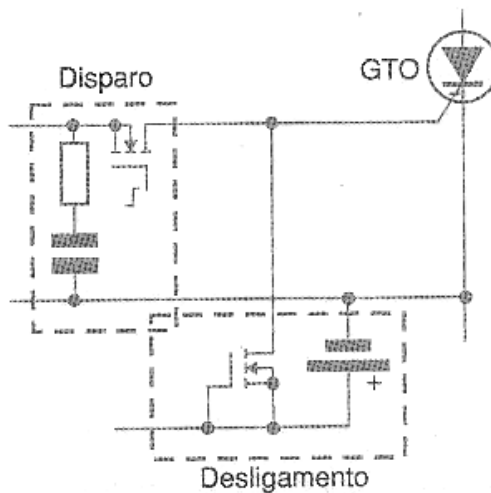


Figura 5

A figura 6 mostra as formas de onda que devem ser aplicadas para que tenhamos a melhor forma de disparar um GTO.

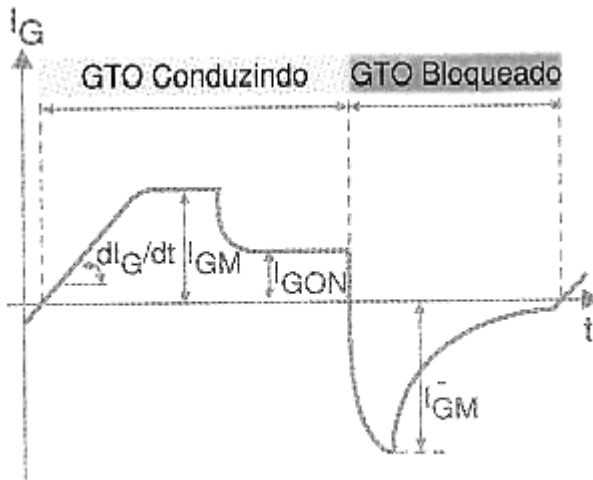


Figura 6

Veja que, para disparar o GTO é preciso aplicar um sinal que tenha uma subida rápida, ou seja, um di_G/dt elevado. Se o sinal for lento, apenas uma parte do dispositivo entra em condução, com uma distribuição desigual da energia, o que pode causar a queima do dispositivo.

Uma vez que a condução esteja estabelecida, deixa-se uma corrente I_{GON} de manutenção circulando, para se assegurar que o dispositivo não desligue espontaneamente.

Para levar o GTO ao corte, deve ser aplicada uma corrente I_G elevada, cuja intensidade depende das características do dispositivo.

Essa corrente é interrompida tão logo o dispositivo desligue. No entanto, deve ser mantida por algum tempo uma tensão negativa na comporta, para se evitar que o GTO venha a ligar de forma espontânea. Na figura 7 temos um circuito típico para aplicação de um GTO, numa carga indutiva.

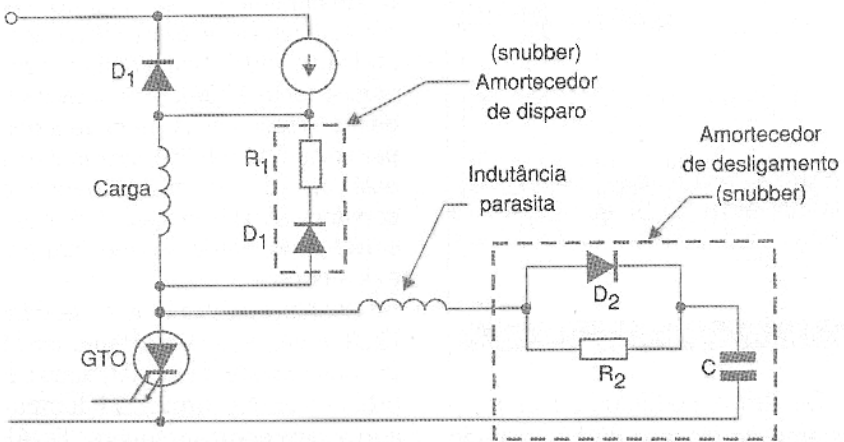


Figura 7

Observe a existência de dois circuitos amortecedores ou “snubbers” nessa aplicação. O primeiro é ligado em paralelo com a carga e tem por finalidade limitar a velocidade de subida da corrente anódica no disparo. Valores muito altos dessa corrente podem levar a pastilha a um curto.

O segundo é ligado em paralelo com o GTO e consiste num amortecedor para o desligamento, como ocorre normalmente nas aplicações com tiristores.

Sua finalidade é limitar a velocidade de subida da tensão anódica quando uma carga indutiva é desligada. Na figura 8 detalhamos as formas de onda que aparecem num circuito com GTO quando ele é disparado.

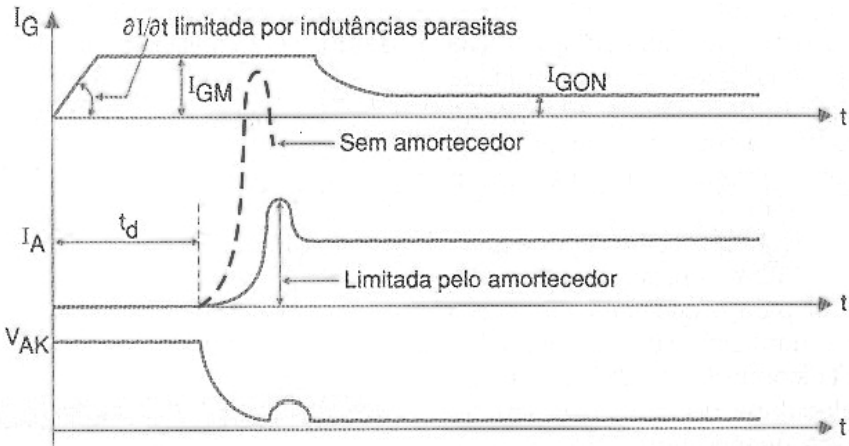


Figura 8

Observe que a taxa de crescimento da corrente de comporta (I_g) é limitada pela presença de indutâncias parasitas em seu circuito. A corrente de anodo (I_a), por outro lado, tem seu valor limitado pelo circuito amortecedor. Para o desligamento, temos as formas de onda mostradas na figura 9.

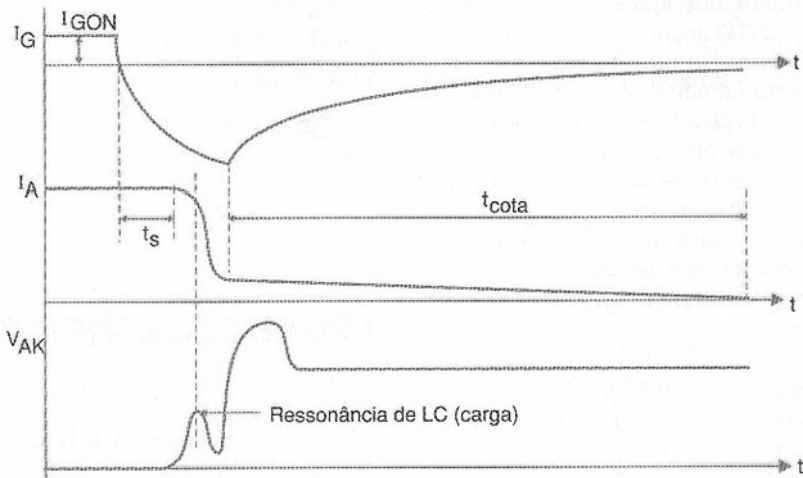


Figura 9

Observe o efeito da ressonância do circuito no desligamento.

O IGCT

Na figura 10 temos a estrutura do IGCT.

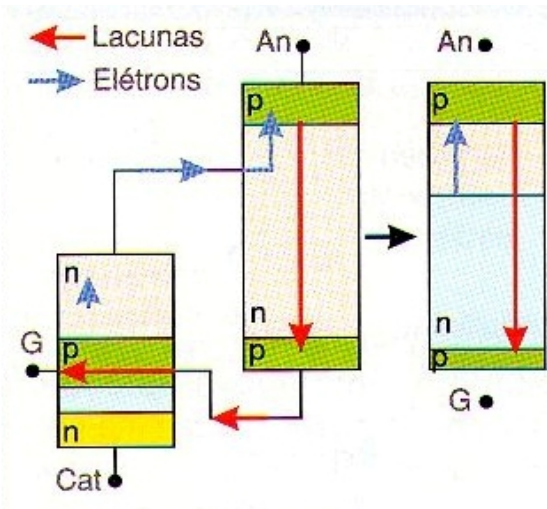


Figura 10

Conforme podemos observar o sistema de disparo que é formado pela comporta (gate) contém também o catodo (cat), daí a denominação do dispositivo de "integrated gate".

Nesse dispositivo, toda a corrente de catodo é transferida para a comporta rapidamente de modo que a junção catódica fica quase que instantaneamente polarizada no sentido inverso e o desligamento do componente fica reduzido ao corte do transistor npn.

Uma das vantagens desse componente é que ele não necessita de um circuito amortecedor (snubber) para o desligamento. Outra vantagem está no fato de que o ganho de comporta é 1, já que toda a corrente de anodo se transfere para a comporta.

Na integração temos ainda que o IGCT e o um diodo de mesma tensão de ruptura podem ser integrados sem problemas. Na figura 11 temos a curva de operação segura (SOAR) de um IGCT. Observe que ela é análoga a de um transistor bipolar de potência.

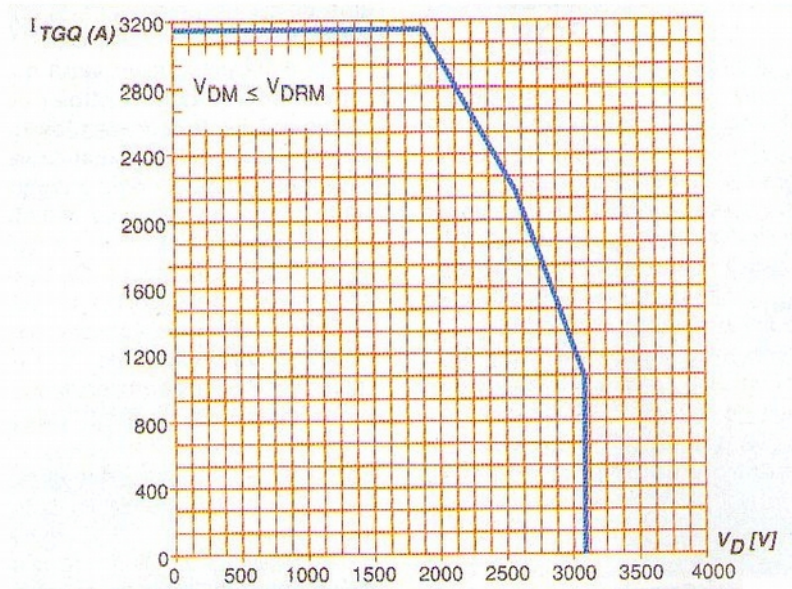


Figura 11

Em função do que vimos é interessante fazer uma comparação das características destes dois componentes, com os componentes tradicionais de potência como o MOSFETs de Potência, IGBT e SCRs, As curvas da figura 12 mostram as principais diferenças.

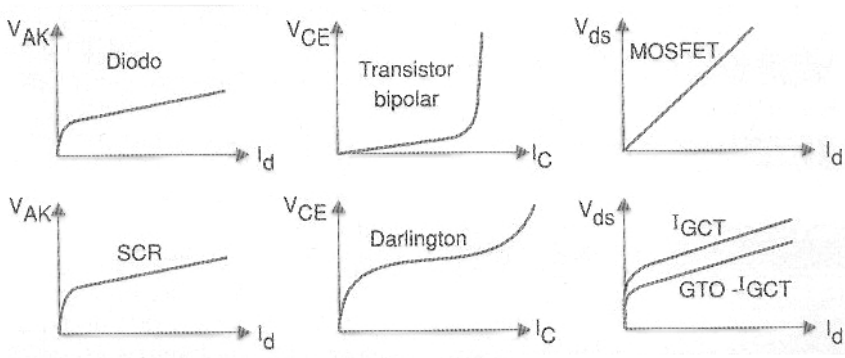


Figura 12

As vantagens e desvantagens desses componentes são:

GTO

Vantagens:

- Pode operar com tensões muito altas
- Maior área de silício por kVA

Desvantagens:

- Circuito de porta complexo
- Apresenta perdas de comutação
- Exige o uso de snubbers

SCR

Vantagens:

- Maior área de silício por kVA
- Pode operar com tensões e correntes muito altas

Desvantagens:

- Não pode ser desligado pela comporta

IGBT

Vantagens:

- Maior área de silício por kVA
- Fácil de controlar
- Não precisa de snubber

Desvantagens:

- Apresenta perdas de condução
- Dificuldade de operação acima de 50 kHz

MOSFET de Potência

Vantagens:

- Fácil de controlar
- Tem boa velocidade
- Tem baixo custo
- Apresenta saída linear

Desvantagens:

- Alto custo por kVA para tensões acima de 300 V

IGCT

Vantagens:

- Pode operar com potências elevadas
- Tem boa velocidade

Desvantagens:

- Precisa de circuito snubber

Outros Dispositivos

Além dos dispositivos indicados existem outros da mesma família que começam a aparecer nas aplicações industriais.

Um deles é o MCT (Tiristor controlado por porta MOS) cuja estrutura e símbolos são mostrados na figura 13.

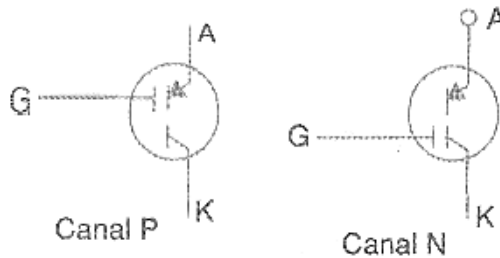


Figura 13

O transistor da figura é de canal P. O dispositivo, na verdade, consiste num SCR com dois transistores MOS que são usados para ligá-lo e desligá-lo.

Este tipo de transistor, apesar de ter sido desenvolvido a partir de 1992 não chegou ainda a um produto prático. Considera-se, portanto, que se trata de um dispositivo que não passou da fase experimental.

Dentre os obstáculos para se chegar a um componente deste tipo de uso prático destacamos a complexidade de fabricação e a impossibilidade de se chegar a um componente final capaz de manusear potências elevadas.

Um segundo dispositivo que merece destaque e que se inclui nesta família é o IEGT ou Injection Enhanced Gate Thyristor ou Tiristor de Comporta Enriquecida por Injeção. Na figura 14 temos a estrutura deste dispositivo.

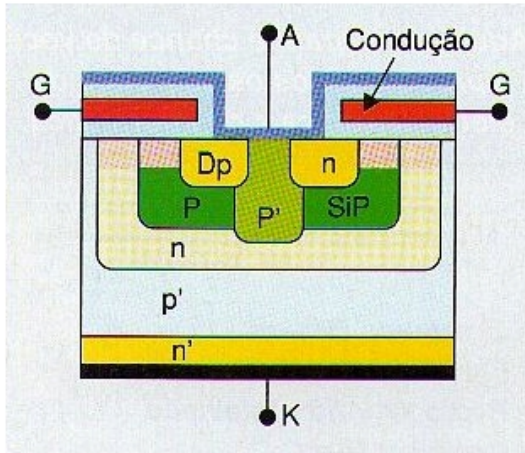


Figura 14

Os IEGT apresentam vantagens de condução em relação aos IGBTs pela sua própria estrutura. No IGBT, a injeção de portadores da fonte é limitada. No caso do IEGT consegue-se com que a capa da fonte tenha uma eficiência maior, através da otimização das geometrias dopadas.

As curvas de condução dos dois dispositivos são comparadas na figura 15.

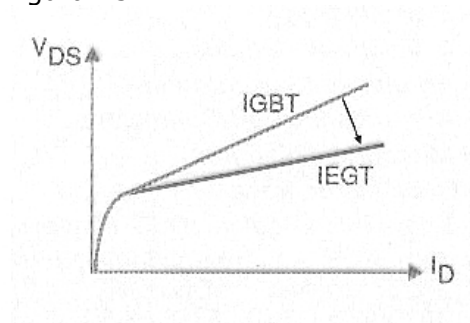


Figura 15

Os IEGTs, por essas características podem se tornar os componentes que vão substituir os IGBTs em aplicações futuras.

AGT

Um dos problemas com os SCRs é que sendo disparados somente pelo catodo, quando os desejarmos usar em circuitos de corrente alternada a comutação com dois deles em oposição apresenta problemas, conforme mostra a figura 16.

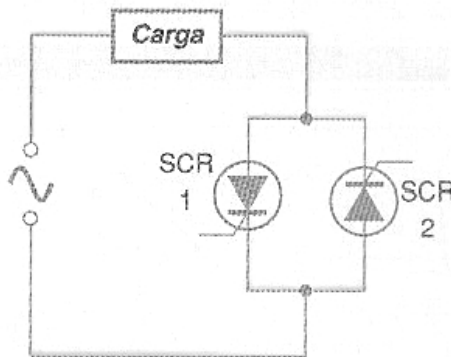


Figura 16

Para solucionar esse problema alguns fabricantes de dispositivos de potência como a Microsemi (www.microsemi.com) lançaram o AGT ou Anode Gate Thyristor ou Tiristor com Gate no Anodo. Com ele, conforme mostra a figura 17, é possível fazer o controle de onda completa de uma carga de uma forma mais eficiente.

Os tipos disponíveis para esse componente podem controlar correntes até 50 A com tensões que chegam aos 1 200 V.

A grande vantagem do uso desse componente, conforme podemos perceber pela própria figura em que o circuito de aplicação é mostrado (figura 17), um dissipador comum pode ser usado para os dois componentes já que o anodo do SCR e o Catodo do AGT estão conectados a um ponto comum.

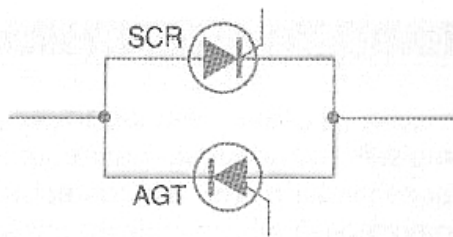


Figura 17

Conclusão

A presença da eletrônica nos controles de potência exige o emprego de dispositivos cada vez mais eficientes. Assim, o enriquecimento da família dos tiristores, como o aparecimento de novos componentes, é inevitável.

O que vimos neste artigo são alguns exemplos de novos componentes que começam a ser utilizados e alguns ainda em fase de desenvolvimento, mas que certamente serão comuns nos equipamentos dos próximos anos. O projetista deve estar pronto para saber trabalhar com esses novos componentes, conhecendo suas características, vantagens e limitações. Uma breve visão desses novos componentes foi o que demos neste artigo.

Nota: o artigo é da década de 90. Muitos componentes novos surgiram desde então, e alguns previstas neste artigo não chegaram a ser práticos, tendo sido esquecidos.

Amplificadores Operacionais E Comparadores

Iguais, Mas Só Que Diferentes!

Muitos projetistas acham que amplificadores e operacionais são semelhantes e que podem ser usados nas mesmas aplicações, sem maiores problemas. Até mesmo o símbolo destes componentes é o mesmo, mas é justamente a partir daí que as confusões começam. Amplificadores Operacionais são iguais, mas só eu diferentes, usando uma frase que costumo empregar com frequência, para indicar coisas que se parecem, nas que no fundo são bastante diferentes.

Amplificadores operacionais e comparadores de tensão são usados numa ampla série de circuitos modernos, como por exemplo na aquisição de dados e controle, interfaceando microcontroladores e DSPs.

Desta forma, a importância destes circuitos, relativamente simples, não deve ser desprezada, e um descuido na escolha da configuração ou do tipo correto pode comprometer projetos relevantes de uma forma que muitos dos leitores não imaginam.

Amplificadores Operacionais e Comparadores de Tensões são representados pelos mesmos símbolos, conforme mostra a figura 1, mas se fizermos uma análise interna de seus circuitos veremos que eles são bem diferentes, e é aí que começa justamente a nossa análise.

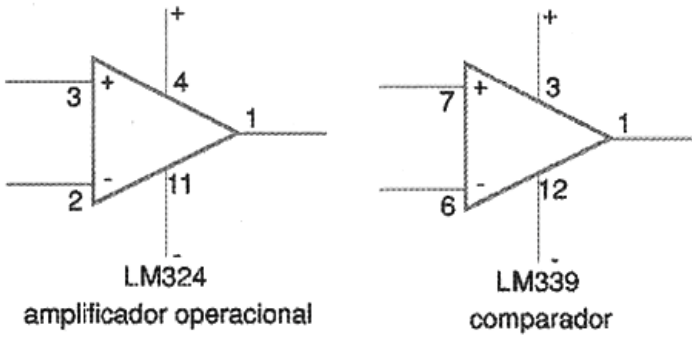


Figura 1 - Comparadores e Amplificadores Operacionais têm os mesmos símbolos.

Os Circuitos Internos

Na figura 2 mostramos os circuitos internos de um amplificador operacional comum, como o LM324.

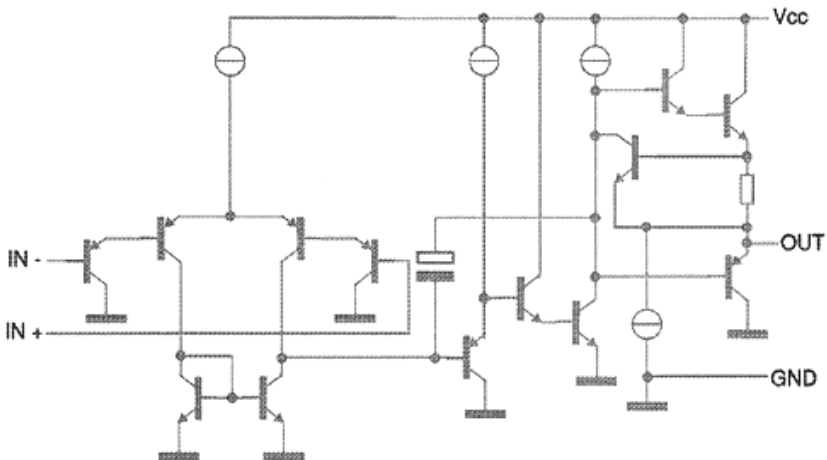


Figura 2 - Diagrama interno de um Amplificador Operacional comum.

Na figura 3, por outro lado, temos o circuito interno equivalente a um comparador de tensão, como por exemplo o LM339.

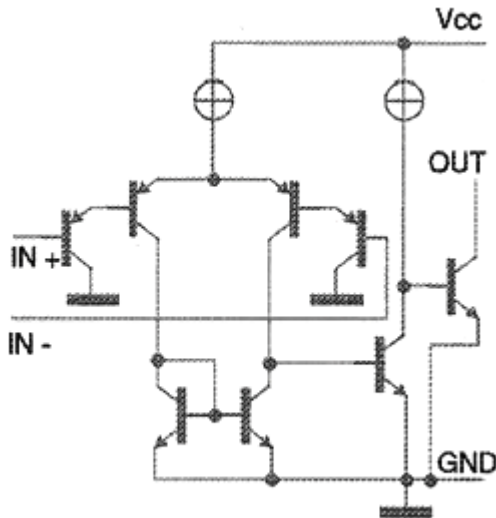


Figura 3 - Diagrama interno de um comparador

Conforme podemos ver, as etapas de entradas dos dois circuitos são iguais, consistindo em etapas amplificadores diferenciais com entradas inversoras e não inversoras.

No entanto, é na etapa de saída que encontramos as principais diferenças e que levam justamente aos usos diferentes para este circuito assim como para seu comportamento diferente em muitas aplicações.

Os amplificadores operacionais são otimizados para uma operação linear ao mesmo tempo em que os comparadores de tensão são otimizados para uma operação em regime saturado.

Assim, se observarmos as etapas de saída desses dois tipos de circuitos, veremos que enquanto os amplificadores operacionais possuem saídas com transistores complementares, normalmente operando em classe B, os comparadores de tensão possuem saídas com coletor aberto.

Um transistor na saída com o coletor aberto se caracteriza por apresentar uma tensão entre coletor e emissor (V_{ce}) baixa quando comutando cargas de correntes elevadas.

Na prática tanto podemos ter os comparadores disponibilizando a saída deste transistor com um pino ligado apenas ao coletor, como podemos ter circuitos em que se têm acesso tanto ao pino de coletor como de emissor, como mostra a figura 4.

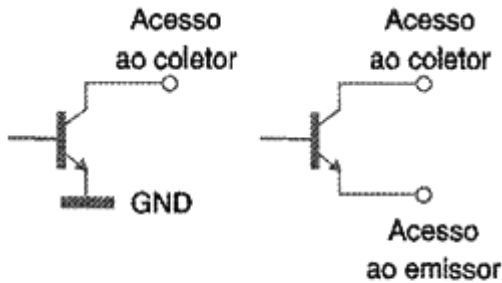


Figura 4 - Configurações dos transistores de saída dos comparadores.

É claro que também existem comparadores que em lugar de transistores bipolares na saída, utilizam FETs caso em que teremos uma saída de dreno aberto. Evidentemente, o componente também tem seu circuito otimizado para comutar cargas de potências elevadas e não para uso linear.

Os Comparadores

Os comparadores de tensão foram criados para acionar relés. Depois, ficou patente que as características de saída em coletor ou dreno aberto destes componentes os tornavam ideais para se implementar funções lógicas de potência, como por exemplo, portas NAND.

Na figura 5 temos um exemplo de uma porta NAND de 4 entradas baseada em comparadores, aproveitando os transistores com coletor aberto de suas saídas.

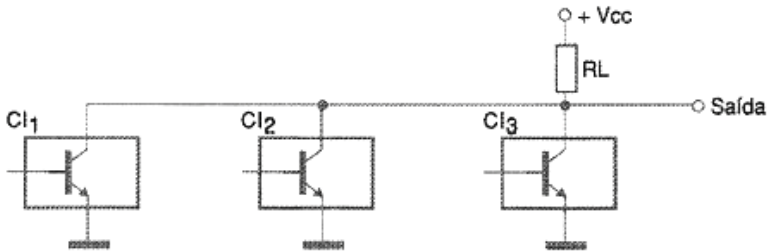


Figura 5 - Porta NAND implementada com três comparadores.

Na operação normal, quando os transistores de saída estão no corte, sua impedância é muito alta, e quando saturados apresentam uma impedância muito baixa,

A técnica de se usar saídas com coletor aberto foi usada amplamente em lógica digital por muito tempo, mas tem sido abandonada pelos projetistas atuais. No entanto, os comparadores ainda representam um vestígio desta tecnologia que pode ser de grande utilidade ainda em muitos projetos.

O que ocorre é que as saídas em "totem pole" usada nos circuitos lógicos atuais é muito mais rápida, mas tem a desvantagem de não poderem ser ligadas em paralelo, o que não ocorre no caso dos comparadores.

Obs: existem comparadores que possuem saídas em totem pole e que são otimizados tanto para operação saturada como em alta velocidade.

Usando o Comparador

Os comparadores são dispositivos para serem usados sem redes de alimentação, ou seja, são dispositivos do tipo "open loop". Este fato deve ficar bem claro quando os projetistas forem optar por este tipo de componente num projeto.

Na figura 6 temos os modos básicos de utilização dos comparadores de tensão.

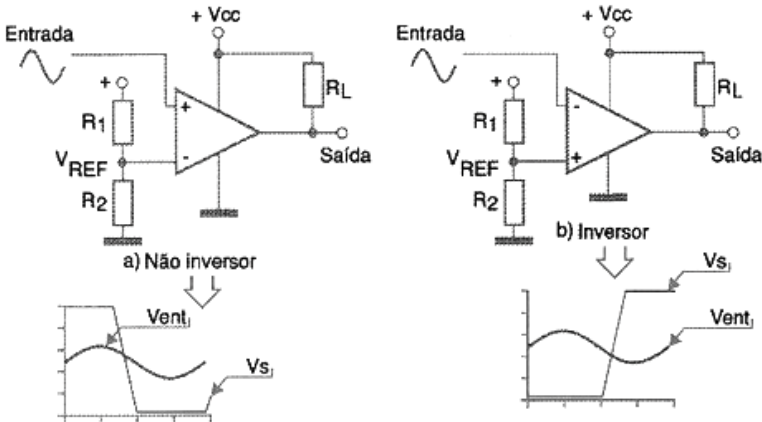


Figura 6 - Configurações para comparadores.

Em (a) a tensão de referência é aplicada à entrada inversora. Quando a tensão de entrada, aplicada à entrada inversora varia entre 0 e a tensão de referência, a saída se mantém no nível alto ou o transistor de saída no corte (estado de alta impedância). Quando a tensão ultrapassa o valor de referência, a saída do comparador cai a zero, com o transistor de coletor/dreno aberto sendo saturado.

Em (b) temos a operação com a tensão de referência sendo aplicada à entrada não inversora. Quando a tensão de entrada, aplicada à entrada inversora, varia entre 0 e o valor de referência, a saída se mantém no nível baixo com o transistor de coletor/dreno aberto sendo saturado. Quando a tensão de entrada ultrapassa o valor de referência, o circuito comuta e a saída vai ao nível alto com o transistor de saída passando ao corte.

Veja que o elevado ganho destes circuitos faz com que a transição, no momento em que a tensão de referência é aplicada na entrada, seja extremamente rápida.

A tensão de referência é normalmente obtida por um divisor resistivo, mas existem outras formas de se conseguir esta tensão, as quais dependem da aplicação do comparador.

Comparadores de Janela e Conversores Senoidal para Retangular

Uma das aplicações mais interessantes dos comparadores é obtida com a sua combinação de modo a detectar não apenas a passagem da tensão de entrada por um valor, mas por dois, delimitando assim uma faixa ou "janela" de atuação, conforme mostra a figura 7.

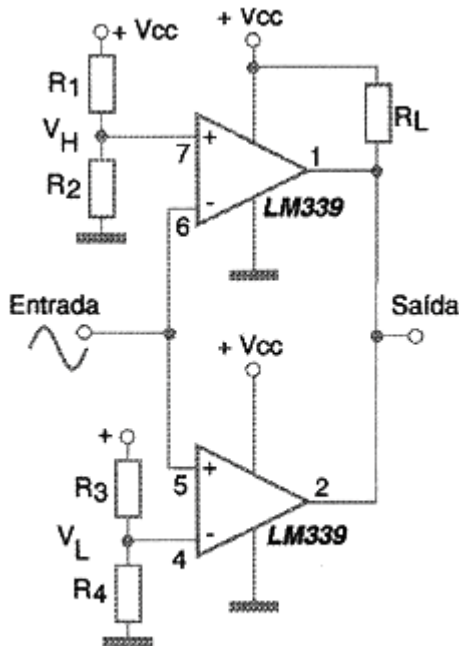


Figura 7 - O comparador de janela.

Os comparadores de janela usam duas tensões de referência que podem ser obtidas por divisores resistivos na maioria dos casos. Na edição anterior da Revista Saber Eletrônica publicamos um artigo em que analisamos mais profundamente o funcionamento dos comparadores de janela.

Uma outra aplicação importante dos comparadores é na conversão de um sinal senoidal num sinal retangular compatível com a entrada de circuitos lógicos digitais.

Como isso pode ser feito é mostrado na figura 8, observando-se a necessidade do uso de uma fonte simétrica.

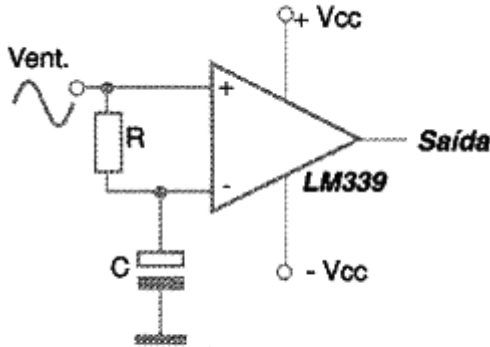


Figura 8 - Conversor senoidal para retangular

O capacitor se carrega com o valor médio da tensão de modo a produzir a referência e assim garantir que, nos sinais de entrada com amplitudes maiores, tenhamos um ciclo ativo do sinal de saída de 50 %.

Uma outra possibilidade de uso para os comparadores é aquela em que temos um elo de realimentação. Dizemos que o comparador opera na configuração "closed loop" conforme mostra a figura 9.

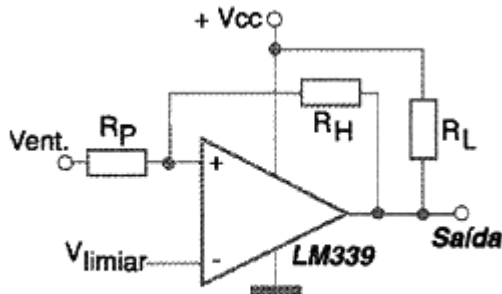


Figura 9 - Comparador com histerese.

Quando um comparador opera com um circuito de realimentação conforme o indicado ele passa a apresentar características de histerese, conforme mostra a figura 10.

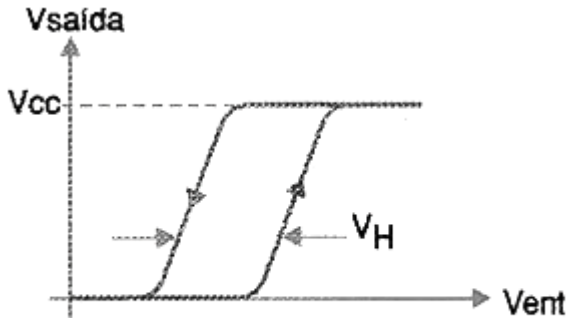


Figura 10 - Característica de histerese de um comparador, conforme circuito da figura 9.

Esta configuração é, em especial interessante, quando sinais de frequências muito baixos são usados na entrada. A tensão de histerese normalmente está entre 1 e 2% da tensão de alimentação, e pode ser calculada pela fórmula:

$$V_h = [R_p / (R_p + R_h)] \times V_{cc}$$

Os Amplificadores Operacionais

Quando usados sem circuitos de realimentação, os amplificadores operacionais se comportam como os comparadores de tensão.

No entanto, os amplificadores operacionais são projetados para operar no modo linear. Na figura 11 temos a curva de bBode típica para um amplificador operacional.

Este tipo de curva é útil principalmente para o projeto de filtros pois ela fornece a curva de resposta de um amplificador como amplitude do sinal de saída em função da frequência dos sinais trabalhados. Observe que, para o amplificador tomado por exemplo, o ganho cai em mais de 50 dB quando passamos de sinais contínuos para sinais com uma frequência de 1 MHz.

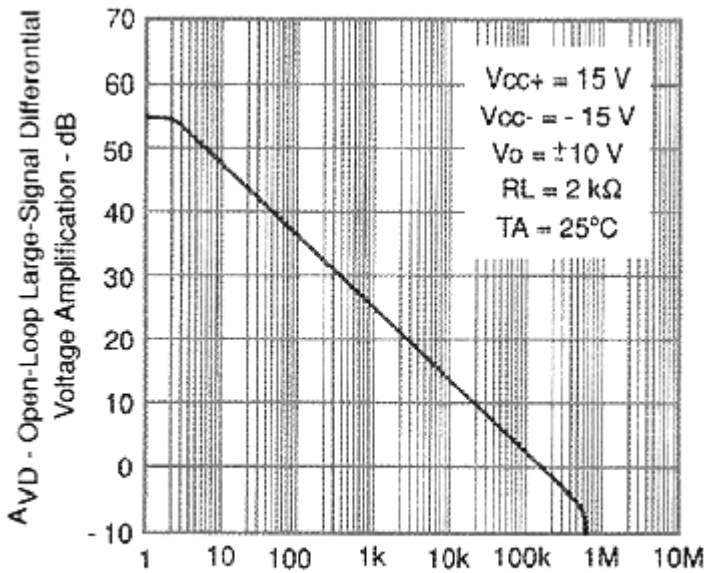


Figura 11 - Amplificação de tensão sem realimentação para sinais intensos.

Evidentemente, em qualquer aplicação como amplificador, deve-se lembrar que a amplitude da excursão do sinal de saída está limitada pelas tensões de alimentação.

Como este tipo de circuito está otimizado para uma aplicação com realimentação, o ganho deve ser programado para que não ocorra a condição de saturação que leva a uma distorção do sinal.

Quando um amplificador é usado sem realimentação, os resultados obtidos podem ser imprevisíveis. Nenhum fabricante pode garantir que tipo de comportamento vai ter um amplificador operacional quando usado sem realimentação.

É claro que em certos casos, pode-se usar um amplificador operacional como comparador.

Um projeto pode ser realizado com base num determinado tipo de amplificador operacional, e funcionar perfeitamente. No entanto, quando este amplificador operacional for substituído por

um equivalente os problemas podem ocorrer, como por exemplo instabilidades, aumento de consumo, etc.

A Texas Instruments em um application note dá como exemplo o caso do amplificador operacional LM324 que pode ser usado como comparador em muitos casos, mas que não comuta de modo apropriado em aplicações críticas como por exemplo no controle de servomecanismos.

O problema se agrava quando a exigência principal do projeto é um comparador de alta velocidade. Os transistores usados nas etapas de saída de amplificadores operacionais não são transistores de comutação. São dispositivos lineares projetados para trabalhar com sinais analógicos. Além de aquecerem mais quando levados a saturação, estes transistores podem não ter tempos de recuperação previsíveis, causando instabilidades ao circuito. Até mesmo a destruição do componente pode ocorrer num caso mais grave.

O Que não Fazer com Amplificadores Operacionais

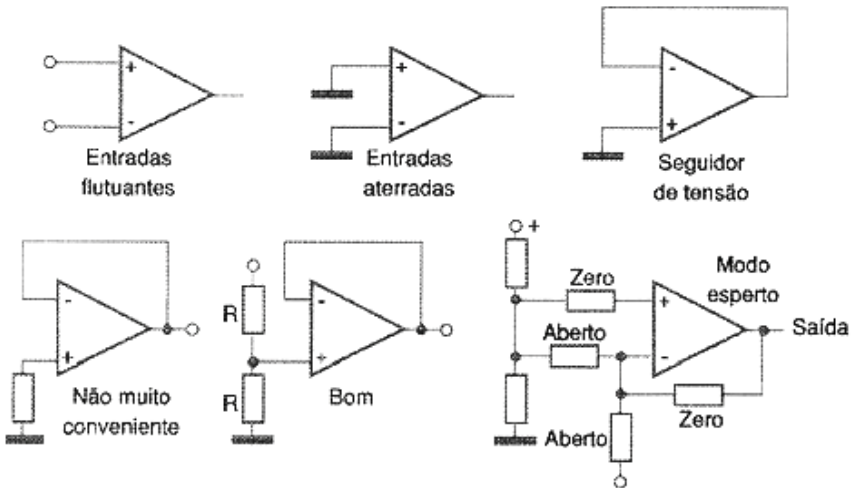
O uso correto de amplificadores operacionais envolve alguns cuidados simples que podem significar a diferença entre um bom desempenho do circuito e a queima do componente.

A Texas Instruments em seu Application Report SL0A067 enumera alguns desses cuidados.

1. Ligação Incorreta dos Terminais das Etapas não Usadas

Muitos circuitos integrados contém diversos amplificadores operacionais que nem sempre são usados na sua totalidade. Na figura 12 mostramos os erros principais que ocorrem quando deixamos amplificadores não usados num circuito integrado que contenha diversos deles.

Veja que as maneiras corretas envolvem a polarização com determinados níveis de tensão das entradas.

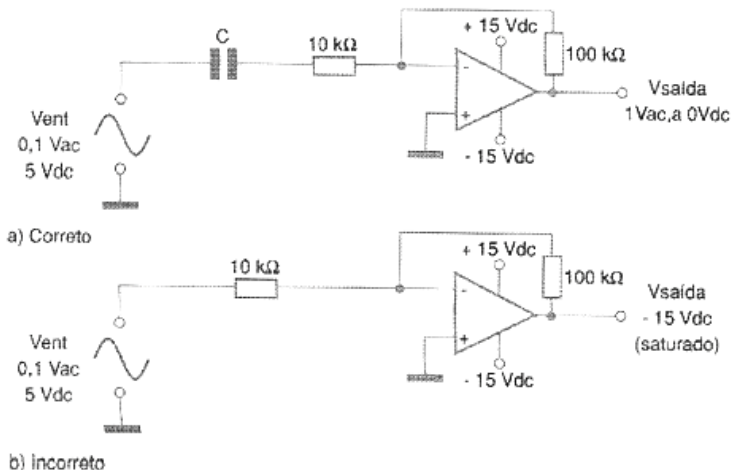


- **Entradas flutuantes** - deixando as entradas livres, com o alto ganho que possui, o ruído pode levar o circuito a oscilar entre as tensões de alimentação, saturando com facilidade. Neste processo, a oscilação pode ser responsável pela produção de ruídos de alta frequência.
- **Aterrar as entradas ao mesmo tempo** - não se pode garantir que não exista uma tensão em modo comum nesta configuração, pois as pequenas diferenças nos comprimentos das trilhas podem ser responsáveis por isso. Esta pequena tensão pode ser responsável pela saturação do amplificador operacional, com efeitos imprevisíveis.
- **Ligar como seguidor de tensão** - não é uma solução apropriada, pois o projetista deve assegurar que o amplificador se estabilize numa condição de funcionamento e permaneça nela. No entanto, esta conexão pode causar aquecimento do componente e aumentar o consumo de energia.
- **Não muito conveniente** - esta lição pode levar o amplificador a apresentar uma saída numa das tensões de alimentação.

- **Bom** - Neste sistema, as entradas inversoras e não inversoras são mantidas em metade do potencial entre a linha positiva e negativa, ou seja, no valor de terra quando se usa fonte simétrica. Se existir um terra virtual no sistema, ele pode ser usado nesta conexão.
- **Modo esperto** - o projetista esperto, segundo a Texas Instruments, prevê a possibilidade do sistema mudar no futuro. Assim, com a retirada dos resistores e com o uso de jumpers, os amplificadores operacionais não usados podem ser aproveitados.

2. Ganho DC

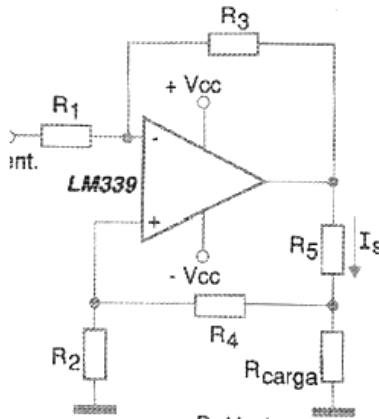
Uma outra causa de problemas, em circuitos que utilizam amplificadores operacionais, é que os projetistas esquecem dos efeitos das componentes DC que podem estar presentes nos sinais. A presença de uma componente DC pode mudar o nível do sinal de saída na condição de repouso, conforme ilustrado na figura 13.



3. Fonte de Corrente Constante

Um fato notado ao verificar as aplicações de componentes deste tipo é o mal uso das fontes de corrente existentes nos amplificadores operacionais. Em certas aplicações a carga é

ligada no final de um cabo, o qual é conectado ao circuito, conforme mostra a figura 14.



$$I_s = \frac{R_3 V_{ent}}{R_1 \cdot R_5}$$

$$R_3 = R_4 + R_5$$

$$R_1 = R_2$$

Figura 14 - Amplificador operacional como fonte de corrente.

Quando o cabo é desligado, o amplificador passa a ter uma forte realimentação positiva que leva sua saída ao potencial da linha de alimentação negativa.

Produtos da Texas Instruments

A Texas Instruments recomenda que não se use amplificadores operacionais sem realimentação como comparadores de tensão. Problemas já analisados podem ocorrer.

No entanto, muitos projetistas são tentados a aproveitar amplificadores operacionais livres de circuitos integrados que contém duas ou quatro unidades, como comparadores e isso pode levar a problemas.

Pensando nesta possibilidade, a Texas Instruments disponibiliza alguns produtos que podem ser muito interessantes

para quem precisa de amplificadores operacionais e comparadores numa mesma aplicação.

São circuitos integrados combinados (combo) que contém num mesmo invólucro amplificadores operacionais e comparadores.

Com estes CIs o projetista pode ganhar tempo, espaço na placa de circuito impresso e mais do que isso: economizar no custo final do produto que está sendo desenvolvido. Os produtos destacados da Texas Instruments são:

TLV2302	AO (1) + Comparador Coletor Aberto (1) - Combo IC
TLV2304	AO (2) + Comparador Coletor Aberto (2) - Combo IC
TLV2702	AO (1) + Comparador Push Pull (1) - Combo IC
TLV2704	AO (2) + Comparador Push Pull (2) - Combo IC

AO = amplificador operacional

O artigo é dos anos 90. Desde então novos tipos, inclusive atendendo as aplicações de baixa tensão com microcontroladores, estão disponíveis. Sugerimos que o leitor pesquise no site Mouser Electronics.(www.mouser.com) os comparadores e amplificadores operacionais da Texas mais recentes.

O Diodo Impatt

Existem componentes cujas características os levam a aplicações específicas e que por isso os tornam pouco conhecidos dos técnicos comuns e mesmo de muitos engenheiros que não trabalham nas áreas em que eles são mais usados. Exemplos destes componentes são os diodos Tunnel, Gunn além de outros componentes usados em circuitos de microondas. Neste artigo focalizamos mais um componente desta família, o diodo Impatt usado em circuitos de altas frequências. (1999)

As características e "avalanche" de determinados tipos de junção apresentando uma característica de resistência negativa tornam-nas ideais para a produção de sinais de frequências muito altas, na faixa de microondas como, por exemplo as que são típicas dos diodos Tunnel e Gunn.

Um componente desta família muito importante, o diodo Impatt, cujo nome vem de Impact Avalanche Transit Time.

Este componente pode ser usado para produzir sinais na faixa de 3 a 100 GHz com potências de saída que ficam normalmente entre 0,1 e 1 W, o que é mais do que os outros componentes da mesma família já citados.

A ideia básica do diodo Impatt é de W. Shockley dos laboratórios da Bell Telephone e vem de 1954.

Inicialmente Shockley propôs o uso de uma junção PN no seu dispositivo, mas posteriormente para se obter um componente prático a ideia teve de ser aperfeiçoada por W. T. Read em 1958 que passou ao uso de uma junção completa do tipo P+/N/I/N+.

No entanto, um dispositivo prático só apareceu pela primeira vez em 1965 utilizando além da estrutura proposta por Read diversas outras.

Estrutura

Na figura 1 temos a estrutura básica de um Diodo Impatt lembrando que nos dispositivos práticos podem ocorrer muitas variações.

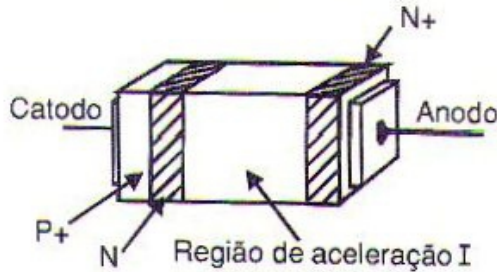


Fig. 1 - Estrutura básica do diodo Impatt

No fundo podemos dizer que se trata de uma junção PN mas um pouco mais sofisticada pelas regiões intermediárias o que não nos deixa entretanto de poder classificar o dispositivo como um diodo.

O símbolo + empregado na figura significa que se trata de uma região semicondutora que tem um grau de dopagem um pouco maior que as regiões normais.

Vemos então que, graças a estas regiões existe um campo elétrico um pouco mais intenso na região N de modo a confinar o fenômeno da avalanche numa região menor do componente.

A região marcada com I indica um semiconductor intrínseco que possui uma baixa densidade de cargas. Este setor do componente funciona praticamente como um isolante até o momento em que portadores de carga são injetados vindos de outras regiões. O diodo proposto por Read a partir da forma básica é mostrado na figura 2.

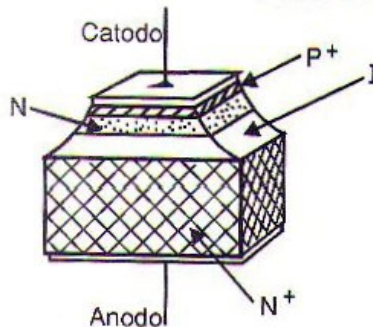


Fig. 2 - Estrutura de um diodo Impatt na prática

As dimensões muito pequenas dessa estrutura permitem que ela opera em frequências tão altas como 100 GHz.

Funcionamento

O funcionamento básico do componente ocorre em duas áreas básicas. A primeira é a região de avalanche ou injeção onde os portadores de corrente (elétrons ou lacunas) são gerados. A segunda é a região de impulso através da qual os portadores de carga passam levando certo tempo.

Este tempo de trânsito é fundamental para o funcionamento do dispositivo já que levam o circuito a uma espécie de ressonância gerando o sinal na frequência desejada.

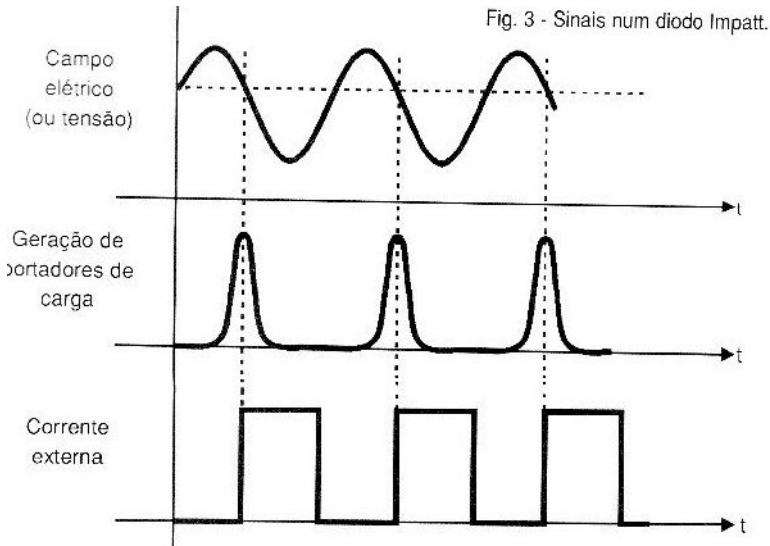
Na operação normal o diodo Impatt é polarizado no sentido inverso de tal forma a atingir a tensão de ruptura inversa da junção PN. O campo elétrico na função PNPO produzido por regiões P e N altamente dopadas é muito forte.

Isso significa que a tensão aparece numa região bastante estreita o que faz com que os portadores sejam acelerados muita intensidade. Quando estes portadores colidem com a estrutura cristalina do material eles liberam mais portadores de carga que também são acelerados e que por sua vez também colidem com átomos da estrutura cristalina liberando mais portadores num efeito em avalanche.

O resultado final da aplicação da tensão mínima de ruptura com a liberação de certa quantidade de portadores de carga , a diminuição da resistência do componente. Temos então uma região de resistência negativa fundamental para que ocorra a oscilação.

Lembramos que na região de resistência negativa um aumento da tensão provoca uma redução da corrente. Veja, entretanto que no diodo Impatt este efeito não ocorre com a corrente que polariza o componente diretamente, mas sim sobre a tensão alternada que , gerada pelas diferenças de fase que ocorrem com o movimento dos portadores de carga em ondas dentro do próprio componente. Isso significa que, quando um sinal AC , aplicado a este componente os picos de corrente ficam 180 graus defasados dos picos de tensão.

Esta defasagem é resultante de dois atrasos que ocorrem no componente: o primeiro decorrente da injeção de cargas e o outro decorrente do tempo de trânsito. Na figura 3 vemos o que ocorre com os sinais no diodo Impatt em vista do que falamos.



Quando a tensão aumenta a ponto de ocorrer a ruptura inversa da junção a produção de portadores de carga não ocorre imediatamente, mas é retardada. Isso ocorre porque essa produção de portadores não depende apenas do campo elétrico presente, mas também do número de portadores que estejam presentes.

Depois que o campo elétrico passa do valor de pico o número de portadores continua a crescer alcançando um máximo 90 graus depois do pico de tensão de entrada. Quando o campo se torna negativo o processo de geração de portadores para e a corrente começa a cair.

No entanto, logo após sua criação os portadores de carga começam a atravessar a região N+ estabelecendo assim a corrente externa. Veja pelos gráficos que, enquanto a corrente demora um tempo curto para fluir pela região de aceleração a tensão se mantém por mais tempo.

Veja que esta defasagem faz com que ao se aplicar uma tensão ao componente a corrente ficar fora de fase. Assim, se a tensão correta for aplicada ao componente ele entra em oscilação podendo gerar sinais de frequências muito altas.

Outros Tipos

Um componente derivado do diodo Impatt e com nome parecido é o Trapatt. O nome deste componente vem de Trapped Plasma Avalanche-Triggered Transit e consiste num diodo oscilador de microondas.

O Trappat , formado por um diodo semiconductor numa cavidade coaxial ressonante. Quando devidamente polarizado, ondas de alta frequência são emitidas dentro da cavidade. Com a reflexão estas ondas realimentam o processo de emissão levando o dispositivo a oscilação.

Diodos Impatt Comerciais

Algumas empresas como a Insight Products (<http://www.insight-product.com/products3.htm>) produzem módulos contendo diodos Impatt já preparados para funcionar como fontes de potência de sinais na faixa de microondas.

Uma destas fontes, por exemplo, indicada como IP-6 pode gerar sinais de 26,5 GHz a 40 GHz com uma potência de 30 Watts (pulsos de 100 ns e ciclo ativo de 1%) ou podem produzir uma saída de 0,5 W com pulsos de 0,1 a 1 ms e ciclo ativo de 50%. A empresa que anuncia estes componentes indica que pode fabricar módulos geradores de microondas para qualquer frequência dentro da faixa de 20 a 140 GHz. Esta empresa também trabalha com módulos que usam diodos Gunn.

USOS

A possibilidade de se usar este componente para gerar sinais na faixa de microondas de 3 a 100 GHz com muita facilidade sem a necessidade de muitos componentes o torna ideal para aplicações em alarmes, radares, equipamentos de telecomunicações que operem nesta faixa de frequências.

Para polarizar o diodo Impatt no ponto de funcionamento normalmente são exigidas tensões na faixa de 75 a 150 volts.

Um ponto importante que deve ser levado na sua aplicação é o elevado nível de ruído que aparece junto ao sinal devido ao processo de avalanche que ocorre no componente.

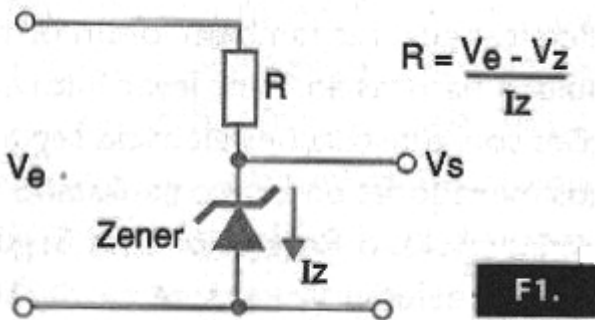
Referências de tensão

Tensões de referência precisas são importantes em muitas aplicações eletrônicas, pois elas servem de parâmetros para circuitos de medidas, aquisição de dados e muito mais.

Se bem que existam técnicas simples para se obter uma referência, como as que fazem uso de diodos zener, o grau de precisão necessário a uma aplicação pode exigir configurações muito mais elaboradas. Nesse artigo veremos os diversos tipos de configurações que podem ser usadas nessas aplicações, com uma análise de sua precisão e confiabilidade.

Diodo Zener

A maneira mais simples de se obter uma referência de tensão é a que faz uso de um diodo zener em série com um resistor, conforme mostra a figura 1.



O diodo zener mantém constante a tensão entre seus terminais, mesmo quando a tensão de entrada varia numa certa faixa de valores.

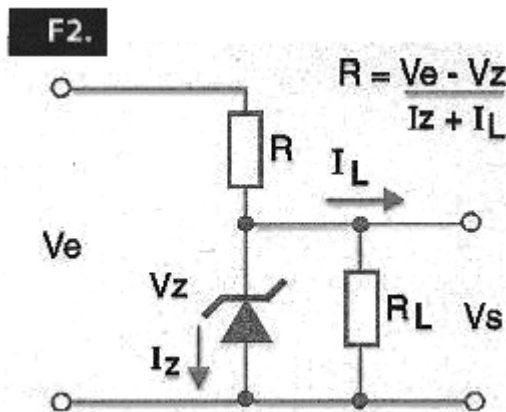
No entanto, esse tipo de referência tem alguns inconvenientes, principalmente devido ao fato de que um diodo zener comum além de não ser um componente com uma característica absolutamente linear, sofre alterações sensíveis da

tensão que opera com a temperatura e, além disso, já vem de fábrica com uma tolerância de 5%.

Para que o leitor tenha uma ideia, damos na tabela abaixo os coeficientes de temperatura de alguns diodos zener comum assim como sua impedância dinâmica.

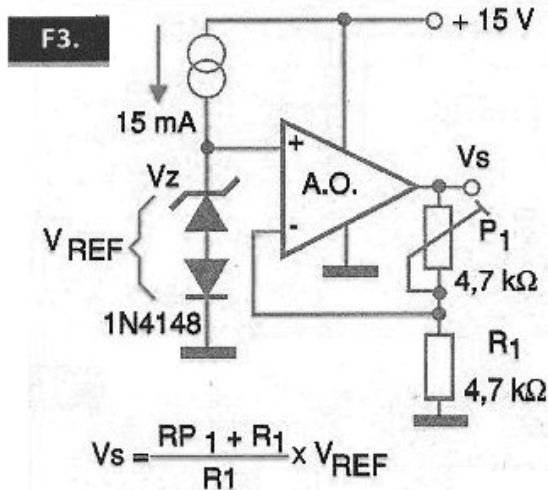
Tensão zener (V)	Coefficiente de temperatura (mV /°C)	Impedância dinâmica (ohms)
2,7	- 1,8	120
3,9	- 1,4	100
4,3	- 1,0	90
4,7	+ 0,3	85
5,6	+ 1,5	55
6,2	+ 2,0	27
9,1	+ 6,0	25
12	+ 8,0	35
15	+ 12,5	40

A própria resistência interna de um diodo zener como regulador já faz com que a tensão apresentada sofra variações com a tensão de carga, conforme mostra a figura 2.



Dentro de certos limites podemos usar um diodo zener na configuração indicada como referência de tensão, fixando a corrente em torno de 5 mA, tipicamente. De ntro de certa faixa de operação, podemos ter uma referência de tensão que pode ser considerada razoável se a aplicação não exigir grande precisão.

Podemos melhorar a referência se utilizarmos uma configuração com um amplificador operacional, conforme mostra a figura 3.



Alimentamos o diodo zener com uma fonte de corrente constante e aplicamos a tensão de referência a um amplificador operacional operando como seguidor de tensão ou ainda com um ganho baixo que garanta uma elevada impedância de entrada para o circuito.

Nesse circuito podemos ainda variar um dos resistores da rede de realimentação controlando o ganho e assim obtendo uma tensão diferente daquela que pode fornecer o zener.

Uma grande vantagem desse circuito em relação ao uso simples de um diodo zener está na baixa impedância de saída do operacional. O circuito externo não carrega a referência, alterando assim o valor da tensão fornecida.

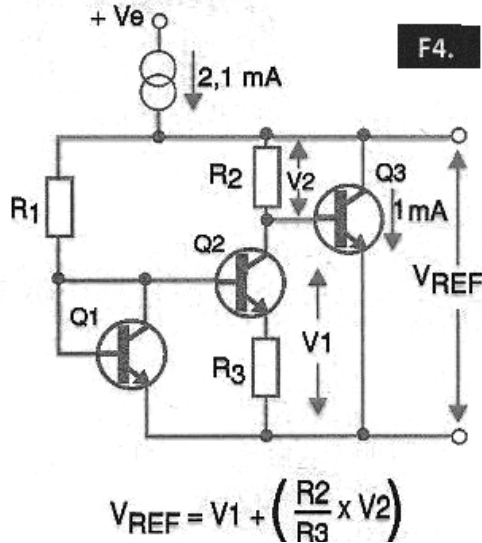
Numa aplicação comum, a fonte de corrente constante pode até ser um simples resistor calculado para fornecer uma corrente da ordem de 5 mA ao diodo zener.

Circuitos Integrados

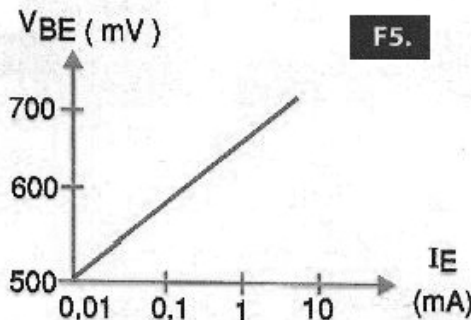
Partindo dos problemas que as referências comuns podem apresentar podemos elaborar circuitos que compensem os

problemas de variação das correntes com a temperatura e também das tensões e mais do que isso, podemos integrar esses circuitos obtendo componentes específicos para aplicações como referências de tensão.

A ideia básica de uma referência de tensão integrada pode ser melhor entendida se tomarmos como ponto de partida o circuito da figura 4.



O par de transistores Q1 e Q2 funciona como uma referência de tensão, ou seja, como um "zener virtual" em que a tensão obtida depende das características de transferência dos transistores usados conforme a curva mostrada na figura 5.



Esse circuito gera uma referência do tipo "band gap" de aproximadamente 1,25 V com excelente estabilidade, sendo usado em muitos reguladores de tensão integrados.

No circuito mostrado o transistor Q1 funciona na realidade como um zener, com o coletor ligado à base, de modo a fornecer uma referência com uma corrente típica de 1 mA.

O transistor Q3 é usado como driver e a parte de corrente constante fornece uma corrente de 2,1 mA de modo que o transistor de saída terá uma corrente de coletor 1 mA.

A tensão de referência obtida desse circuito (V_{ref}) será dada pela soma da tensão em R2 e V_{be3} . Veja que essas duas tensões possuem coeficientes opostos de temperatura de modo que uma compensa a outra.

Na prática, podemos contar com uma boa quantidade de circuitos integrados de referências de tensão, sendo os mais comuns os da National Semiconductor (Agora no Grupo Texas Instruments). Na tabela dada a seguir temos alguns deles.

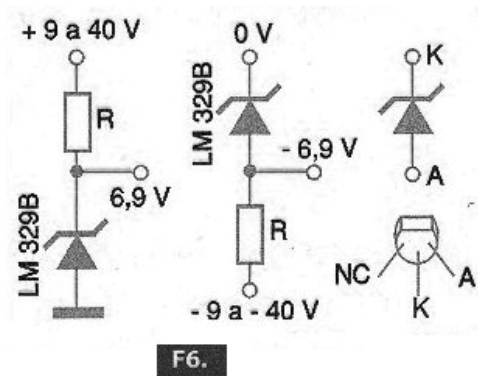
Circuito Integrado	V_{ref}	Tolerância de tensão (*) (+/-)	Drift PPM/oC (max)	Corrente de operação (mA)	Tipo de saída
LM329B	6V9	5%	50	0,6 - 15	Shunt
LM336B - 2.5	2V49	2%	54	0,4 - 10	Shunt
LM336B - 5.0	5V0	4,0%	54	0,4 - 10	Shunt
LM368 - 2.5	2V5	0,2%	30	0.55	Saída Série
LM368 - 5.0	5V0	0,1%	30	0,35	Saída ate 10 mA
LM368 - 10.0	10V	0,1%	30	0,35	-
LM385	1.235 - 5V3	-	-	13uA - 20 mA-	Shunt
LM385 - 1.2	1V235	2,4%	150	15uA - 20 mA	Shunt
LM385 - 2.5	2V5	3%	150	20 uA - 20 mA	Shunt
LM3999	6V95	5%	6	06 - 10 mA	Shunt

Esses circuitos integrados basicamente operam de duas formas para obter a tensão de referência. Num deles existe um "zener integrado" no próprio chip, normalmente de 6,9 V, o qual

apresenta boas características de estabilidade. No outro caso, temos a configuração band-gap integrada, fornecendo uma tensão de 1,2 V tipicamente. Analisemos alguns circuitos práticos com esses componentes, para que o leitor tenha uma ideia melhor de seu uso.

LM329B

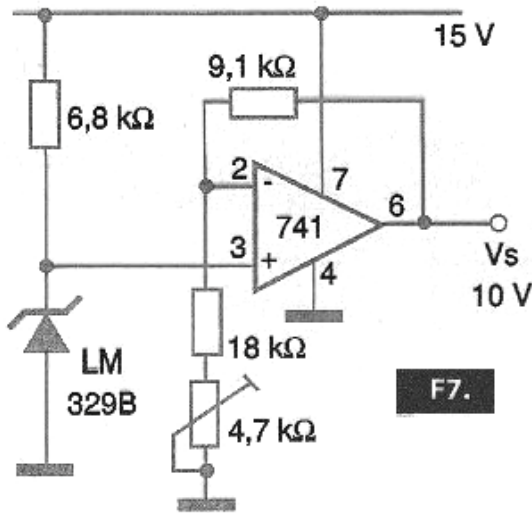
Esse circuito integrado pode ser usado numa excelente referência de tensão de 6,9 V, aproveitando-se, portanto, que se trata-se de um zener integrado, conforme os circuitos mostrados na figura 6.



Esse circuito pode operar com correntes de 0,6 a 20 mA no diodo zener e utiliza apenas um resistor externo para fixar essa tensão.

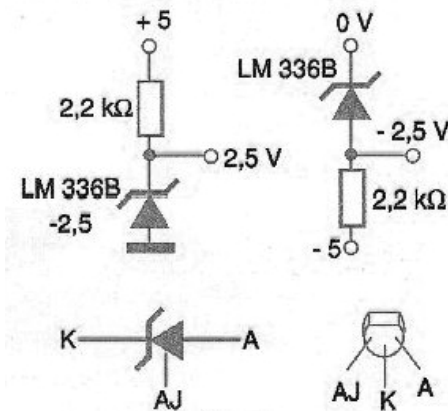
Para se obter uma tensão diferente "bufferizada", podemos empregar essa referência de tensão em conjunto com um amplificador operacional, conforme mostra o diagrama da figura 7.

Nesse circuito, o ganho do amplificador operacional pode ser ajustado para se obter a tensão desejada, por exemplo, 10 V com o circuito indicado. Um trimpot multivoltas permite um ajuste preciso da tensão de referência desse circuito.

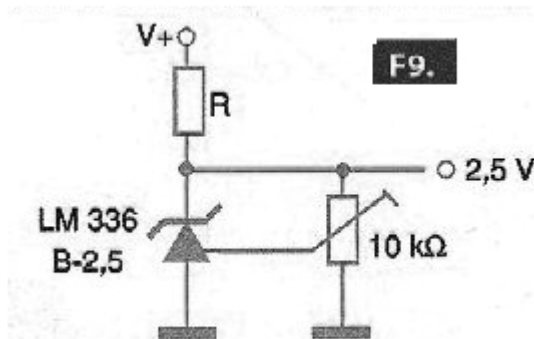


LM336B

Conforme mostra a figura 8, esse circuito integrado é usado de modo semelhante ao anterior, já que se trata basicamente de um zener ajustável num único chip. Temos duas configurações possíveis onde o resistor em série determina a corrente pelo componente. Nesse circuito temos as tensões fixas de saída sem o uso da entrada de ajuste.

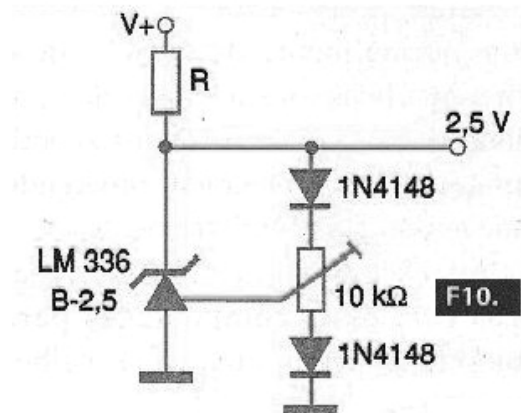


Para usar a entrada de ajuste, usamos a configuração da figura 9.

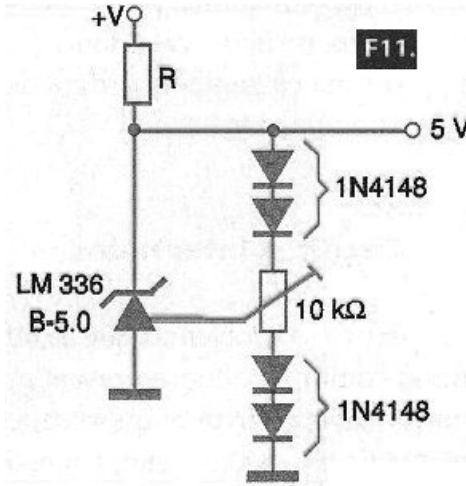


Observe, entretanto, que não se trata de ajuste no sentido amplo de podermos ter qualquer tensão de saída, mas sim um "trimmer", onde fixamos a tensão de saída dentro de estreitos limites, em torno da tensão de referência de componente. Por exemplo, para o LM338B -2,5 V, a faixa de ajuste é de 120 mV em torno da tensão de saída de 2,5 V.

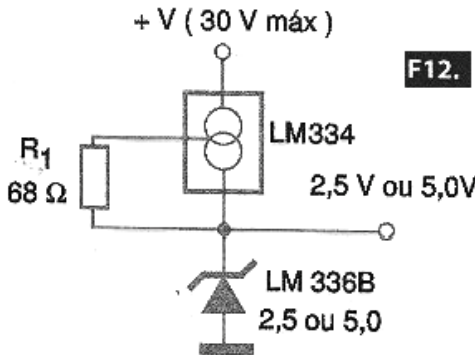
Podemos ainda melhorar o desempenho desse ajuste com o acréscimo de um "sensor" de temperatura que faz sua compensação, conforme mostra a figura 10.



Para o LM336B – 5,0 V podemos ter uma compensação de temperatura e um ajuste mais amplo, de 500 mV, utilizando o circuito da figura 11.

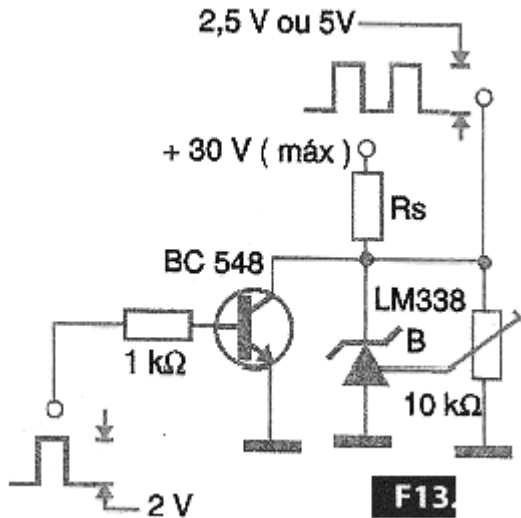


É claro que podemos empregar esse componente em conjunto com outros para obter aplicações mais elaboradas de uma referência de tensão. Uma primeira possibilidade consiste num circuito que aceita uma faixa mais ampla de tensões de entrada para obter uma referência fixa de saída, conforme mostra a figura 12.



Esse circuito se baseia no LM334 que é uma fonte de corrente constante e que permite, em conjunto com o LM336B obter tensões de referência de 2,5 V ou 5 V, conforme o componente usado. Esse circuito admite tensões de entrada de até 30 V.

Na figura 13 temos um circuito que tem por finalidade obter um sinal retangular de precisão para ajuste de circuitos. Trata-se, portanto, de uma referência de tensão modulada, ideal para calibrar osciloscópios, interfaces digitais e sistemas de aquisição de dados.

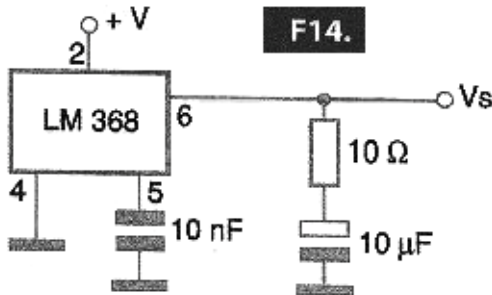


A tensão de pico obtida nesse circuito depende do circuito integrado de referência de tensão usado que pode ser o de 2,5 V ou o de 5 V.

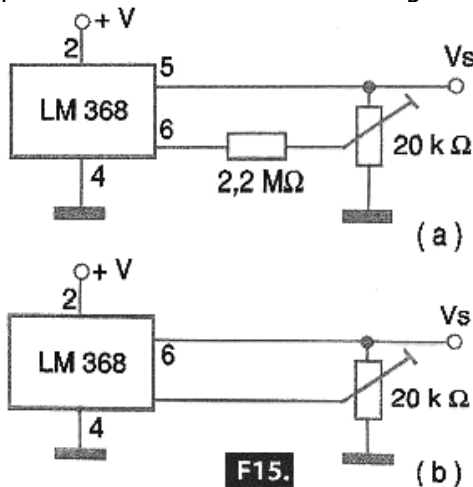
LM368

Esse componente, em suas três versões de 2,5, 5,0 e 10 V possui uma referência de tensão interna do tipo band-gap e uma etapa de potência que pode fornecer correntes de saídas até 10 mA. A tensão de saída é determinada pelo sufixo do componente.

O circuito integrado LM368 é fornecido tanto em invólucro DIL de 8 pinos como em invólucro metálico. Na figura 14 temos a aplicação básica desse componente, para uma referência de tensão de baixo ruído.

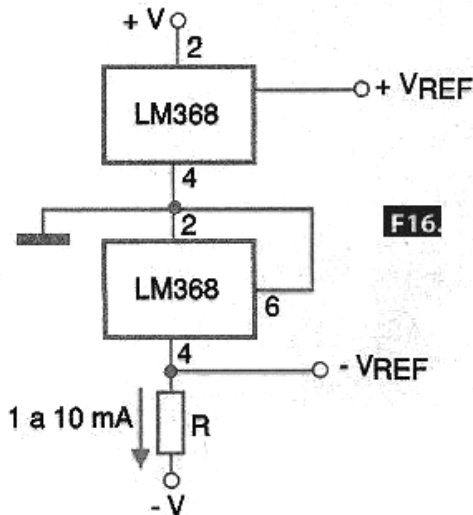


Os capacitores e o resistor formam um circuito de filtro que reduz o ruído. Na figura 15 temos o modo de se usar a entrada de ajuste, que também nesse caso tem uma estreita faixa de ação da ordem de 1% da tensão) para se obter uma tensão de saída de grande precisão. Para se obter uma faixa mais larga de ajuste, pode ser usado o circuito da figura 15.



Para o LM368-2.5, por exemplo, com o circuito indicado pode-se obter tensões de referência de 2,2 V a 5,0 V e para o LM368-5.0 pode-se obter tensões de saída de 4,5 V a 6,0 V com esse mesmo circuito.

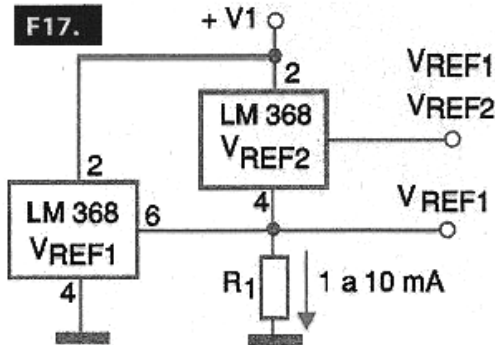
Na figura 16 temos uma configuração interessante que, usando duas referências do tipo indicado pode ser usada para se obter uma referência simétrica de tensão com apenas um resistor limitador de corrente.



O resistor deve ser calculado para se obter uma corrente de 1 a 10 mA nos circuitos integrados que servem como referência de tensão.

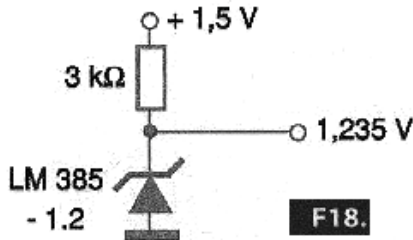
Para se obter duas tensões de referência com um mínimo de componentes, podemos usar o circuito da figura 17.

Nesse circuito, o resistor é calculado para se obter uma corrente da ordem de 1 mA ou mais para a tensão de referências escolhida.

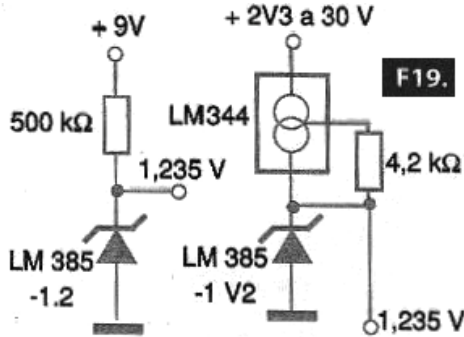


LM385-1.2

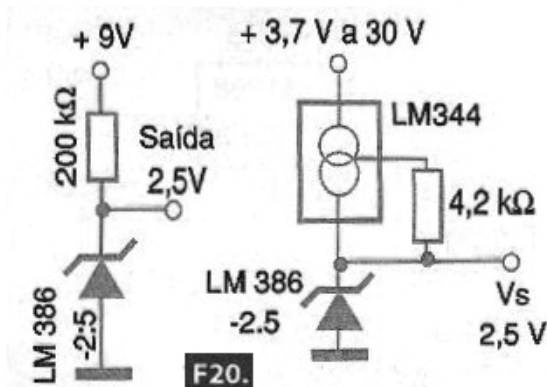
Trata-se de um regulador de tensão em invólucro SOT-54 com três terminais, mas dos quais apenas dois são usados. Conforme mostra a figura 18, ele se comporta como um zener de precisão fornecendo uma referência de 1,235 V a partir de tensões muito baixas, como a de uma única pilha de 1,25 V.



Para uma alimentação com tensões maiores, 9 V por exemplo, podemos usar o circuito da figura 19. Nessa mesma figura mostramos a versão que faz uso de uma fonte de corrente constante e dessa forma possibilitar a operação do circuito numa ampla gama de tensões de entrada.

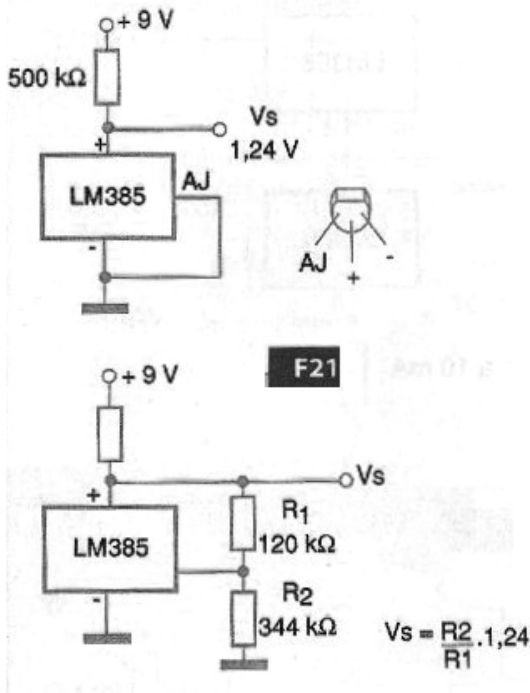


Para a versão de 2.5 V (LM385-2.5) temos os circuitos mostrados na figura 20.



A versão LM385 (sem sufixo) possui um terminal de ajuste, podendo operar em duas configurações básicas que são mostradas na figura 21.

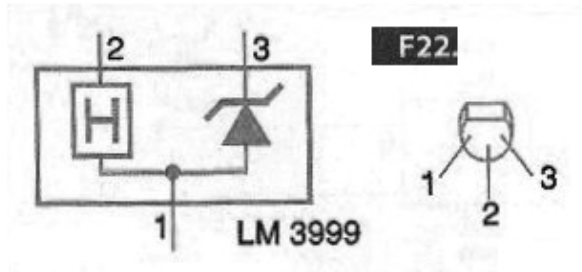
Na primeira ela opera como uma referência fixa de 1,24 V que é dada pelo regulador tipo band-gap ao mesmo tempo em que no segundo caso, com a ajuda de um divisor resistivo é possível programar a tensão de saída para um valor maior.



Esse valor pode ser calculado facilmente somando-se 1,24 à tensão proporcionada pelo divisor resistivo. Conforme fórmula dada junto ao diagrama. Veja que esse circuito integrado também é fornecido em invólucro de três terminais SOT-54.

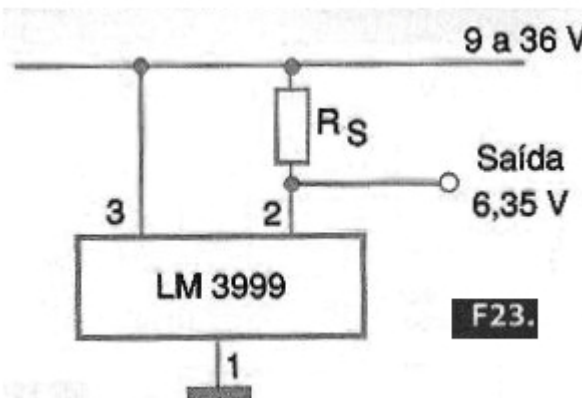
LM3999

O que diferencia este dispositivo dos demais circuitos integrados que funcionam como referências de tensão é a presença de circuito de compensação de temperatura. Na figura 22 temos o invólucro e o circuito interno equivalente.



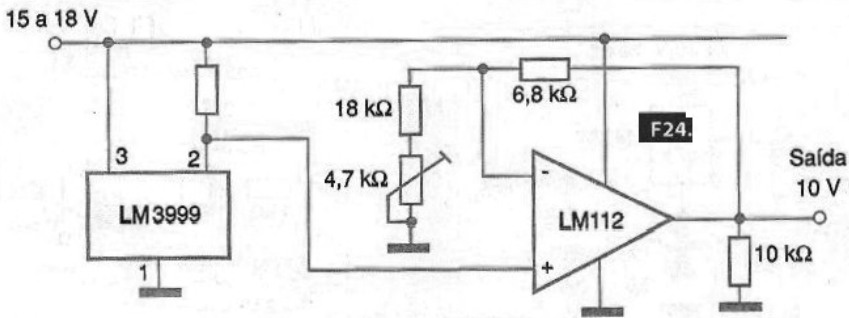
Esse dispositivo tem um coeficiente de temperatura de 0,0002 % por graus centigrados e opera com correntes de 0,6 mA a 10 mA. A tensão de referência é de 6,95 V.

Na figura 23 temos um circuito típico de aplicação desse componente.



O resistor deve ser calculado para que a corrente no zener fique na faixa de valores admitida pelo componente.

Para uma referência de tensão "bufferizada" podemos usar a configuração mostrada na figura 24, a qual faz uso de um amplificador operacional.



O ganho de tensão do amplificador operacional pode ser ajustado no trimpot de modo a se obter tensões diferentes daquela fornecida pelo zener interno do LM3999. No exemplo, a tensão será ajustada para um valor em torno de 10 V.

Veja que a entrada desse circuito pode ficar entre 15 V e 18 V e a compensação de temperatura interna do LM3999 é usada. Esse circuito apresenta uma precisão suficientemente elevada para poder usado na calibração de instrumentos de laboratório.

Conclusão

Referências de tensão são circuitos de grande importância principalmente no projeto de instrumentos de medida e para sua própria calibração.

Nesse artigo fizemos uma breve análise dos principais tipos com um enfoque especial à linha de circuitos integrados da National Semiconductor (www.national.com) que possui uma linha bastante ampla desses componentes.

Sugerimos que o leitor visite o site dessa empresa não só para ter acesso aos datasheets completos desses componentes como também aos tipos mais recentes, já que o artigo não é atual, o que é importante para um projeto.

Sensores Ópticos

A disponibilidade de diversos tipos de sensores ópticos sensíveis e rápidos permite ao projetista de controles eletrônicos de todos os tipos a elaboração de circuitos de grande eficiência. Estes circuitos podem ser usados para detectar o fim de curso de partes móveis de uma máquina, controlar a velocidade de rotação de um volante ou ainda detectar a passagem de um objeto por um determinado local.

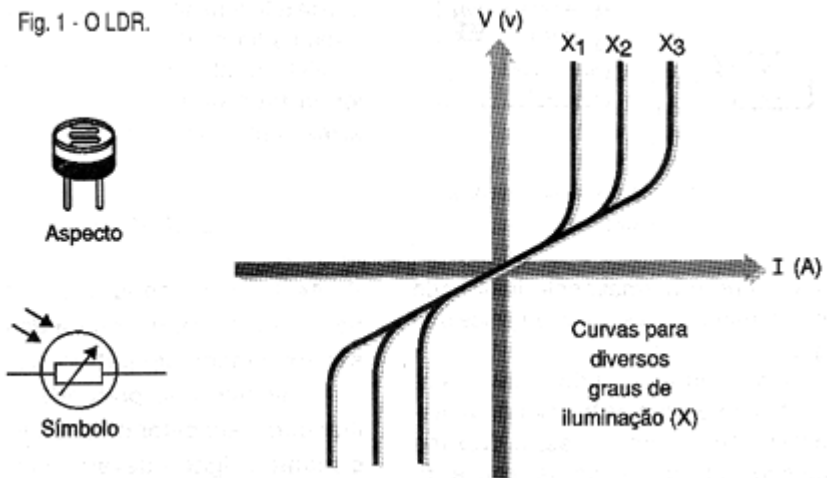
Para estudar estes sensores devemos partir inicialmente dos dispositivos utilizados para esta finalidade, passar pelas tecnologias e depois ir aos circuitos aplicativos. É o que faremos.

Os sensores

Existem diversos tipos de dispositivos sensores que podem ser utilizados no controle óptico de máquinas.

O primeiro é o LDR ou Light Dependent Resistor (fotoresistor) que consiste numa célula de Sulfeto de Cádmio com símbolo, forma e curvas características mostradas na figura 1.

Fig. 1 - O LDR.



O LDR é um dispositivo cuja resistência depende da intensidade de luz que incide numa superfície sensível. A resistência é mais elevada no escuro, caindo rapidamente à medida que a intensidade luminosa aumenta.

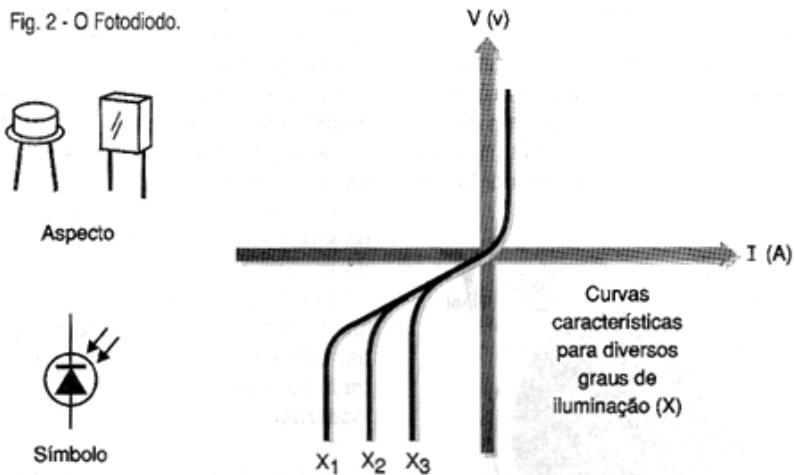
Os LDRs comuns podem ter uma resistência maior que 1 M ohms no escuro e menor que 100 ohms com iluminação total. Sua sensibilidade é, portanto, muito grande e ele pode conduzir a corrente em ambos os sentidos.

Todavia, a maior desvantagem no uso dos LDRs como sensores é sua velocidade de resposta, que é muito lenta. Acima de uns 10 kHz ele deixa de responder eficientemente às variações de luz.

Isso significa que esse tipo de sensor funciona bem como um detector de passagem de baixa velocidade, uma chave de fim de curso ou ainda como elemento de segurança impedindo o acionamento de uma máquina quando alguém está num determinado local de perigo. Ele não serve, entretanto, como sensor de velocidade de uma peça que gira em alta rotação.

Os LDRs, contudo, podem trabalhar com correntes relativamente elevadas simplificando os projetos dos circuitos em que eles operam. Outro tipo de sensor importante é o fotodiodo cujo símbolo, aspecto e curva característica são ilustrados na figura 2.

Fig. 2 - O Fotodiodo.



O fotodiodo funciona baseado no fato de que a corrente numa junção PN polarizada no sentido inverso varia com a luz que nela incide. Esta luz libera portadores de carga que se somam à corrente de fuga.

As correntes que se obtém dos fotodiodos quando iluminados são muito baixas, exigindo circuitos de grande amplificação para o acionamento de dispositivos de potência.

A principal vantagem dos fotodiodos, entretanto, está na sua elevadíssima velocidade de resposta, o que torna esse tipo de sensor ideal para medir rotação de peças em alta velocidade, ler códigos de barras e até mesmo contar objetos que passem com muita rapidez por um local.

A seguir, temos os fototransistores cujo símbolo, aspecto e curvas características são mostrados na figura 3.

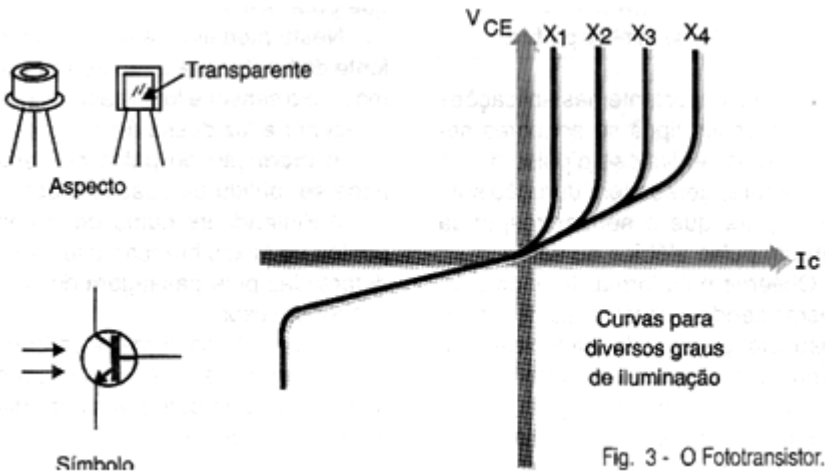


Fig. 3 - O Fototransistor.

Os fototransistores funcionam segundo o mesmo princípio dos fotodiodos, ou seja, aproveitando a corrente de fuga entre coletor e emissor que depende da luz incidente nas junções.

Embora os transistores sejam mais sensíveis que os fotodiodos, já que podemos aproveitar o fato de que eles podem ser ligados de modo a amplificar as correntes de fuga, sua velocidade é um pouco menor.

Existem tipos de fototransistores montados na configuração Darlington que podem fornecer intensidades de sinal

maiores. No entanto, nesta configuração, ao lado do ganho de sensibilidade temos uma redução na velocidade de resposta. Na configuração Darlington, a capacitância entre emissor e base dos transistores influi na resposta de frequência de modo acentuado, reduzindo assim a velocidade máxima de operação.

Outros dispositivos igualmente importantes, mas de utilização menos comum, podem ser encontrados em algumas aplicações como os foto-SCRs e os foto-triacs, cujos símbolos são observados na figura 4.

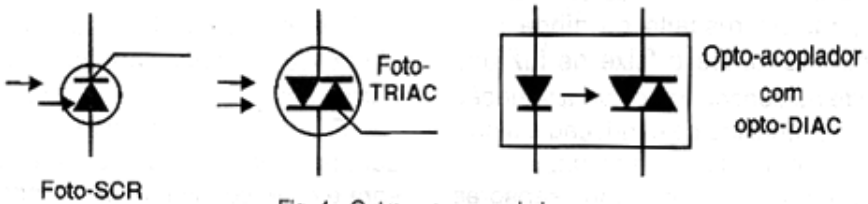


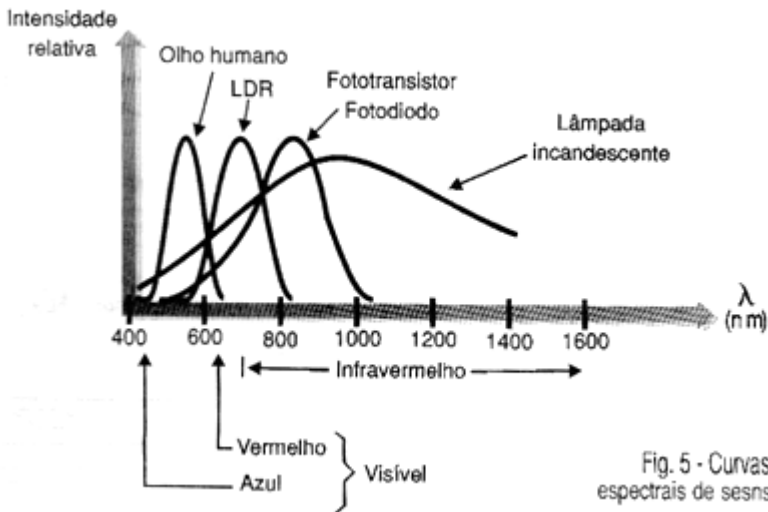
Fig. 4 - Outros sensores de luz.

Basicamente eles consistem em SCR's e TRIAC's que são disparados pela luz. Podemos também incluir nesta categoria os fotodiacs.

Fontes de Luz

Para excitar os sensores analisados são usadas as mais diversas fontes de luz. O principal ponto a ser observado na escolha da fonte de luz que vai excitar um determinado sensor é a sua curva espectral de emissão, que deve "casar" com a curva espectral de resposta do sensor.

De nada adianta iluminar o sensor sensível à luz visível com uma fonte infravermelha que ele não consegue "ver". Na figura 5 temos as curvas espectrais de algumas fontes de luz assim como dos sensores que estamos analisando.



É interessante observar que a maioria dos sensores analisados pode "ver" radiação tanto da faixa do infravermelho quanto do ultravioleta, o que permite que a fonte de luz, nos casos em que isso seja importante, seja invisível aos olhos humanos.

As tecnologias

Para usar um sensor óptico numa aplicação qualquer existem diversas tecnologias que podem ser empregadas.

A mais comum é a que faz uso da interrupção de um feixe de luz que incide num sensor, conforme ilustra a figura 6.

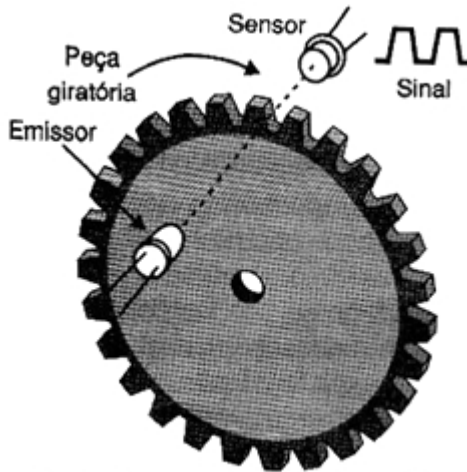


Fig. 6 - Sensoreamento por interrupção.

Quando um dente de uma engrenagem, um ressalto ou ainda uma peça interrompe o feixe de luz que incide no sensor, temos uma variação de sua condição de condução e a produção de um pulso de saída.

É comum encontrarmos sensores já prontos ou chaves ópticas industriais que são componentes que já contêm no invólucro um emissor (normalmente um LED infravermelho) e um receptor que pode ser qualquer um dos estudados no item anterior. Na figura 7 mostramos um desses sensores que pode ser usado com uma roda denteada.

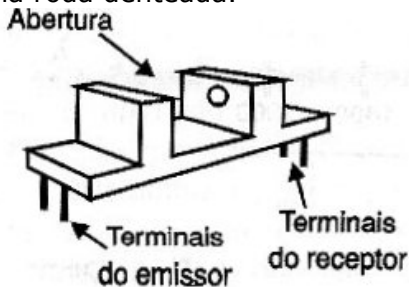


Fig. 7 - Uma chave óptica.

O funcionamento de modo "invertido" para o sensor também é possível, quando em lugar de se produzir um pulso

pela interrupção da luz, este pulso é gerado pela passagem de um "gap" ou ainda por um furo numa roda ou outro dispositivo móvel, conforme indica a figura 8.

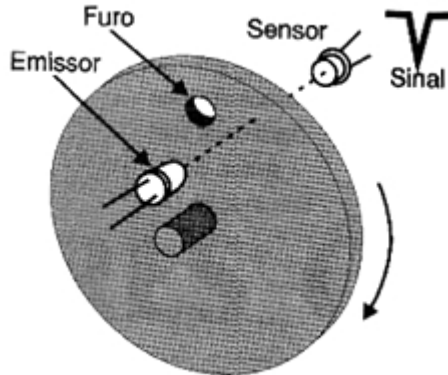


Fig. 8 - Sensoreamento por furo.

É muito importante nas aplicações em que esses tipos de sensores sejam usados verificar se o pulso de luz (ou sombra) gerado tem duração suficiente para que o sensor responda com um pulso elétrico na saída.

Observe pela forma de onda que, mesmo sendo a interrupção de luz um pulso retangular, dada a velocidade de resposta do sensor, na saída não temos uma forma de onda igual.

Este tipo de comportamento exige que nas aplicações onde o pulso excita circuitos digitais, faça-se uso de disparadores ou outros circuitos que melhorem a forma de onda para que ela possa ser trabalhada com contadores e outros circuitos utilizados.

É importante observar também que, nos casos em que a fonte emissora e o sensor ficam muito longe um do outro, devem ser usados recursos ópticos para aumentar a sensibilidade. O mais comum é o uso de lentes convergentes que podem ser acopladas ao sensor, ao emissor ou a ambos, conforme mostra a figura 9.

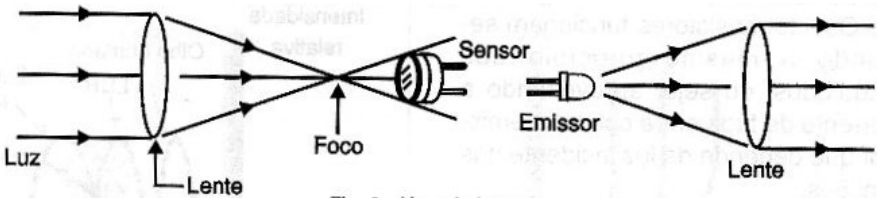


Fig. 9 - Usando lentes.

A lente convergente pode operar de duas formas:

- a) Concentrando a luz que incide na sua superfície sobre a superfície do sensor.
- b) Alterando a emissão do feixe de luz de modo que ele se torne mais paralelo e, portanto, fique mais concentrado na direção em que o sensor está localizado.

Um outro modo de se operar os sensores é o denominado "refletivo" que pode ser visto na figura 10.

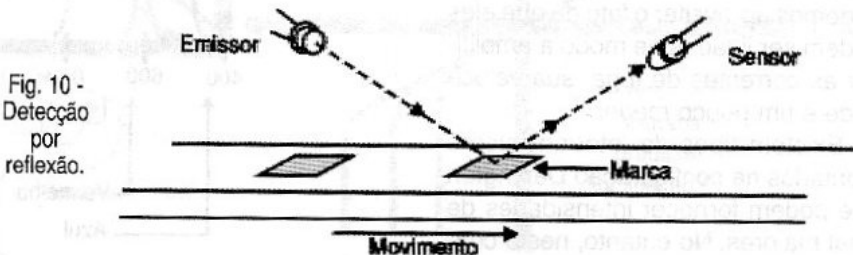


Fig. 10 -
Detecção
por
reflexão.

Nesta modalidade de operação a fonte de luz ilumina uma área da peça móvel e o sensor é focalizado de modo a receber a luz dessa área.

A produção do pulso no sensor pode ser obtida de duas formas:

- α) Pintando-se numa peça negra pontos ou faixas brancas que vão ser detectadas pela passagem diante do sensor/emissor.
- β) Pintando-se numa peça branca faixas ou pontos pretos que vão ser detectados pela sua passagem diante do sensor/emissor.

Circuitos Práticos

Apresentamos, a seguir, diversos circuitos práticos usando sensores ópticos.

Começamos pelo circuito para fotodiodo com amplificador operacional, sugerido pela Texas Instruments (*) e que é mostrado na figura 11.

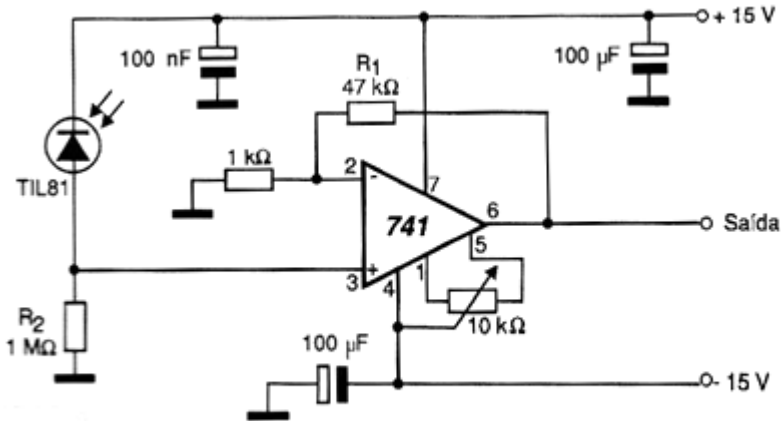


Fig. 11 - Circuito para fotodiodo.

Neste circuito o ganho é determinado pelo resistor R1 ao mesmo tempo em que o trimpot entre os pinos 1 e 5 é um ajuste de nulo para a tensão de saída. Deve ser alimentado por fonte simétrica e a frequência máxima dependerá justamente do operacional, sendo inferior a 1 MHz.

Na figura 12 temos outra configuração sugerida pela Texas Instruments (*), que inclui um disparador de modo a se obter um tempo de variação menor para o sinal.

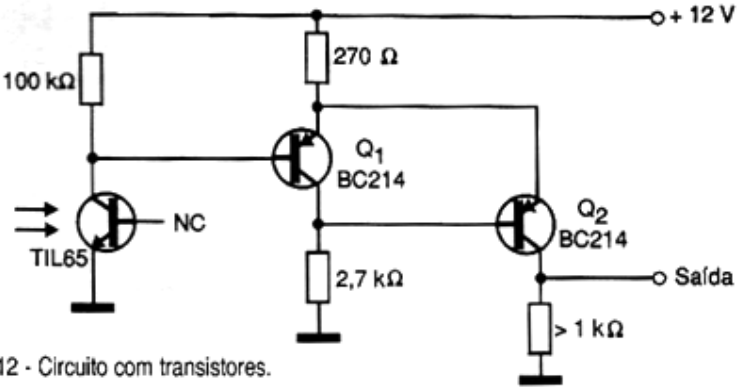


Fig. 12 - Circuito com transistores.

Na figura 13 temos um circuito de opto-acoplador que usa uma lâmpada comum de 12 V como fonte, sugerido pela Texas Instruments (*).

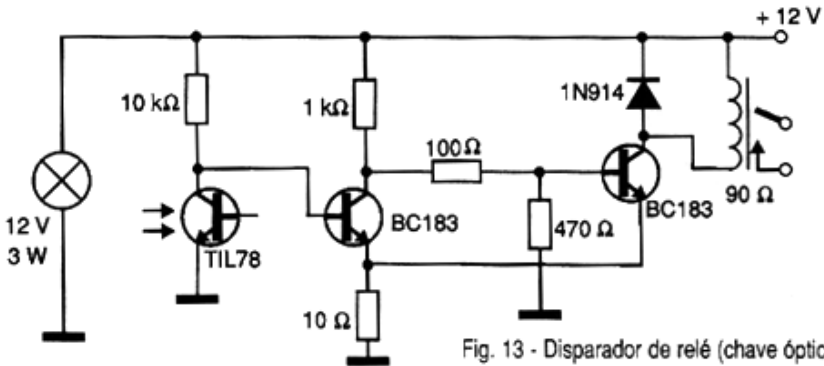


Fig. 13 - Disparador de relé (chave óptica).

Nele, o relé deve ter uma corrente de acionamento de no máximo 50 mA.

Para fornecer um sinal a partir de um sensor para um circuito digital TTL temos a configuração ilustrada na figura 14.

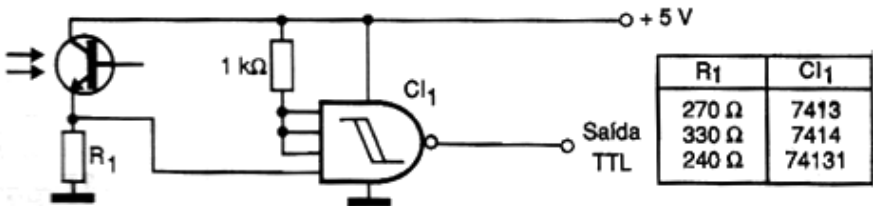


Fig. 14 - Configuração para TTL.

Esta configuração também é sugerida pela Texas Instruments (*) e funciona com diversos disparadores da família TTL. Um circuito mais sensível, ainda fornecido pela Texas Instruments (*), é apresentado na figura 15.

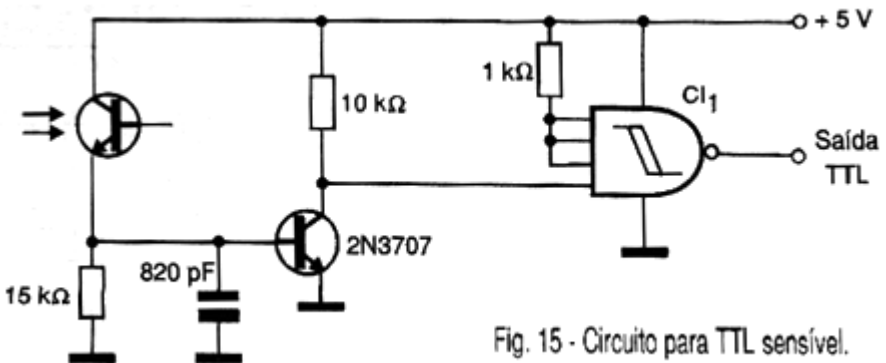


Fig. 15 - Circuito para TTL sensível.

Este circuito excita disparadores Schmitt-TTL, como o anterior.

(*) A Texas Instruments publicou um excelente manual de optoeletrônica contendo teoria básica e circuitos de aplicação. Trata-se do livro "Optoelectronics" - Theory and Practice, de Alan Chappell.

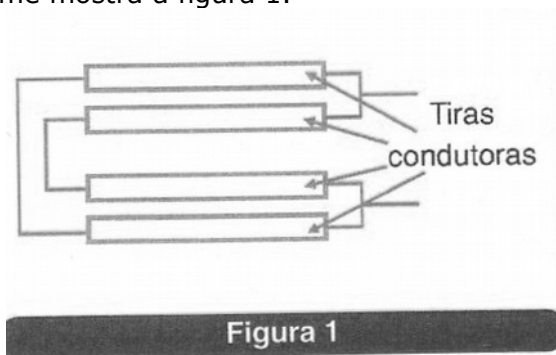
Sensores magnetorresistivos

A necessidade de monitorar a posição de peças móveis, medir sua velocidade de deslocamento ou rotação está presente tanto em equipamentos industriais como de consumo, eletrônica embarcada e em muitos outros setores. Uma solução amplamente adotada é a que faz uso de sensores magnetorresistivos.

Veja neste artigo como eles funcionam e quais são as suas principais características. O artigo foi baseado em informações do Application Note 20 da Zetex.

Os sensores magnetorresistivos são componentes cuja resistência elétrica depende da intensidade do campo magnético que corta seu elemento sensível além do ângulo segundo o qual isso ocorre.

Variações de intensidade (e/ou orientação) de um campo podem então ser convertidas em sinais elétricos e processadas por um circuito externo de forma imediata. Os sensores típicos são formados por finas tiras de filme metálico depositadas num chip, conforme mostra a figura 1.



Essas tiras são depositadas por um processo de litografia consistindo basicamente em Permalloy (Liga de Níquel com ferro na proporção de 81% de níquel para 19% de ferro). O chip é fabricado num wafer de silício oxidado.

A resistividade do material muda pelo efeito magnetorresistivo. Conforme mostra a figura 2, o campo H_y faz com que ocorra uma mudança da magnetização das tiras depositadas.

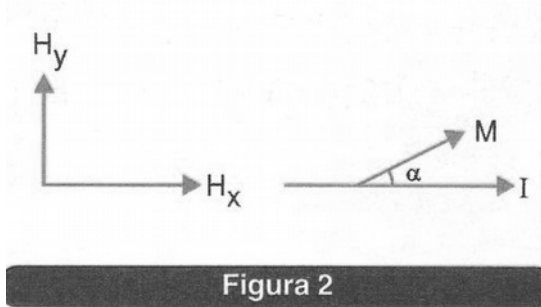


Figura 2

Como a resistividade R de uma tira de permalloy depende do ângulo entre a magnetização M e o sentido de circulação da corrente (I) a mudança do campo altera a resistência final da tira.

A variação da resistência obtida num sensor desse tipo é muito baixa, da ordem de 2 a 3% para a permalloy, o que exige circuitos sensíveis para operar com esse tipo de sensor.

As variações da resistência também dependem das dimensões geométricas das tiras e a anisotropia magnética da permalloy. Isso torna esse tipo de sensor normalmente não linear.

Assim, se for necessário operá-lo com uma característica linear um recurso consiste em se usar a geometria denominada "Barber Pole". O que se faz neste caso, conforme mostra a figura 3, consiste em se cobrir as tiras com barras de alumínio inclinadas de 45° .

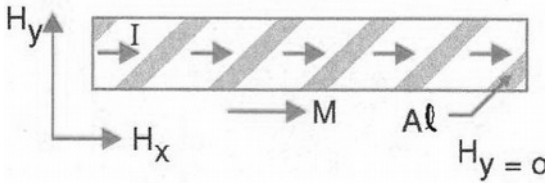


Figura 3

O alumínio possui uma baixa resistividade em relação à permalloy o que faz com que a direção da corrente mude, ficando deslocado de 45° . O resultado é que se obtém uma com isso uma característica muito mais próxima da linear, conforme mostram as curvas comparativas na figura 4.

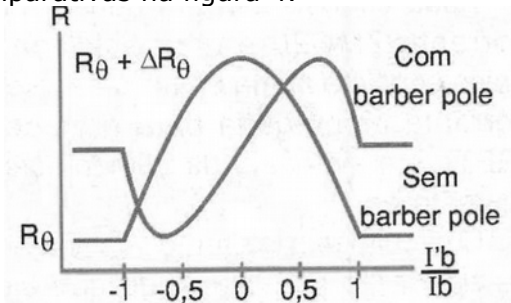


Figura 4

Na Prática

Num sensor comum, as tiras do chip magnetorresistivo são dispostas de modo a formar um padrão bem definido, conforme mostra a figura 5.

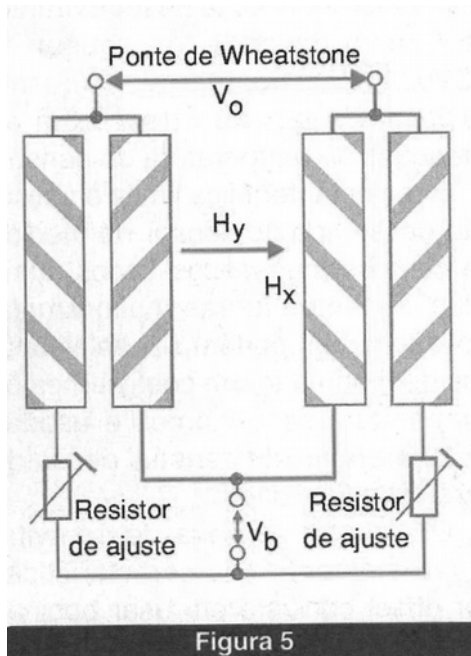


Figura 5

Elas formam uma Ponte de Wheatstone de tal modo configurada que não apenas as resistências elétricas são levadas em conta, mas também a ação dos campos magnéticos externos em cada uma delas. Cada metade da ponte consiste em dois resistores com orientações diferentes para os Barber Pole. As tensões entre os resistores mudam com a aplicação de um campo magnético.

Eles são dispositivos de tal modo que, quando a resistência de um aumenta, a resistência do outro diminui, sob a ação do mesmo campo. A outra metade da ponte permite aumentar ainda mais a diferença de tensão obtida entre esses dois resistores.

Na prática os sensores são ajustados cuidadosamente no processo de fabricação de modo a se obter uma tensão nula de saída quando nenhum campo magnético é aplicado.

Utilização e Parâmetros

O formato das tiras e a anisotropia da permalloy apenas define um eixo segundo o qual ocorre a magnetização sem a presença de um campo externo.

Isso significa que, nessas condições uma tira pode ter diferentes orientações para magnetização ou domínios magnéticos o que faz com que sua operação seja instável. Assim, para que o sensor possa ser usado de forma conveniente é aplicado campo magnético auxiliar externo H_x . Esse campo define a orientação da magnetização.

Assim, a faixa H_y de campos em que o sensor tem uma operação segura é determinada pela intensidade do campo auxiliar H_x . Pode-se então definir uma Área de Operação Segura ou (SOA – Safe Operating Area) para o sensor, conforme mostra a figura 6.

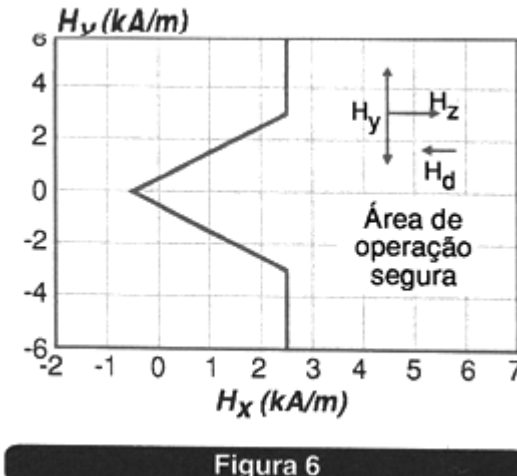


Figura 6

O campo $H_{tot} = H_y + H_x$ determina os valores permitidos de H_y .

Para criar o campo auxiliar utiliza-se normalmente um pequeno ímã permanente. No entanto, existem sensores em que esse ímã já é incorporado.

Nas folhas de dados desses componentes, o comportamento da ponte de Wheatstone é referenciado a uma

tensão de entrada $V_b = 1$ V, já que nesta região temos uma relação linear entre a tensão de entrada e a tensão de saída.

A sensibilidade S (dada em mV/V/kA/m) de um sensor desse tipo é definida como o deslocamento da tensão de saída em função da intensidade do campo externo para a faixa de $-1 \text{ kA/m} < H_y < 1 \text{ kA/m}$. Esse parâmetro depende tanto da geometria das tiras como também do campo auxiliar. Na figura 7 mostramos as características típicas do sensor ZMY20/ZMZ20 da Zetex.

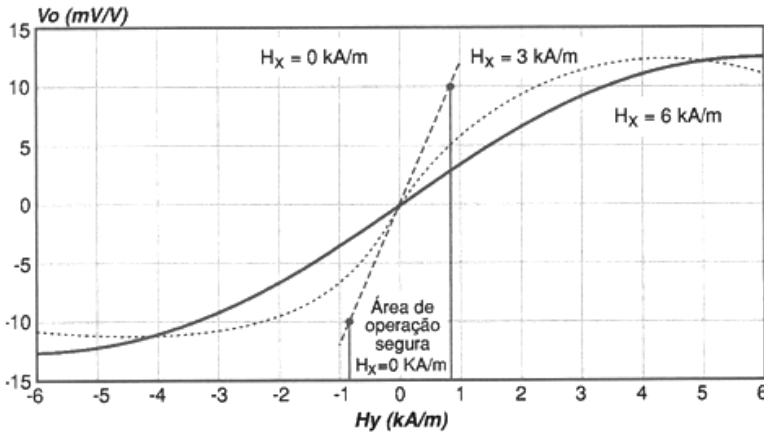


Figura 7

Observe que a área de operação segura é bastante estreita, caso em que se obtém também a maior sensibilidade.

A ponte de Wheatstone é balanceada sem a aplicação de um campo externo. Neste caso, a tensão de saída do sensor é próxima de zero em temperatura ambiente. No entanto, essa tensão na prática não é zero devido à precisão do processo de fabricação.

A tensão de offset (offset voltage) ou V_{off}/V_b de um sensor é uma indicação desse desvio. Também deve ser considerado que, com as variações de temperatura, a ponte não pode compensar a tensão offset. Assim, deve ser indicado o coeficiente de temperatura da tensão de offset do sensor ou TCV_{off} .

Esse parâmetro diz de quanto varia a tensão de offset com as variações da temperatura do sensor. Essa característica limita a aplicação desse tipo de sensor na medida de campos magnéticos fracos numa faixa de temperaturas muito ampla.

Dois sensores podem ser selecionados de modo a terem coeficientes de temperatura semelhantes e usadas as diferenças de tensão de saída para essa finalidade. Uma outra maneira de se evitar o deslocamento das características por offset consiste em se usar bobinas para gerar o campo auxiliar. O campo pode ser invertido e com isso a tensão do sinal de saída.

Outras características desse tipo de sensor são a histerese da tensão de saída e a faixa máxima de tensões de saída. No caso da histerese ela ocorre pelo fato da magnetização das tiras do sensor não ser uniforme. Permanecem áreas, principalmente nos cantos das tiras onde a magnetização é alterada e com isso não responde da maneira esperada aos campos externos.

Aplicações Práticas

Um circuito típico de aplicação, sugerido pela Zetex, é mostrado na figura 8.

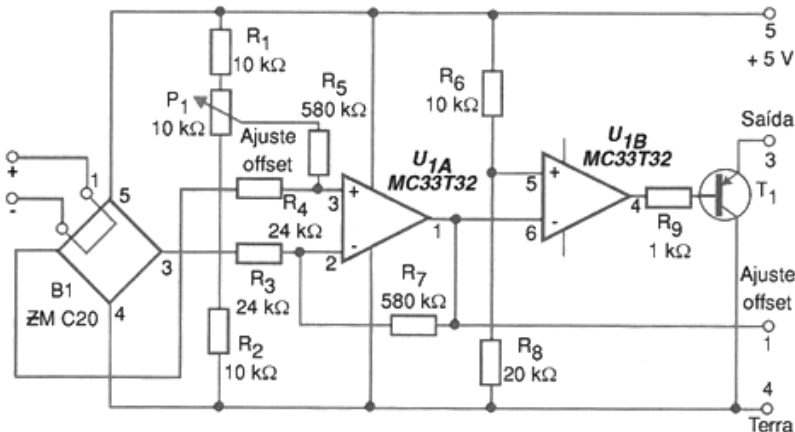


Figura 8

Esse circuito usa um sensor de corrente ZMC20 e uma aplicação típica consiste numa chave de sobrecorrente usada para proteger IGBTs em sistemas de alimentação de motores.

O circuito tem um tempo de reação de apenas 3 us, impedindo que o circuito atue sob condições de transiente. O ajuste externo feito num trimpot de 10 k é feito para compensar o offset. A tensão de alimentação é 5 V e o consumo é de 10 mA. A saída é feita através de um transistor com coletor aberto capaz de fornecer uma corrente de 1 A num circuito de 20 V.

9. Outro circuito aplicativo interessante é mostrado na figura

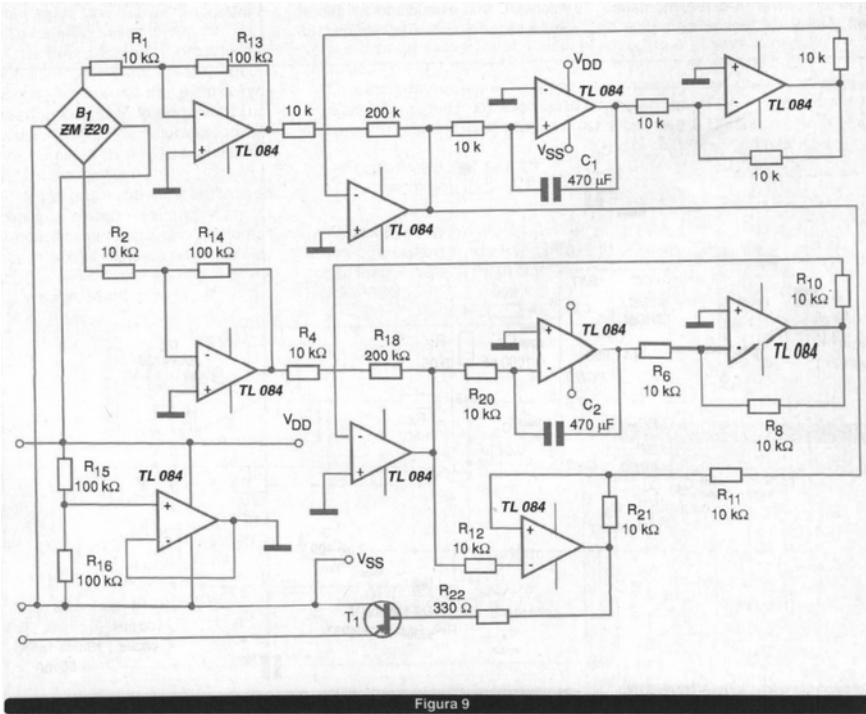


Figura 9

Esse circuito consiste numa solução interessante para a medida de rotações, usando um campo magnético modulado devido a presença de um dente numa engrenagem ou outra peça. O circuito fornece em sua saída um sinal que é proporcional a velocidade de rotação do dente usado como sensor e permanece no nível alto quando o sistema está parado.

Transformadores Piezoelétricos

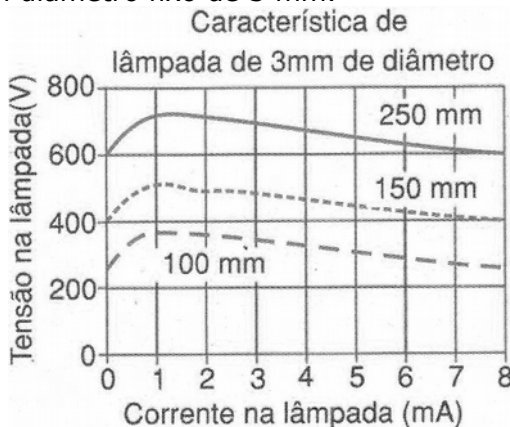
No circuitos de acionamento de lâmpadas de catodo frio (CCFL) duas tecnologias básicas podem ser adotadas pelos projetistas: a que faz uso de transformadores piezoelétricos e a que faz uso de transformadores magnéticos. Neste tutorial, baseado em documentação da Texas Instruments, fazemos uma comparação entre as duas tecnologias dando elementos para o projetista escolher a que mais atende as suas necessidades. (*)

Lâmpadas fluorescentes de catodo frio ou Cold Cathode Fluorescent Lamps (CCFL) são usadas normalmente na iluminação de fundo em displays coloridos de cristal líquido.

Estes displays normalmente são encontrados em computadores portáteis, notebooks e muitos outros equipamentos eletrônicos de consumo, uso profissional e médico.

A maior dificuldade no uso de tais lâmpadas reside no fato de que elas precisam de uma alta tensão para funcionar, muito mais alta do que a fornecida pelas baterias das aplicações portáteis que as usam.

Conforme mostra a figura 1, a tensão de ignição de tais lâmpadas depende de seu comprimento, tomando-se como referência um diâmetro fixo de 3 mm.



Observe também que a corrente na lâmpada é pouco dependente da tensão. A corrente média vai depender basicamente do brilho ajustado. Para obter a melhor conversão de energia elétrica em luz (energia luminosa) estas lâmpadas devem ser excitadas com uma tensão cuja forma de onda seja senoidal.

Essa tensão senoidal deve ser produzida por um circuito inversor que exige tecnologias cada vez mais avançadas para atender aos avanços técnicos de equipamentos que os usam, que dispõe de espaços cada vez menores para sua instalação e onde a energia da fonte (bateria) deve ser rigorosamente gerenciada para maior autonomia.

Nos inversores é obrigatório o uso de um transformador e hoje em dia, duas tecnologias podem ser empregadas para se obter as altas tensões necessárias a ignição das CCFL: transformadores magnéticos e transformadores piezoelétricos (PZT).

Conforme podemos ver pela figura 2, as dimensões dos dois tipos de transformadores são praticamente as mesmas, o que torna difícil para projetista fazer a escolha baseado unicamente nestes parâmetros.



No entanto, não é só o tamanho de um transformador que deve orientar o projetista na escolha desse componente para um projeto. Existem diversos fatores técnicos mais importantes que devem ser levados em conta. Custo e eficiência, além do tamanho são alguns dos outros fatores que devem ser considerados.

Os transformadores magnéticos podem ser mais leves, menores e mesmo menos eficientes que um PZT para um nível determinado de energia, mas, por outro lado, o PZT tem a vantagem de um menor custo e a possibilidade de operar numa faixa mais larga de potências de carga.

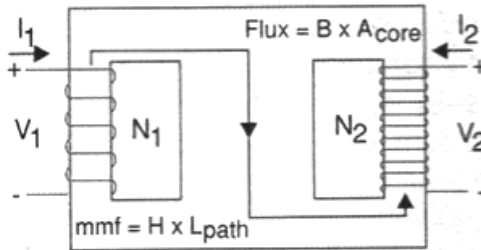
Uma outra vantagem do PZT é a sua capacidade inerente de fornecer um sinal senoidal, não inflamabilidade e não produção de ruídos eletromagnéticos.

Para entender melhor quando aplicar um dos dois tipos num projeto será interessante analisarmos os seus modos de funcionamento.

Revisando a Operação dos Transformadores Magnéticos

Evidentemente, como os transformadores magnéticos seguem uma tecnologia muito mais antiga, não há muito que ensinar aos leitores. Podemos apenas lembrar alguns aspectos práticos que são importantes para efeito de comparação.

Um transformador magnético é formado por bobinas enroladas num núcleo comum, conforme mostra a figura 3.



A transferência de energia de um enrolamento para outro ocorre através do fluxo do campo magnético. A densidade do fluxo (B) é proporcional aos volt-segundos e inversamente proporcional a secção reta da área do núcleo e do número de espiras conforme a Ley de Farady:

$$B = V / (N \times A_{\text{núcleo}} \times \text{Frequência})$$

O campo magnético (H) é proporcional aos ampères x volta e inversamente proporcional ao comprimento do percurso descrito pela lei de Ampère:

$$\mathbf{H} = (\mathbf{N} \times \mathbf{I}) / L_{\text{Trajeto}}$$

A relação entre o fluxo e os campos magnéticos é determinada pela permeabilidade do núcleo:

$$\mu = \mathbf{B}/\mathbf{H}$$

O ganho de tensão do transformador é determinado pela relação entre o número de espiras do enrolamento primário e do enrolamento secundário.

Ao se projetar um transformador para alimentar uma CCFL, o número de espiras do enrolamento primário é determinado pela indutância do tanque ressonante desenvolvido entre esse enrolamento e um capacitor externo.

O número de espiras do enrolamento secundário é calculado para proporcionar a tensão de ignição necessária ao acendimento da lâmpada.

Como normalmente se exige um número elevado de espiras para o enrolamento secundário, uma larga janela no núcleo é necessária para a sua acomodação. Com isso existe uma perda de indutância nestes transformadores, justamente devido ao grande espaçamento necessário entre o primário e secundário dada a alta tensão de operação.

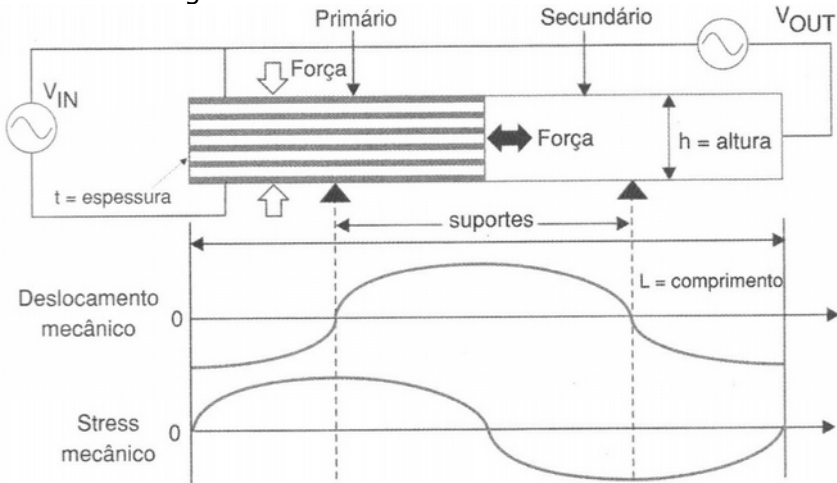
Estas perdas reduzem a eficiência do transformador, mas não se tem a produção de picos de comutação na aplicação.

Também deve ser observado que os transformadores magnéticos criam campos que podem exigir blindagens ou ainda a produção de arcos, caso uma falha ocorra.

Operação do Transformador Piezoelétrico

Nos transformadores piezoelétricos, a transferência de energia elétrica é feita por meios mecânicos. Um PZT típico do

tipo "multicamadas" com geometria no "modo longitudinal" é mostrado na figura 4.



Quando uma tensão alternada é aplicada nos eletrodos de entrada (V_{in}), ocorre uma onda de expansão e compressão mecânica que se propaga no sentido longitudinal do componente. Este deslocamento de energia no primário é transferido como uma força no sentido do comprimento.

Uma ressonância em $\frac{1}{4}$ e $\frac{3}{4}$ do comprimento da onda do sinal aplicado faz com que ondas estacionárias apareçam, conforme mostrado na mesma figura.

A ressonância faz com que ondas estacionárias múltiplas da frequência (n) apareçam com fase na frequência e na velocidade de propagação do sinal, conforme mostra a fórmula:

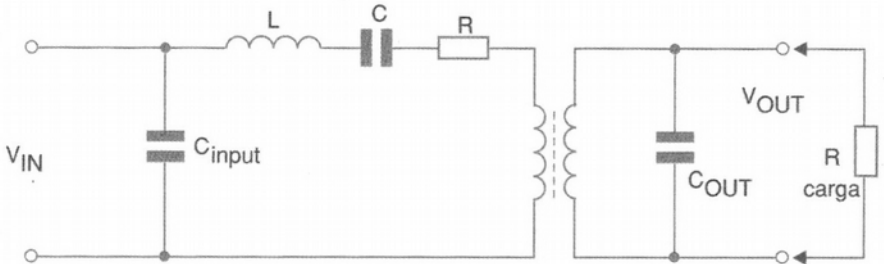
$$fn = n \times [v / (2 \times \text{comprimento})]$$

O ganho de tensão é função do coeficiente $g(\omega)$ do material usado, do número de camadas primárias e da espessura do material, conforme a seguinte fórmula:

$$V_{\text{Ganho}} = [\text{comprimento} \times (\text{camadas/espessura})] \times g(\omega)$$

A tensão de saída V_{out} é obtida de um par de eletrodos no secundário.

Para se poder calcular o comportamento elétrico de um dispositivo deste tipo é interessante usarmos o modelo da figura 5.



Os fabricantes de PZT costumam fornecer os valores dos componentes baseados em estudos feitos para seus produtos em diversas frequências de operação.

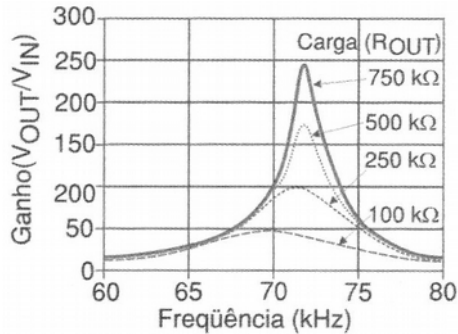
A capacitância do primário (C_{in}) tem um valor elevado devido a construção multicamadas do primário. A capacitância do secundário é muito menor devido à distância entre os eletrodos.

A frequência de ressonância mecânica (ω_0) de um PZT é proporcional à elasticidade do material (Y), a densidade (ρ) e também ao comprimento conforme a seguinte fórmula:

$$\omega_0 = (1 / \text{Comprimento}) \times \sqrt{Y/\rho}$$

O ganho do transformador piezoelétrico próximo de uma única frequência de ressonância pode ser modelado a partir de um circuito equivalente RLC da figura 5.

Na figura 6 temos o ganho em função da carga de saída e características de frequência de um PZT que tenha as seguintes características:



C_{in} = 0,2 uF
 C_{out} = 30 pF
 n = 30

Circuito RLC série: (2 ohms, 1 mH e 6 nF)

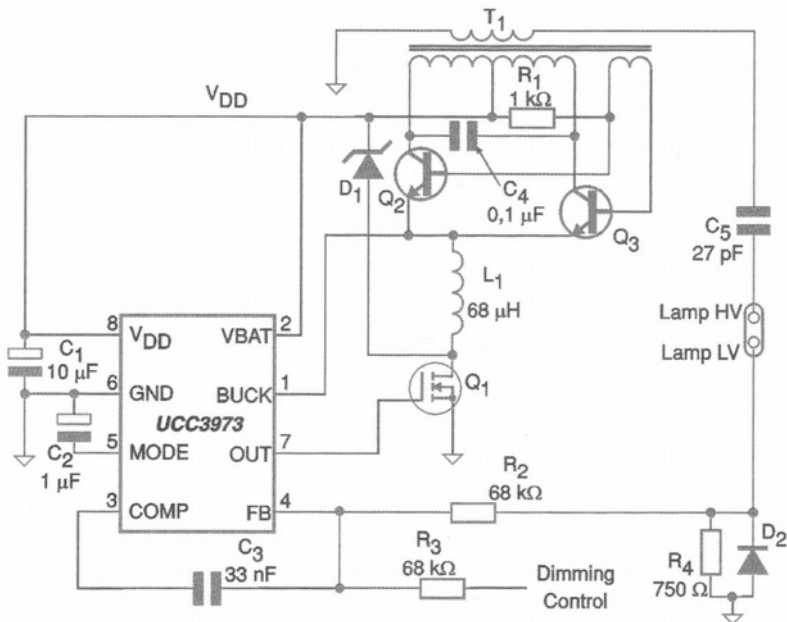
Como mostrado na figura 6, o transformador piezoelétrico de cerâmica proporciona um Q elevado mesmo sob as condições de carga leve ou sem carga, o que leva a um elevado potencial de disparo. Uma vez que a lâmpada seja disparada, o transformador fica carregado, levando seu ganho a diminuir e a freqüência de ressonância deslocar-se.

Devido a estas características peculiares do PZT sem carga, não há necessidade de um elemento de lastro entre o secundário do transformador e a lâmpada, como ocorre no caso de um circuito com transformador magnético.

Circuito Prático com Transformador Magnético

Na figura 7 temos um transformador magnético operando com alimentação de corrente e topologia Push-Pull.

Esta topologia tem por principal característica a de poder operar com uma vasta faixa de tensões de entrada. O conversor consiste numa etapa ressonante push-pull, um controle PWM tipo buck e uma etapa secundária de alta tensão.



A etapa em push-pull é formada pelos transistores Q2 e Q3 que têm como carga um transformador com enrolamento dotado de central. Os transistores são excitados com uma defasagem de 180 graus e um ciclo ativo de 50% a partir de um enrolamento auxiliar do mesmo transformador.

Um tanque ressonante é formado pelo enrolamento primário do transformador e o capacitor C4. Esse tanque é o responsável pelo sinal senoidal que alimenta o enrolamento primário do transformador assim como fixa a frequência de operação do sistema.

O tanque ressonante também é alimentado com uma corrente DC da etapa buck que consiste em Q1, D1 e L1.

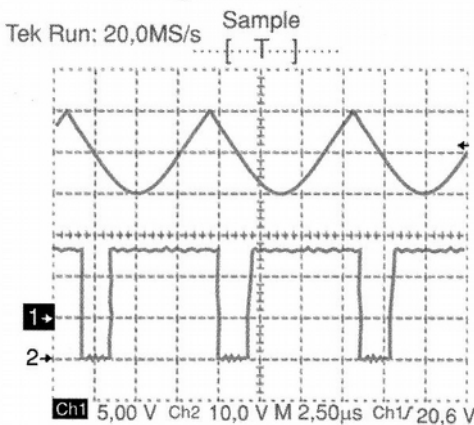
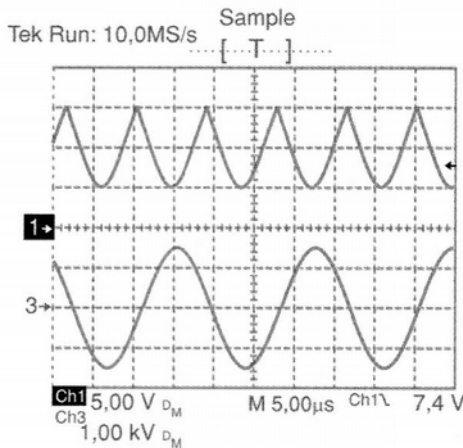
O circuito integrado UCC3973 tem por função sincronizar a frequência do conversor "buck" com a do estágio push-pull de modo a evitar que apareça uma frequência de batimento.

A corrente DC em L1 é controlada pelo ciclo ativo de Q1. O ciclo ativo da etapa "buck" é determinada pela rede de realimentação ligada em FB e COMP, que é usada para regular a intensidade da corrente na lâmpada a qual é sensorada através de R4. A alta tensão no secundário do transformador é usada

para acender e alimentar a lâmpada. Como a tensão de ignição ou partida é maior que a tensão de operação, um capacitor de alta tensão (C5) é necessário para fornecer a diferença de tensão entre o secundário do transformador e a lâmpada.

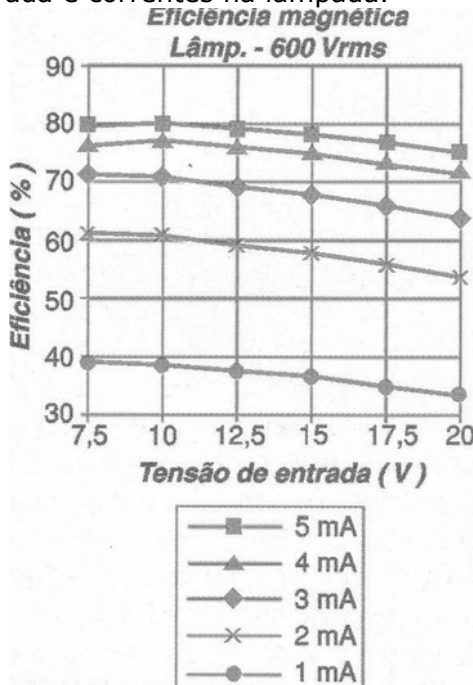
Este capacitor também é usado como elemento de lastro para o circuito de modo a casar com a característica linear da lâmpada quando ela tiver seu brilho reduzido. O secundário do transformador pode ser projetado com uma alta indutância de fuga, o que possibilitará a eliminação do capacitor de lastro.

As formas de onda para o circuito são mostradas nas figuras 8 e 9.



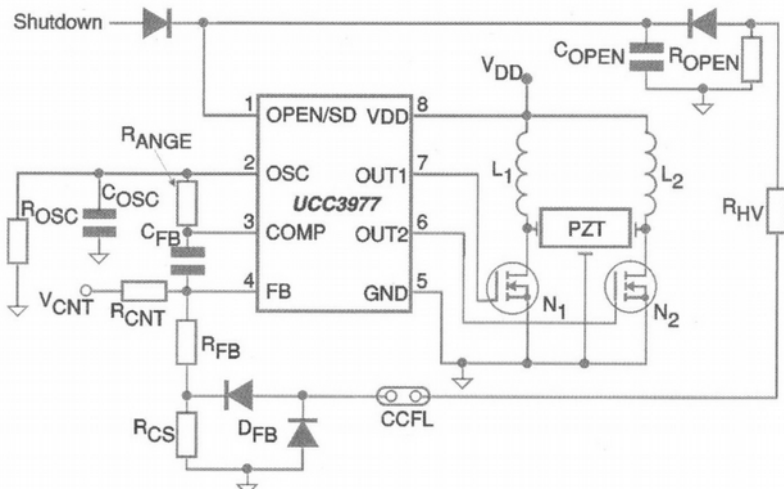
A forma de onda retangular da figura 8 é obtida no nodo comum do estágio buck onde D1, Q1 e L1 são conectados. A forma de onda senoidal retificada do tanque ressonante push-pull (figuras 8 e 9, traçado superior) é medida onde L1 e os emissores de Q2 e Q3 são ligados.

A tensão aplicada na lâmpada e mostrada na figura 9. A forma senoidal da onda proporciona uma boa eficiência na conversão eletro-óptica. Na figura 10 temos a eficiência do sistema com Vlamp em função de Vin, numa ampla faixa de tensões de entrada e correntes na lâmpada.



Circuito com Transformador PZT

Um circuito para controlar um transformador piezoelétrico numa topologia ressonante push-pull é mostrado na figura 11.



Esta topologia usa dois indutores comuns (L_1 e L_2) que são excitados com sinais defasados de 180 graus e um ciclo ativo de 50%.

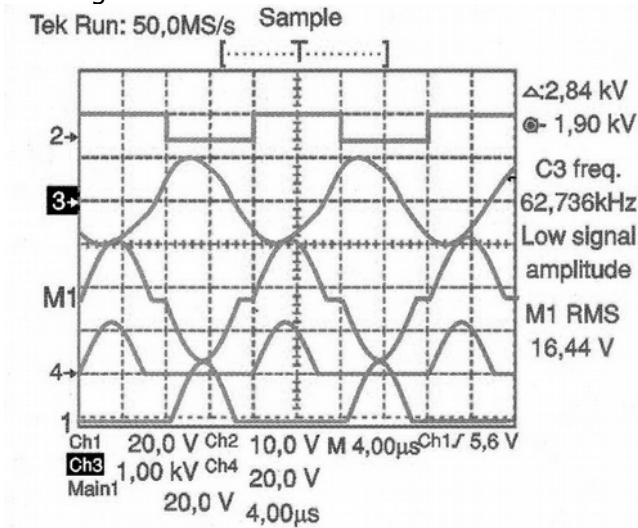
O controlador é o UCC3977 que excita transistores MOSFETs de potência N_1 e N_2 . O circuito push-pull tem a vantagem de proporcionar ganho a partir do primário do transformador piezoelétrico.

A operação ressonante é conseguida com a relação LC entre os indutores e a capacitância primária do PZT. Diferentemente do circuito com transformador magnético mostrado no item anterior, o circuito baseado em PZT usa mais a frequência do que o ciclo ativo para controlar a corrente na lâmpada.

O UCC3977 contém um VCO (Oscilador Controlado por Tensão) programável que pode ser acessado pelos pinos COMP e OSC. O VCO é usado para fixar a faixa de frequência operacional do sistema, que deve incluir a frequência de disparo e a frequência de operação do PZT. A corrente na lâmpada é sensorada pelo pino FB, e é controlada pelas características ganho-frequência do PZT (conforme mostrado na figura 6).

O ganho do PZT deve proporcionar uma tensão suficiente na lâmpada para que na condição de menor tensão de entrada o loop de controle vai operar no ponto correto da ressonância.

As formas de onda para o circuito da figura 11 são mostradas na figura 12.



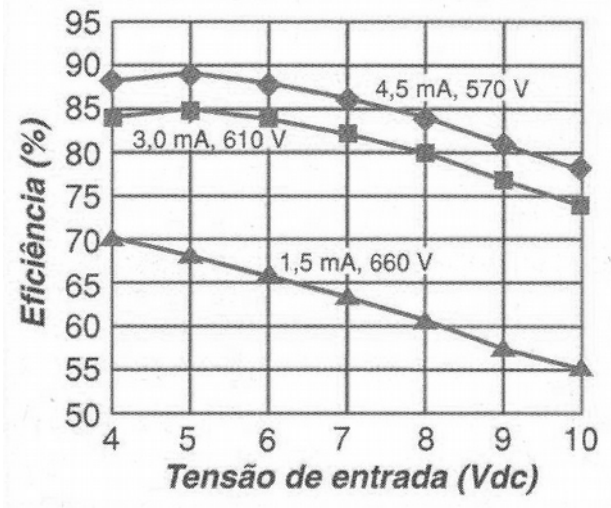
A curva 2 da figura 12 mostra a excitação dos transistores MOSFET de potência em oposição de fase. O traço 1 mostra a meia senoide drenada por N1 dos indutores L1 e L2 que ressonam com o PZT.

A tensão resultante no secundário do PZT, que alcança aproximadamente 600 V nesta aplicação, é senoidal e mostrada no traço 3 da mesma figura, isso devido ao alto fator Q do transformador cerâmico.

Para se conseguir a comutação na passagem por zero da tensão, a tensão de dreno deve retornar a zero antes do ciclo seguinte de comutação. Este fato determina que a frequência ressonante LC deve ser maior que a frequência de ressonância. A máxima indutância que satisfaz estas condições é calculada pela seguinte fórmula:

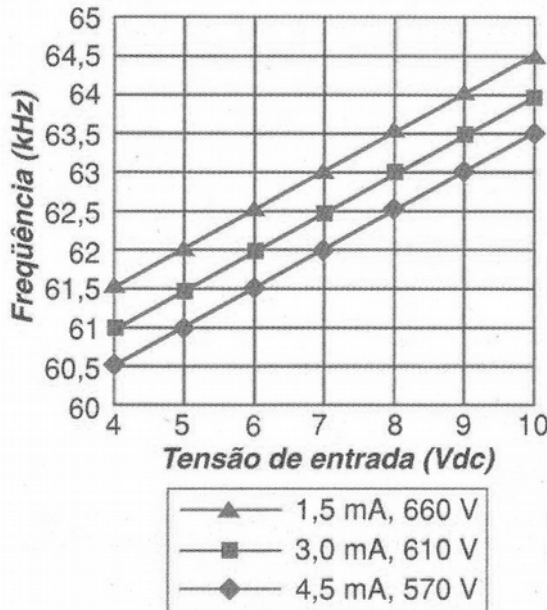
$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C_p}$$

A figura 13 mostra a eficiência de um PZT de 3 W multicamadas configurado com a topologia push-pull quando em funcionamento com uma lâmpada de 600 V.



A eficiência elétrica é maior do que 85% com as menores tensões de entrada, diminuindo com tensões maiores já que o ganho do PZT também diminui nestas condições.

A figura 14 mostra a frequência de operação do PZT nas mesmas condições da lâmpada mostrada na figura 13.



Como esperado, a frequência diminui com correntes maiores na lâmpada já que as características do PZT caem para uma frequência menor quando carregado (veja figura 6). A frequência aumentar linearmente com a tensão de entrada, já que o ganho necessário para operar a lâmpada diminui.

Usando uma Técnica de Regulagem por Burst

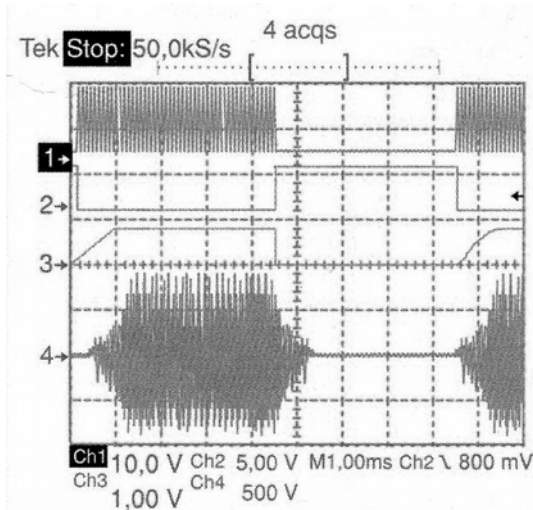
Regular o brilho da lâmpada através da corrente faz com que a eficiência sofra uma degradação tanto no caso de transformadores magnéticos como PZT. A eficiência da carga diminui no transformador magnético devido a circulação das correntes no circuito tanque ressonante, que tem uma perda constante.

A eficiência no circuito PZT também é degradada na lâmpada porque o sistema opera num ponto abaixo do ganho ótimo. A eficiência pode ser aumentada nos circuitos que exigem controle de brilho pelo uso de uma técnica de regulagem por

salva ou "burst", se quisermos adotar o termo inglês correspondente.

Este método faz que a lâmpada opere com a corrente máxima a qual é controlada pela modulação do ciclo ativo, numa frequência mais alta do que a que nossos olhos podem detectar, ou seja, maior do que 100 Hz.

Na figura 15 mostramos as formas de onda do modo de operação por "burst" para o controle de brilho num circuito usando PZT são dadas no traço 1. As formas de onda para o mesmo circuito baseado em transformador magnético são similares.



Um sinal de drive (traço 2) é usado para comandar o ciclo ativo e a frequência do sinal de salva (burst), numa frequência de 125 Hz com ciclo ativo de 50%. O traço 1 é a forma de onda do gate de um dos MOSFETs onde o traço 3 mostra o sinal no pino COMP da rede de realimentação, usada para fixar a frequência de operação.

A tensão na lâmpada é mostrada no traço 4. Essas formas de onda foram obtidas num osciloscópio digital.

A Segunda Ruptura

Nos circuitos que utilizam transistores de potência operando perto dos seus limites, devem ser tomados diversos cuidados para que eles não sejam ultrapassados e com isso ocorra sua queima. Um limite pouco conhecido, e nem sempre observado é o da chamada segunda ruptura. Neste artigo trataremos do assunto, explicando o que é a segunda ruptura e como evitar. Quando polarizamos uma junção semicondutora no sentido inverso, por exemplo, um diodo, chega o instante em que ela não mais consegue isolar a tensão aplicada e com isso ocorre uma ruptura.

A junção perde suas propriedades isolantes e se torna condutor, fluindo uma corrente intensa que normalmente causa a queima do componente. Outros componentes, como os diodos zener, aproveitam esta tensão de ruptura para manter a tensão de seus terminais, operando com intensidades que não causam sua queima. No entanto, para os transistores de potência, existe um fenômeno que ocorre e que é mostrado em algumas curvas SOA, denominado TU ou Segunda Ruptura ou em inglês "second breakdown".

Esse fenômeno ocorre na polarização direta, e se não for observado pode causar a queima do componente. Na figura 1 temos uma curva SOA em que esta segunda ruptura é mostrada.

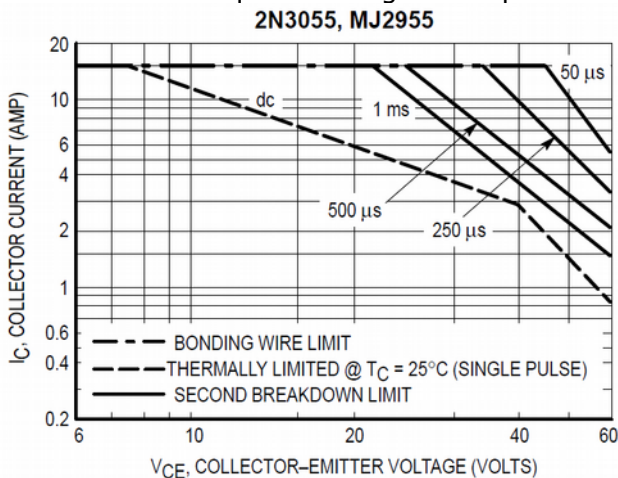


Figura 1 – Segunda ruptura ou “second breakdown”

Trata-se de um fenômeno que ocorre numa junção de um transistor de potência (e de outros componentes também) quando a tensão, corrente e a dissipação de potência são altas, mas ainda abaixo dos limites admitidos para um funcionamento seguro.

O que ocorre é que num transistor ideal, quando em condução espera-se que a corrente de coletor se distribua uniformemente na área correspondente da pastilha de silício, e com isso a potência gerada também se distribua de modo uniforme.

No entanto, na prática não é isso que ocorre. Podem existir pequenas áreas em que a corrente é maior formando assim pontos quentes ou "hot spots" se adotarmos o termo em inglês. Quando o componente é comutado, tanto no momento no qual ligam como desligam, estes pontos quentes que se formam podem causar a sua queima,

O fenômeno deve-se ao fato de que os portadores minoritários de carga do material semiconductor possuem um coeficiente negativo de resistência em relação à temperatura, ou seja, sua resistência diminui quando a temperatura aumenta. Para se evitar a segunda ruptura existem cuidados importantes a serem observados no uso dos transistores, e outros componentes que podem manifestar o problema.

Os principais cuidados são:

- a)** Manter a dissipação dentro dos limites determinados pelas características do componente
- b)** Usa um snubber para evitar a dissipação excessiva nos momentos em que o componente é comutado
- c)** Cuidar para que o componente opere dentro da área de operação segura.
- d)** Observar na qualidade do transistor se ele é fabricado com uma tecnologia que permita uma distribuição uniforme da corrente para se evitar o problema
- e)** Trabalhar no projeto com uma polarização de base que ajude a reduzir rapidamente a corrente no componente no desligamento.

Conclusão

Dois transistores, mesmo que sejam do mesmo tipo não são iguais. Por esse motivo é importante consultar seus limites de operação dados pelo fabricante para se garantir que, dentro das tolerâncias admitidas, eles permanecem sempre em condições seguras de funcionamento.

Conheça o TOPFET

Os projetistas se tornam cada vez mais exigentes e as técnicas de criação de novos componentes semicondutores cada vez mais sofisticadas. O resultado disso é a facilidade de criar componentes que sejam dotados exatamente das características que os projetistas exigem. Os TOPFETs são um exemplo disso, desenvolvidos pela Philips Components. Estes novos componentes (*) consistem em FETs de potência com funções on-chip incluídas. Veja neste artigo o que são os TOPFETs e algumas de suas principais características e aplicações. TOPFET significa Temperature and Overload Protected MOSFETs ou traduzindo, MOSFETs com proteção contra sobrecarga e temperatura.

Estes componentes consistem em Transistores de Efeito de Campo de Potência que incluem on-chip, todos os elementos necessários para proteger o dispositivo contra sobrecargas que possam ocorrer em condições de limite de operação.

O processo mais usado para se obter um componente que sobreviva às condições limites de operação é a seleção. No entanto, este não é um processo apropriado, tanto por ser custoso como também trabalhoso.

A melhor solução, utilizada pela Philips Components, foi a inclusão na própria pastilha (on-chip) um circuito que possa monitorar as condições de funcionamento do dispositivo e ajustar suas características de modo automático. Na figura 1 temos o diagrama de blocos de um TOPFET.

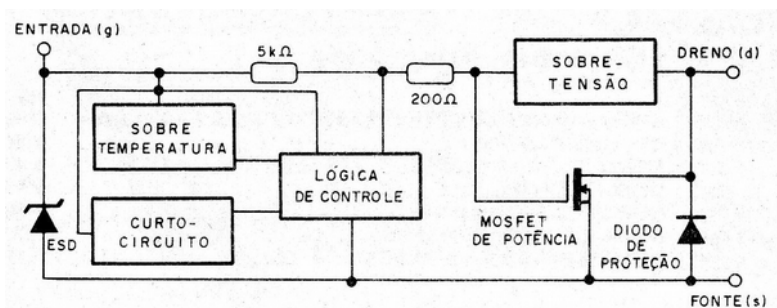


Figura 1 – Diagrama de blocos de um TOPFET

O elemento principal é o MOSFET de potência, que tem às mesmas características dos tipos convencionais produzidos pela Philips Components.

Os tipos disponíveis atualmente são os seguintes:

Tipo	Rds(on)	Vis (V)
BUK100-50GL	125	5
BUK101-50GL	60	5
BUK102-50GL	35	5
BUK100-50G	100	10
BUK101-50G	50	10
BUK102-50G	28	10

A principal diferença entre os três grupos de TOPFETs é a área ocupada pelo MOSFET de potência. Mas, a maior diferença num TOPFET é a conexão da comporta.

Na primeira geração de TOPFETs a entrada era conectada à comporta via dois resistores, com uma resistência total de 5,2 ohms. Com estes resistores, a proteção podia ser realizada de forma como se faz convencionalmente num MOSFET comum de potência.

Isso significa também que os TOPFETs podem ser utilizados em projetos que foram criados originalmente para usar MOS FETs comuns de potência, sem necessidade de modificações. O valor de 5,2 ohms foi justamente escolhido por se adaptar as características dos circuitos de entrada da maioria dos MOSFETs comuns.

No entanto, projetistas que pretendiam usar o TOPFET em aplicações de alta frequências como, por exemplo, as que exijam excitação direta de microcontroladores, podiam achar o valor muito alto ou muito baixo, mas para estes casos, variantes do tipo básico podiam ser produzidas com as alterações necessárias.

Para os blocos de controle, proteção contra curto-circuito e sobre temperatura, a alimentação é obtida diretamente* do pino de entrada. Isso significa que para uma operação conveniente, a tensão de entrada deve ser maior ou igual a V_{isp} , o que nos leva a um valor típico entre 3,5 e 4,0 V (valores limites).

A proteção contra sobretemperatura usa duas unidades de sensoriamento, com diferentes coeficientes de temperatura, de modo a decidir quando a temperatura do chip está muito elevada.

As saídas dos sensores são ligadas a um comparador, que muda de estado num ponto, programado, quando ocorre o crossover. A saída do comparador vai ao bloco de controle.

A proteção contra curto-circuito tem por base um novo tipo de arranjo sensor que mede a temperatura da parte MOSFET do chip. Este sensor difere de diversas formas do que mede a temperatura do chip como um todo.

Depois de trabalhado, o sinal do sensor é aplicado a um comparador, que muda de estado quando a temperatura se torna muito alta. A saída do comparador é aplicada a uma lógica de controle.

O circuito de controle contém um latch que resseta quando a entrada Vis está no nível baixo e que é setado quando recebe um sinal tanto do comparador do sensor de sobretemperatura, como do comparador do circuito de proteção contra curto-circuito.

A saída deste circuito é usada para controlar um transistor NMOS que é ligado entre a comporta (g) e a fonte (s) do MOSFET de potência, via um resistor de 200 ohms. Se o latch indicador de falha for setado, este transistor conduz e a comporta do MOSFET é descarregada, desligando-o.

O circuito de proteção contra sobre tensão contém uma cadeia de zeners que começa a conduzir quando a tensão drenofonte excede 50 V. Quando eles conduzem, os zeners provocam uma condução parcial do MOSFET de potência, de modo a atuar como um ceifador, reduzindo assim a tensão.

O último componente a ser levado em conta no bloco é o diodo de proteção de entrada ESD (Electrostatic Discharge Protection), que é representado com um diodo zener.

Este elemento é projetado para operar com pulsos, não sendo apropriado para operação contínua, tanto na polarização direta como inversa. É importante pois, que na operação do dispositivo a tensão entre a entrada e a fonte seja mantida na faixa de -0,3 V a 11 V.

Aplicações

a) Driver estático

A presença de uma resistência de entrada entre 3 k ohms e 5 k ohms na entrada, conforme vimos, além da necessidade de uma tensão de pelo menos 4 V para operação correta dos sistemas de proteção, exige que os TOPFETs sejam excitados por circuitos com características especiais, na comutação de cargas contínuas.

Nestas condições, o TOPFET conduzirá (on) quando a tensão de entrada for de pelo menos 4 V e desligará (off) quando a tensão de entrada for de menos de 1 V.

A primeira geração de TOPFETs que apresenta estas características, é indicada para operação na configuração em push-pull, e pode ser excitada diretamente por estágios de saídas das famílias HC/HCT e AC/ACT.

A Philips Components planejou na época criar novas gerações de TOPFETs que poderiam ser controlados diretamente por portas de saída padrão de microcomputadores.

b) Operação Pulsante

As características dinâmicas de um TOPFET são determinadas principalmente pela presença do resistor de 5 k ohms na entrada e as características de comporta do MOSFET de potência.

Na prática, frequências de comutação de até 10 kHz podem ser usadas. Na figura 2 temos um gráfico onde se mostra a corrente de carga em função do ciclo ativo num controle de potência PWM operando em 10 kHz, com uma, indutância de carga de 3,2 mH, resistência de carga de 2 S ohms e uma tensão de bateria de 13 V.

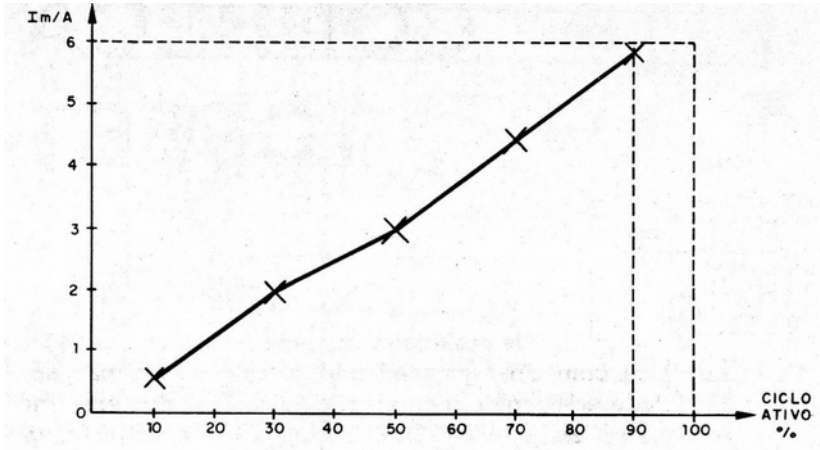


Figura 2 – Corrente média x ciclo ativo

Na faixa de 0% a 90% da potência, há uma dependência quase que linear da corrente em relação ao ciclo ativo. Quando comparado a um MOSFET comum nesta aplicação, a velocidade limitada de comutação é um aumento da dissipação dinâmica devem ser levados em conta.

c) controles DC

Na figura 3 temos uma aplicação para um circuito de controle de um motor DC em ponte, usando TOPFETs.

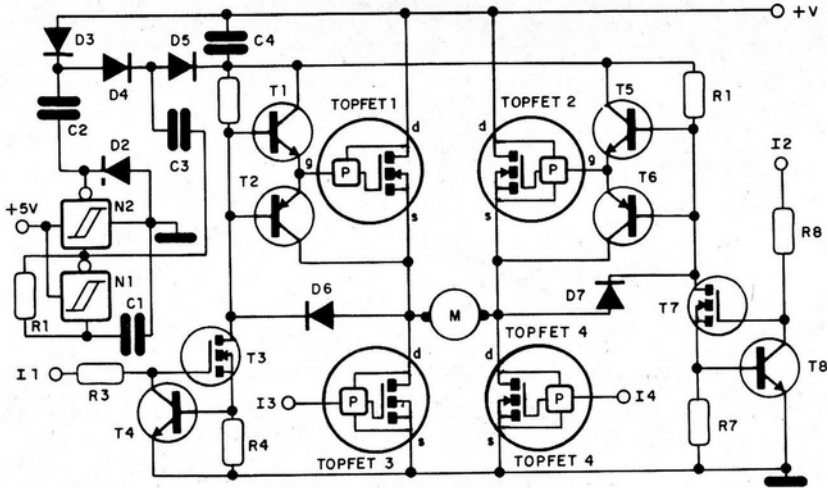


Figura 3 – Controle DC

Um fator importante a ser considerado neste circuito é que, como os TOPFETs são protegidos contra curto-circuitos, a ponte é protegida totalmente no caso de ter um curto no motor, quer seja pela interligação de seus terminais, quer seja pela ligação de um dos terminais ao V+ ou terra. O circuito também prevê a proteção da ponte em caso de travamento ou redução de velocidade do motor, ou picos de tensão na linha de alimentação.

O circuito tem os seguintes blocos, com as seguintes funções:

Um bombeador de cargas que desenvolve uma tensão suficiente para comutar os TOPFETs de cima. Este bloco tem por base dois disparadores-inversores Schmitt-Trigger.

As etapas de excitação T1/T2 e T5/T6, tanto aplica tensão ao respectivo TOPFET como curto circuita sua comporta com a fonte. Os transistores T3 e T7 fazem com que os respectivos estágios sejam controlados pelos níveis lógicos de um circuito externo em relação à terra.

Na figura 4 temos um circuito de interface, que proporciona quatro sinais de controle a partir de duas entradas.

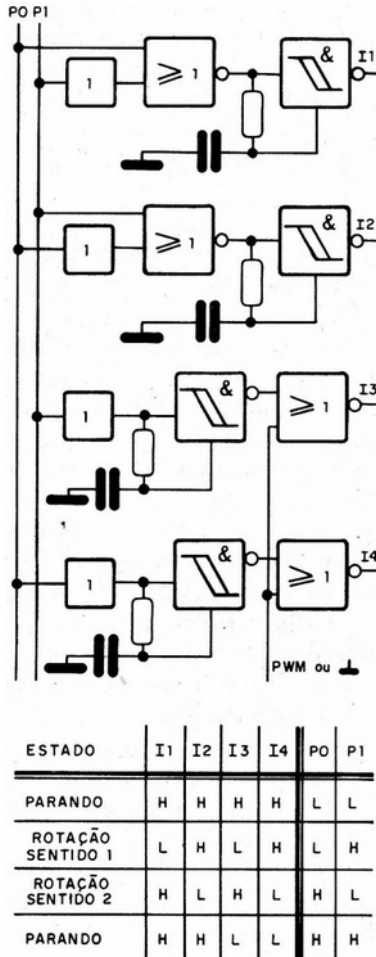


Figura 4 – Interface para o controle de motor da figura 3.

Estes sinais podem vir, por exemplo, de uma porta de saída de um microcontrolador.

A tabela junto ao diagrama dá as quatro possibilidades de controle para o motor: parado, girando num sentido, girando em outro e parado, mas com tensão positiva nos terminais.

Como nos circuitos com MOSFET convencionais, não são necessários diodos de proteção externos, pois eles já estão

incluídos no próprio componente. O mesmo circuito da figura 3, também pode ser usado num controle pulsante (PWM).

O lado inferior da chave será a entrada de sinal, ao mesmo tempo em que o lado de cima deve ser mantido em condução permanente. A tabela junto ao diagrama da figura 4, também mostra esta possibilidade de aplicação. Lembramos que para a primeira geração de TOPFETs da Philips Components, a máxima velocidade de controle para este circuito é de 10 kHz.

Considerações Especiais

a) Desligamento de cargas Indutivas

Se bem que o TOPFET possua um diodo de proteção interno, este componente não foi projetado para desligar cargas indutivas. Como numa operação contínua com o desligamento de cargas indutivas, no caso de um PWM, o circuito de proteção contra sobretensão do TOPFET pode atuar de modo a aplicar tensões negativas elevadas na carga.

Durante este período a dissipação será elevada, podendo afetar a temperatura da junção.

b) Ligação em paralelo

Além dos pontos em comum que ocorrem em relação a ligação em paralelo de MOSFET comuns, os TOPFETs têm ainda o seguinte ponto a ser considerado:

Como devem ser alimentados os circuitos de proteção a partir do sinal externo, haverá melhor desempenho se cada TOPFET for excitado separadamente.

c) Operação inversa

Se o TOPFET for polarizado no sentido inverso (dreno-fonte) ocorre o mesmo que num MOSFET de potência comum, o diodo interno de proteção existente no componente é polarizado no sentido direto e conduz intensamente a corrente.

Para os TOPFETs o diodo usado tem as mesmas características dos encontrados nos MOSFET de potência convencionais.

A velocidade de recuperação dos diodos permite sua utilização em circuitos inversores com frequências de até 10 kHz, não sendo necessária a ligação externa de diodos mais rápidos.

Com relação à entrada, existe um diodo de proteção (ESD), que conduz quando a tensão inversa se torna maior que -0,5 V (maior em valor absoluto), o que significa que a polarização inversa a partir deste valor deve ser evitada.

Ref.: Este artigo foi elaborado com base em informações técnicas da Philips Components – Product Information SC-012 de 1994.

Diodos Laser

Laser é luz, mas luz de uma natureza diferente. Para entender como funciona um diodo LASER os leitores devem ter antes uma noção do tipo de radiação que se obtém de um LASER e de como ela é produzida. Assim, veremos inicialmente como funciona o LASER de um modo geral para depois chegar aos Laser semicondutores ou diodos LASER.

LASER significa Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation ou Amplificação de Luz por Emissão Estimulada de Radiação. Conforme o nome sugere, o LASER nada mais é do que um dispositivo que amplifica a luz, emitindo-a com características diferentes das fontes de luz como lâmpadas, LEDs, etc.

Como Funciona

Para efeitos didáticos vamos explicar como funciona um LASER tomando como exemplo o tipo tradicional que usa um bastão de rubi sintético e que pode ser representado de forma simplificada de acordo com a figura 1.

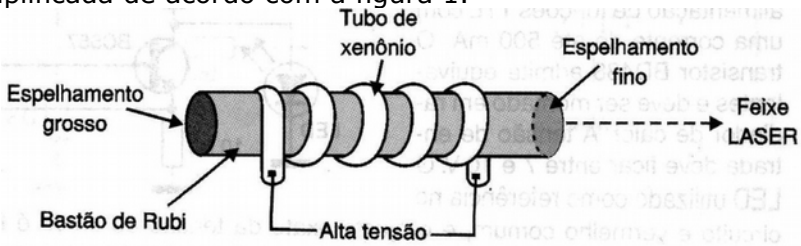


Figura 1 – O LASER de rubi

Nessa disposição, um bastão cilíndrico de rubi tem duas faces espelhadas, sendo uma mais grossa que a outra. O lado espelhado é o interno de modo que a luz ou radiação que seja produzida internamente ao dispositivo sofra reflexões nesses espelhos e, portanto, fique retida no seu interior.

Em torno do bastão de rubi é enrolado um tubo de xenônio, uma lâmpada semelhante às encontradas nos flashes

fotográficos, porém mais potente, e que é alimentada por um circuito de descarga de alta tensão.

Quando uma descarga de alta tensão é produzida no tubo de flash ele emite um forte pulso de luz, que é absorvido pelos átomos do bastão de rubi. Essa absorção ocorre pelos elétrons em torno dos átomos do material (que consiste num óxido de alumínio), os quais saem de suas órbitas normais e passam para órbitas com níveis de energia mais elevados, conforme é representado na figura 2.

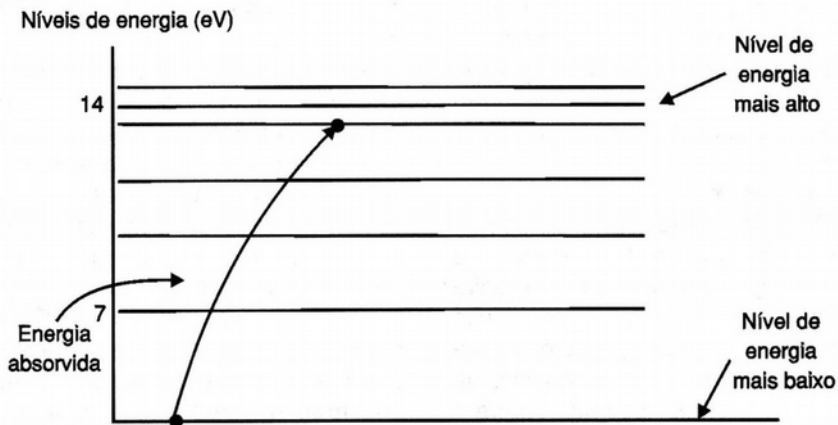


Figura 2 – Transições de níveis de energia dos elétrons

O pulso de luz precisa ser extremamente forte para que a maioria dos átomos de rubi tenha seus elétrons levados aos níveis superiores de energia, ou seja, para que haja uma "inversão de população".

A população dos elétrons que estão no nível normal de energia passa a ser menor do que a população dos elétrons que estão excitados ou no nível mais alto de energia. Esta condição é fundamental para que se obtenha o efeito LASER.

Entretanto, depois do flash, os elétrons não podem ficar indefinidamente nos níveis superiores de energia retendo a energia absorvida. Uma fração de segundo depois de absorvida a energia, os primeiros elétrons voltam ao seu nível original e, neste processo, devolvem a energia que absorveram.

Conforme a distância entre o nível original e o nível em que os elétrons estavam, temos a quantidade de energia

devolvida no processo e, portanto, o comprimento de onda da radiação emitida, veja exemplo na figura 3.

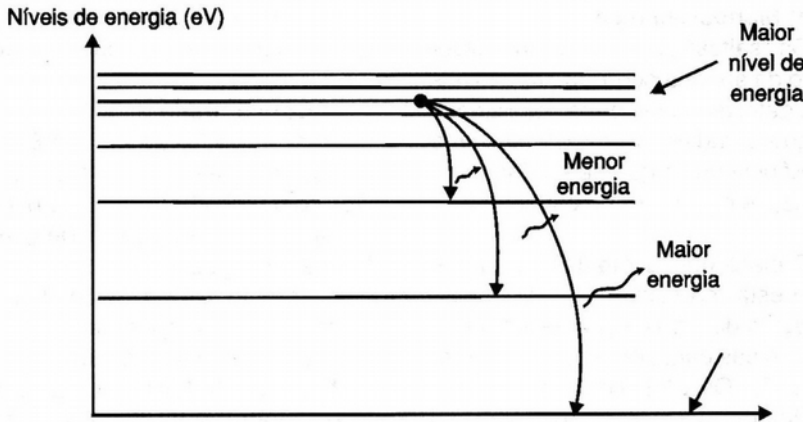


Figura 3 – Quando os elétrons voltam aos níveis mais baixos de energia eles devolvem a energia absorvida

Um salto de energia maior significa luz de menor comprimento de onda ou maior frequência. O fóton de energia, que pode ser luz visível ou em outra frequência do espectro, mas sempre de frequência única, tem como efeito estimular os outros elétrons do material que estejam no nível mais alto de energia, fazendo com que eles também tendam a “devolver” a energia absorvida.

Assim, “batendo” num elétron próximo, o fóton provoca a devolução de um novo fóton e passamos a ter dois fótons emitidos dentro do material. Dois fótons podem “bater” em dois novos elétrons obrigando-os a descer de nível de energia e, conseqüentemente, à emissão de mais dois fótons.

Os quatro fótons produzem oito e tudo isso num processo em cadeia muito rápido, conforme mostra a figura 4.

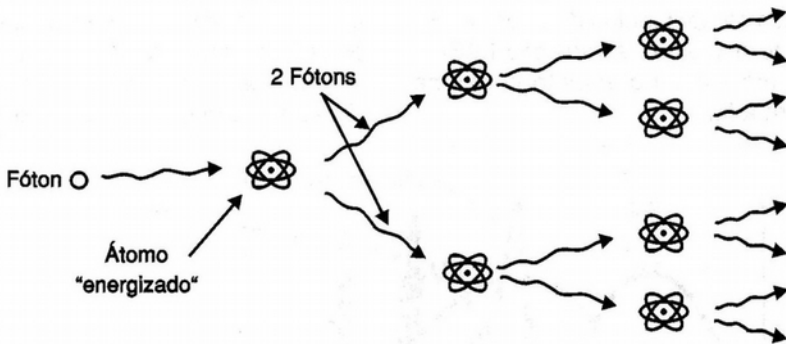


Figura 4 – Processo de estímulo em cadeia

Os fótons que tendem a escapar pelas faces do material não o fazem inicialmente, voltando para o interior do mesmo de modo a acelerar o processo, pois as faces do rubi são espelhadas.

O efeito é explosivo e numa fração de segundo todos os elétrons são obrigados a devolver a energia absorvida de uma forma quase que sincronizada emitindo fótons com a mesma frequência. A concentração dessa energia é tal que os espelhamentos já não conseguem mais reter o feixe de fótons produzidos e ele "escapa" pelo lado mais fino na forma de um feixe de radiação estreito, concentrado e monocromático, observe a figura 5.

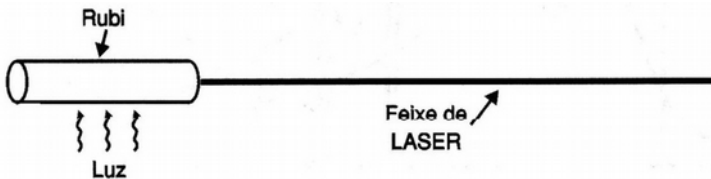


Figura 5 – Produção de feixe estreito de luz

Este é o feixe LASER que tem características especiais que diferenciam a sua radiação da luz comum. No exemplo que demos, temos um LASER pulsante, pois a emissão deve ser feita com a produção de pulsos intervalados do flash para que os elétrons absorvam e devolvam a energia.

No entanto, é possível obter o mesmo efeito de forma contínua em Laser a gás e do tipo de injeção, mas o princípio de funcionamento é o mesmo.

Uma Radiação Diferente

A radiação emitida é luz, e sua cor depende do comprimento de onda ou da energia dos fótons. No caso do rubi, essa radiação está no espectro visível, aparecendo na forma de um feixe fino de luz vermelha.

Contudo, a radiação emitida pelo LASER tem características próprias que a diferenciam da luz comum, como:

a) Monocromática

Os "saltos" dos elétrons na devolução da energia ocorrem entre níveis bem definidos de energia. Isso significa que a radiação emitida tem uma frequência única que determina a cor da luz, se ela estiver no espectro visível.

É claro que a radiação também pode estar na faixa do infravermelho e mesmo do ultravioleta, dependendo apenas das características do material usado. Os Laser mais comuns atualmente são os que operam nas faixas do infravermelho e visível entre o vermelho e o verde.

Assim, diferentemente de uma lâmpada incandescente que possui um espectro amplo onde radiações de muitos comprimentos de onda ou cores se misturam, a radiação LASER tem um espectro estreito conforme ilustra a figura 6.

Podemos comparar uma lâmpada comum a um circuito que gera um ruído que preenche toda uma faixa do espectro, e o LASER a um circuito sintonizado que emite sinais de frequência única.

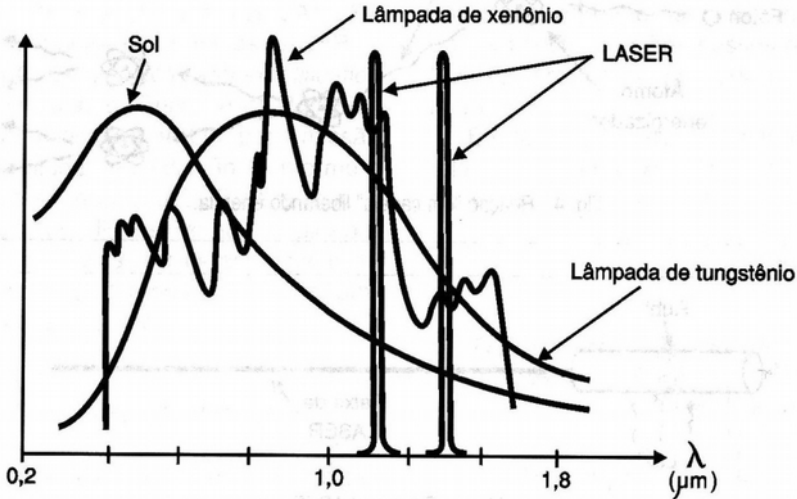


Figura 6 – Espectro de emissão de algumas fontes

b) Coerente

Os Laser são especificados normalmente como fontes coerentes de luz, ou seja, aquelas em que a radiação é emitida segundo um feixe muito estreito e com fase regular e numa faixa muito estreita de frequências. Na prática, entretanto, isso não ocorre e a maioria dos Laser comuns apenas se aproximam do que seria uma fonte coerente ideal. De qualquer forma, mesmo não sendo fonte absolutamente coerente, o LASER pode ser considerado como tal quando comparado a outras fontes comuns de radiação.

c) Concentrada

Além da radiação do LASER ser emitida num feixe muito estreito, ou seja, com uma abertura muito pequena, ela concentra uma grande quantidade de energia.

Desse modo, se a quantidade de energia absorvida em um segundo (que seria a duração do pulso do flash excitador for de 1 watt, se o processo de emissão posterior na forma de LASER

durar 1 milionésimo de segundo, ele corresponderá a uma potência instantânea de 1 milhão de watts.

Divide-se o tempo por 1 milhão para se multiplicar a potência por 1 milhão.

Isso explica por que o feixe de LASER pode furar uma chapa de aço. Um feixe que concentre de forma contínua tamanha potência e numa superfície muito pequena gera calor suficiente para vaporizar um material duro como o ferro. É claro que a maioria dos Laser comuns, principalmente os tipos de uso doméstico e de aparelhos eletrônicos como, por exemplo, um CD-player possuem potências que se medem em frações de watts e, por isso, não podem ter efeitos destrutivos consideráveis. No entanto, a energia concentrada num feixe muito estreito pode ter efeitos prejudiciais para a visão. Células sensíveis de nosso olho podem ser destruídas se observarmos diretamente um feixe de LASER.

O rótulo de PERIGO que acompanha qualquer dispositivo que emita radiação LASER não é uma brincadeira. Veja a figura 7.



Figura 7 – Alerta sobre o perigo da Radiação Laser

Um Mito

Muitas pessoas acham que é possível observar um feixe de LASER lateralmente, ou seja, que ele é visível como uma fina linha que deixa a fonte, de acordo com a figura 8.

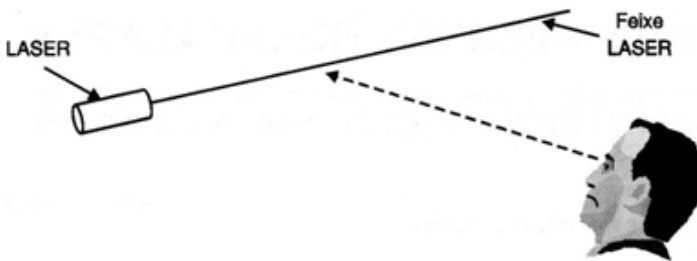


Figura 8 – É possível observar um feixe de LASER?

Na verdade, isso não acontece. Para que a luz seja visível ela precisa iluminar alguma coisa. Assim, o feixe só se torna visível, como ocorre com o feixe de luz de um farol de automóvel, se ele passar por um meio que tenha partículas em suspensão como, por exemplo, poeira, neblina ou fumaça.

Laser Semicondutor

Um tipo de laser que é bastante comum nas aplicações eletrônicas é o LASER semicondutor. Pequeno, fácil de ser fabricado, necessitando pouca potência para ser alimentado, ele pode ser usado em inúmeras aplicações tais como leitores de código de barras, DVDs e CD-players, trenas eletrônicas, indicadores de nível, sensores industriais e muitas outras.

Na figura 9 temos a estrutura básica de um LASER semicondutor.

O princípio de funcionamento lembra muito o dos LEDs, uma vez que o mesmo material é usado na sua construção: Arseneto de Gálio ou GaAs.

Existem diversas formas de se estimular o material semicondutor de modo a provocar a emissão de luz. A mais utilizada é forçar a circulação de uma forte corrente no sentido direto de modo que ela circule pela junção PN da estrutura indicada.

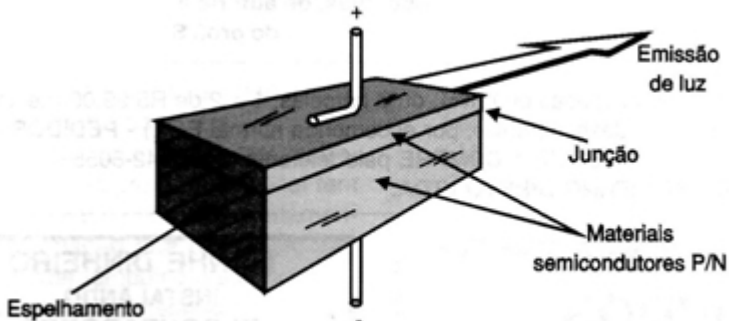


Figura 9 – Estrutura de um LASER semiconductor

A diferença básica em relação ao LED comum é que não temos a emissão descontrolada de luz, mas sim a existência de uma câmara de ressonância com os espelhamentos que permitem obter o efeito da inversão da população dos átomos excitados e, depois, a emissão controlada pela volta dos elétrons aos níveis normais de energia. Uma das grandes vantagens dos Laser semicondutores é que a natureza do material determina o comprimento de onda da emissão, ou seja, a cor da luz. Isso significa que podem ser fabricados Laser com emissões de diversas cores ou comprimentos de onda.

Os primeiros tipos que apareceram eram de infravermelho e caros. Com o tempo além do barateamento, foi possível obter comprimentos de onda menores passando ao vermelho, que se tornaram populares com os Laser Pointers, como o representado na figura 10.



Figura 10 – Um LASER Pointer

Os pequenos módulos de LASER pointers que contêm uma fonte de corrente constante para a excitação dos diodos têm preços bastante acessíveis e podem ser usados numa infinidade de aplicações práticas.

Usos

Além do uso como LASER pointer, que consiste na aplicação imediata (que deve ser analisada com cautela dado o perigo que a radiação representa se incidir diretamente nos olhos das pessoas), existem as aplicações na indústria e em equipamentos de consumo. Nos equipamentos de consumo, por exemplo, os Laser semicondutores fornecem o feixe que, incidindo na superfície de um CD ou de um DVD, iluminam os "pits" e "lands" que correspondem aos bits gravados, fornecendo por reflexão o sinal para um fotodiodo sensor.

Nas leituras de código de barras um feixe de LASER varre rapidamente as etiquetas dos caixas de supermercados e outros estabelecimentos, fornecendo os códigos gravados a um sensor óptico (por reflexão).

Na indústria os Laser são empregados em muitas máquinas como elementos fornecedores do sinal para sensores, por exemplo na leitura de rotação ou movimento de peças, passagem de objetos por linhas de produção, etc.

Outra aplicação importante é na medida e detecção de posição. O posicionamento de uma máquina em nível pode ser feito de forma muito mais precisa utilizando-se um feixe de LASER como referência.

Um LASER modulado pode ser refletido por uma parede e detectado por um fotodiodo. Pela medida da defasagem do sinal, conforme ilustra a figura 11, pode-se ter a indicação exata da distância entre os dois.

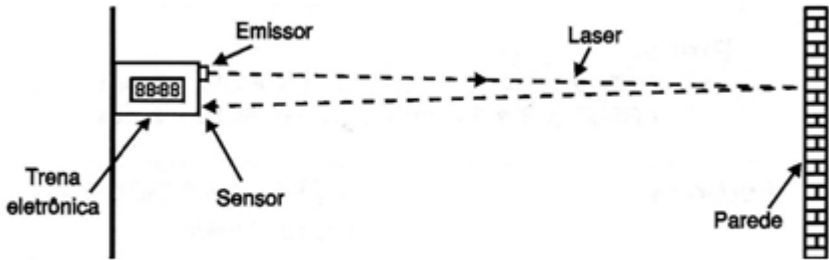


Figura 11 – Medindo distâncias com o LASER

Este é o princípio de funcionamento das trenas eletrônicas que operam com LASER. Observamos que o mesmo tipo de equipamento pode ser feito também com base em ultrassons.

Finalmente temos a utilização do LASER modulado para fornecer os sinais que atravessam as fibras ópticas. Um link a LASER capaz de operar com frequências de transmissão de terabytes por segundo foi recentemente (2001) testado nos Estados Unidos, utilizando fibras ópticas.

Como Funcionam os Osciladores

Osciladores são circuitos necessários em inúmeras aplicações eletrônicas. Sempre que precisamos de um sinal de determinada frequência e forma de onda, quer seja para um simples injetor de sinais ou uma sirene ou para um rádio transmissor, a base é sempre a mesma: o circuito oscilador. Explicaremos neste artigo o princípio de funcionamento de alguns osciladores analisando suas aplicações e limitações. Com base nestas explicações o leitor estará apto a realizar muitos projetos interessantes.

Em muitos circuitos são necessárias correntes que tenham variações de intensidade e sentido que sigam um padrão bem definido. Chamamos estas correntes genericamente de sinais e elas podem ter diversas características.

Uma das características de um sinal é a sua frequência, ou seja, a velocidade com que ele muda de sentido ou varia de intensidade. Esta velocidade é medida em termos de variações por segundo ou hertz (que abreviamos por Hz).

Assim, podemos ter nos osciladores de áudio, sinais que variam desde alguns hertz até milhares de hertz, o que será dito quilohertz (kHz).

Nos chamados circuitos de altas frequências como, por exemplo, os rádios, podemos ter sinais com frequências que vão desde algumas centenas de quilohertz (kHz) até milhões de hertz ou megahertz (MHz).

Na figura 1 temos o espectro de frequências dos sinais que são normalmente usados em aplicações eletrônicas.

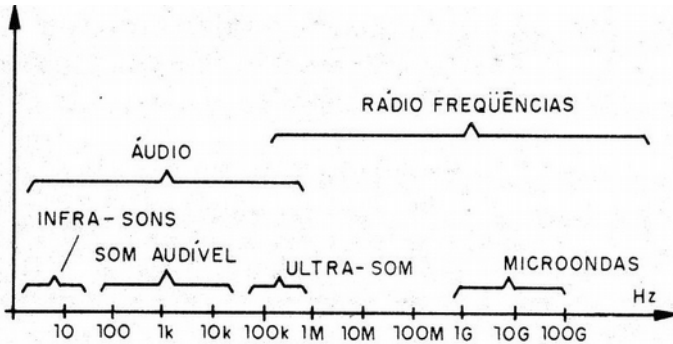


Figura 1 – Espectro dos sinais

Os sinais de frequências inferiores a 20 000 Hz são denominados de audiodfrequência pois normalmente, quando aplicados em alto-falantes resultam em sons, enquanto os que estão acima de 20 kHz ou 20 000 Hz são denominadas radiofrequências, pois resultam em ondas de rádio quando aplicados em antenas.

A outra característica importante de um sinal é o seu modo de variação. Podemos representar este modo através de um gráfico que nos dá o que chamamos de forma de onda do sinal.

Assim, se a corrente ou tensão que corresponde a um sinal aumentar de intensidade lentamente, mas de forma linear, para depois diminuir rapidamente, teremos uma forma de onda conforme mostra a figura 2.

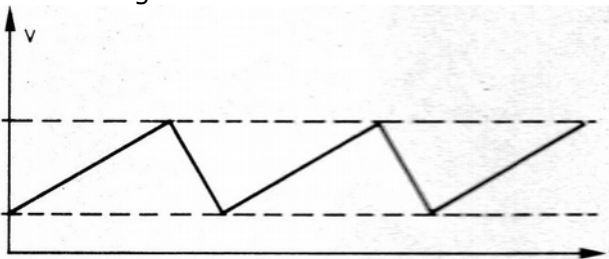


Figura 2 – Um sinal dente de serra

Esta forma de onda é denominada "dente de serra" pela semelhança que a figura apresenta com os dentes de uma serra

comum. Na figura 3 temos outras formas de onda comuns para sinais encontrados nos circuitos eletrônicos.

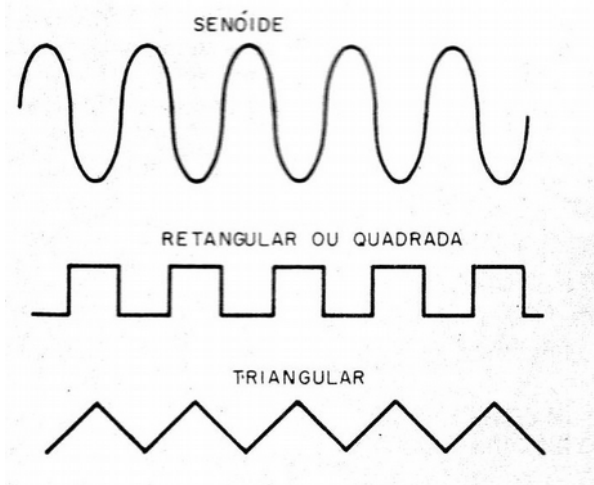


Figura 3 – Formas de onda comuns

A forma mais "natural" e, portanto, mais comum do sinal é a senoidal. A senoide representa a forma de oscilação natural dos corpos.

Como produzir estas oscilações?

Se batermos num corpo ou então excitarmos um circuito LC com um pulso, temos a produção de oscilações, no entanto, estas oscilações tendem a diminuir gradualmente de intensidade, conforme mostra a figura 4, pois a energia vai diminuindo gradualmente no sistema.

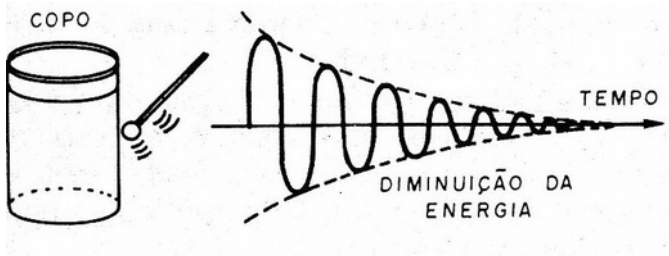


Figura 4 – Um sinal amortecido

Para que as oscilações se mantenham por tempo indeterminado, é preciso entregar ao sistema a energia que ele vai usando para produzir as oscilações.

Para isso usamos circuitos denominados osciladores.

Os Osciladores

Um oscilador consiste basicamente num sistema em que temos um elemento que repõe a energia perdida (perdas intrínsecas ao circuito), e assim produz oscilações, e um circuito sintonizado que determina a frequência do sinal que deve ser reproduzido. O elemento que repõe a energia pode ser um amplificador com um sistema de realimentação positiva conforme mostra a figura 5.

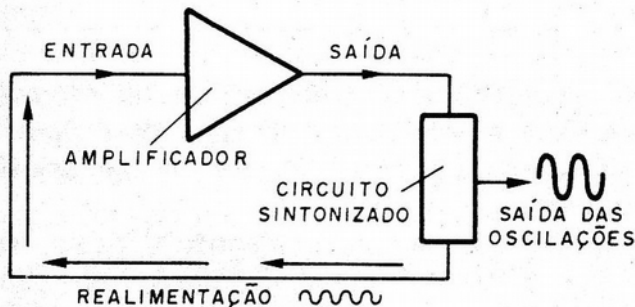


Figura 5 – A realimentação positiva

Temos então que parte do sinal de saída é injetado de volta na entrada do amplificador o que aumenta sua intensidade para manter a excitação.

É evidente que a energia que "jogamos" de volta na entrada do amplificador deve ser sempre suficiente para obter maior ou igual intensidade de sinal na saída. Isso significa que, se o ganho do amplificador for menor que 1, o sinal vai perdendo a intensidade até desaparecer.

Temos então a produção de oscilações amortecidas.

Se o ganho for maior que 1, obtemos excitação suficiente para manter as oscilações e ainda sobra um pouco para ser usada

externamente, ou seja, levado para as etapas seguintes do aparelho. A figura 6 mostra o que ocorre.

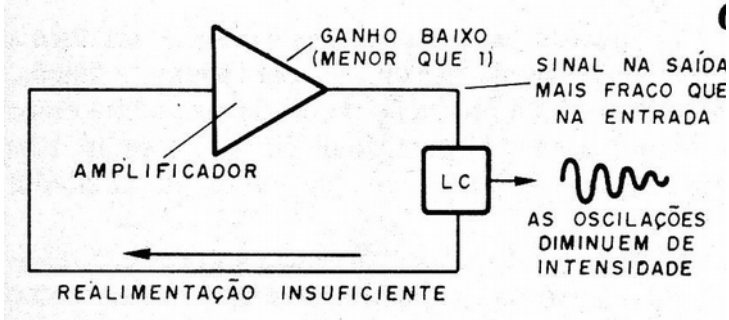


Figura 6 – Ganho menor que 1

Diversas são as técnicas de fazermos um oscilador, todas baseadas num elemento de amplificação e um circuito que determina a frequência de operação e que nem sempre precisa ser um LC (bobina e capacitor).

Analisemos a seguir as principais configurações de osciladores.

O Oscilador Hartley

Na figura 7 temos a configuração básica de um oscilador Hartley com um transistor NPN.

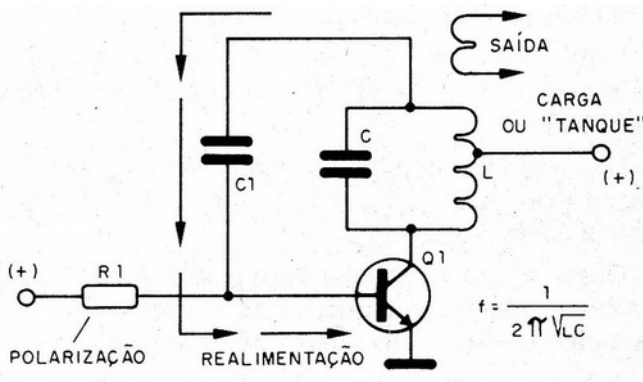


Figura 7 – O oscilador Hartley

A bobina e o capacitor determinam a frequência de operação do oscilador, ao mesmo tempo em que o transistor é o elemento ativo que repõe a energia ao sistema.

A bobina possui uma derivação central ou próxima do centro de tal forma que temos dois setores. Um dos setores, ligado ao coletor do transistor, recebe toda a energia deste componente, sendo por isso denominado "carga".

É neste setor que realizamos a extração das oscilações, o que pode ser feito, por exemplo, por uma segunda bobina que faria o papel do secundário de um transformador. O outro setor se encarrega de inverter a fase do sinal e aplicá-lo de volta à entrada do transistor.

É importante observar que a frequência de um oscilador deste tipo está limitada pelo tempo que o sinal demora para voltar à entrada do transistor.

Como existe uma capacitância entre a base e o emissor do transistor, ou seja, um capacitor que precisa ser carregado, quanto maior for seu valor mais tempo ele demora para iniciar a condução do sinal produzido, figura 8.

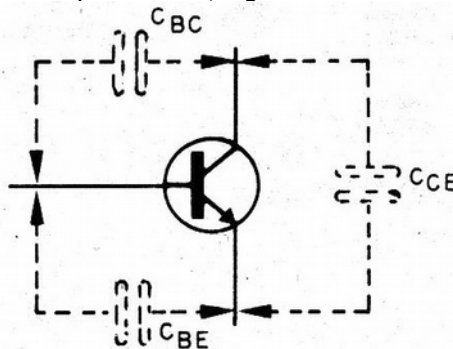


Figura 8 – Capacitâncias parasitas num transistor

Mesmo usando transistores especiais em que esta capacitância é reduzida, a frequência máxima de um oscilador deste tipo não vai além de algumas dezenas de megahertz.

A forma de onda de um oscilador deste tipo é teoricamente senoidal, no entanto, dependendo da frequência de operação e da existência de elementos parasitas no circuito, podem ocorrer deformações.

Oscilador Colpitts

Na figura 9 temos a configuração básica deste tipo de oscilador, tendo por elemento ativo um transistor.

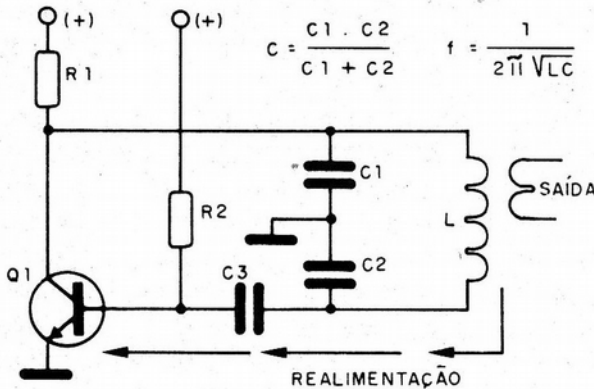


Figura 9 – Oscilador Colpitts

Observe que neste caso também temos um sistema ressonante LC, mas a derivação para realimentação não é mais à bobina, mas sim feita por meio de dois capacitores.

O princípio de funcionamento é o mesmo do Hartley. O sinal retirado do coletor do transistor é aplicado à bobina de carga, de onde podemos fazer seu aproveitamento para um circuito externo.

Parte deste sinal é levado de volta à entrada do transistor de modo a fazer a realimentação que mantém as oscilações.

Na figura 10 temos outra aplicação para este tipo de oscilador como, por exemplo, um VFO (Oscilador de Frequência Variável).

Observe que neste circuito o sinal é retirado do emissor do transistor e que o circuito ressonante tem o capacitor variável em série e não em paralelo.

A bobina neste circuito é para a faixa de 5 MHz e consta de aproximadamente 30 espiras de fio esmaltado 28 numa forma de 1,5 cm de diâmetro sem núcleo. Este tipo de oscilador pode ser usado em frequências de até aproximadamente 10 MHz.

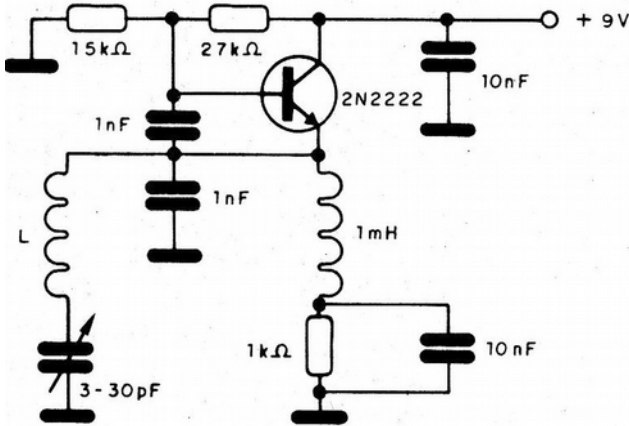


Figura 10 – Um VFO

Oscilador Por Deslocamento De Fase

Na figura 11 temos o circuito básico deste tipo de oscilador.

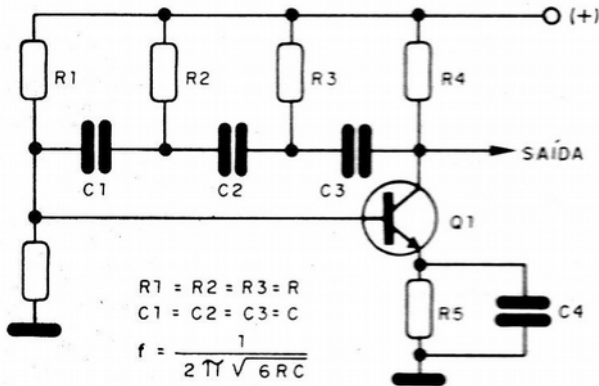


Figura 11 – Oscilador por deslocamento de fase

Os transistores na configuração de emissor comum invertem a fase do sinal aplicado à base. Isso quer dizer que variações positivas da tensão de entrada se traduzem em variações negativas de tensão de saída.

Se quisermos formar um oscilador com um transistor, conforme vimos é preciso inverter a fase do sinal que vai ser reaplicado à entrada.

Nos osciladores Hartley e Colpitts isso é conseguido pela presença de indutância, o que garante que o sinal aplicado na entrada tenha fase oposta ao de saída, o que quer dizer que, na amplificação obtemos um reforço nesta mesma saída.

No entanto, nos circuitos em que não temos indutância podemos também conseguir oscilações com uma rede de deslocamento de fase que use resistores e capacitores.

Esta rede que facilmente identificamos no diagrama, não só produz um deslocamento de 180 graus na fase do sinal, ou seja, inverte a fase, como também determina a frequência das oscilações conforme a fórmula dada no próprio diagrama.

O sinal gerado por este oscilador é senoidal, mas a sua frequência máxima está limitada a algumas dezenas de quilohertz. As aplicações deste oscilador são apenas as que se referem aos circuitos de áudio.

Na figura 12 temos um circuito prático que o leitor pode montar na matriz de contatos para conhecer este tipo de oscilador.

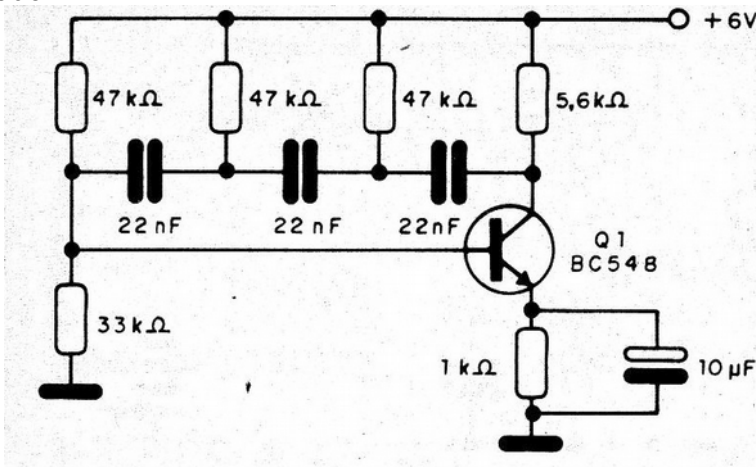


Figura 12- Oscilador prático por deslocamento de fase

Sua saída deve ser ligada à entrada de um amplificador de áudio já que o sinal gerado é de baixa intensidade.

Oscilador de Duplo T

Com resistores e capacitores temos outra forma de fazer a inversão de fase do sinal para a realimentação, garantindo assim a produção de oscilações numa etapa com transistor na configuração de emissor comum.

Isso é mostrado na figura 13 em que temos um oscilador de "duplo T"

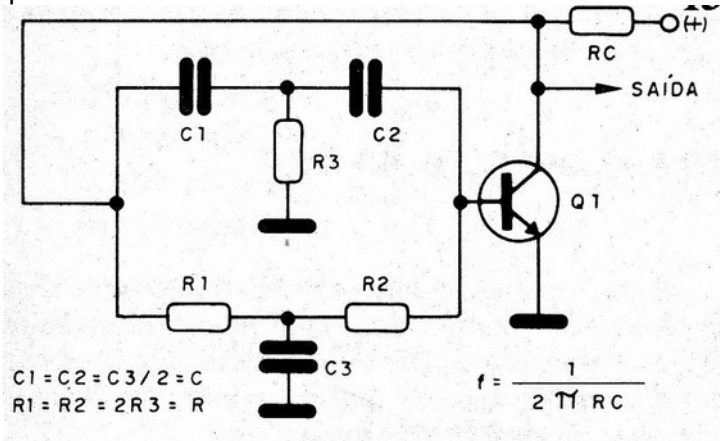


Figura 13 – Oscilador de duplo T

O duplo T é formado por 3 capacitores e 3 resistores que não só determinam a inversão de fase como também o retardamento do sinal no circuito e, portanto, sua frequência. Estes componentes devem manter relações de valores bem definidas para que as oscilações ocorram.

O sinal produzido na saída é senoidal e a sua frequência está limitada a algumas dezenas de quilohertz, o que torna este circuito aplicável apenas em áudio. Podemos utilizar no duplo T um elemento variável, que é o trimpot mostrado na figura 14.

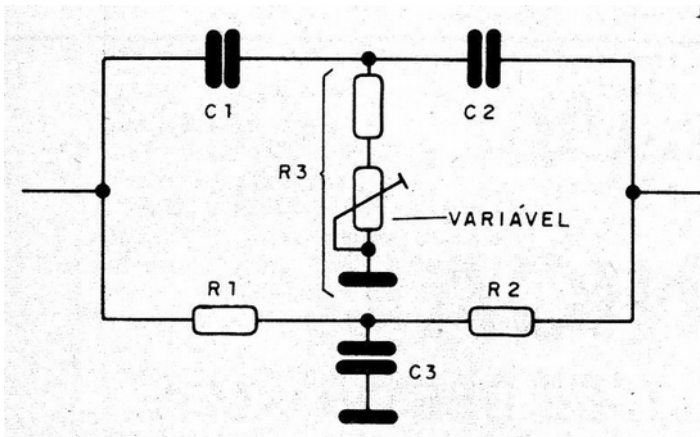


Figura 14 – Oscilador de duplo T variável

Com este componente podemos tornar crítica a realimentação e com isso produzir oscilações amortecidas. Se o sinal realimentado for insuficiente para excitar o transistor, e produzir na saída uma variação da mesma intensidade que o ciclo anterior, temos um decréscimo gradual da amplitude do sinal gerado, ou seja, um sinal amortecido.

O amortecimento pode ser grande ou pequeno conforme a realimentação se aproxime mais ou menos do necessário para obter a amplitude máxima do sinal de saída, figura 15.

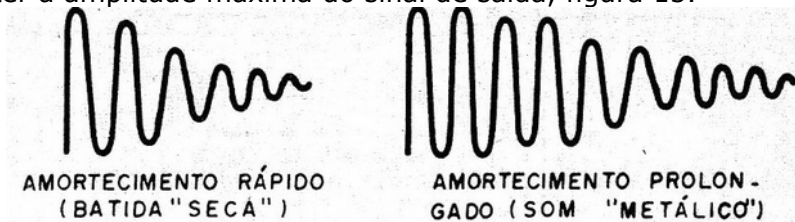


Figura 15- Formas de onda do sinal produzido

Se o amortecimento for rápido, com o sinal parando logo temos um efeito que lembra a batida seca de blocos de madeira ou objetos sólidos, quando a frequência está entre 100 Hz e 2000 Hz.

Por outro lado, se o amortecimento for pequeno e a frequência estiver na mesma faixa, teremos um som de percussão semelhante ao bater em objetos de metal ou vidro.

Muitos instrumentos musicais, geradores de ritmos e de efeitos utilizam este tipo de oscilador para produzir o efeito de percussão. No site temos diversos projetos que aproveitam esta configuração para se obter sons de instrumentos musicais como o tambor e o bongo.

Na figura 16 damos um circuito simples de oscilador de duplo T que imita o som de sino.

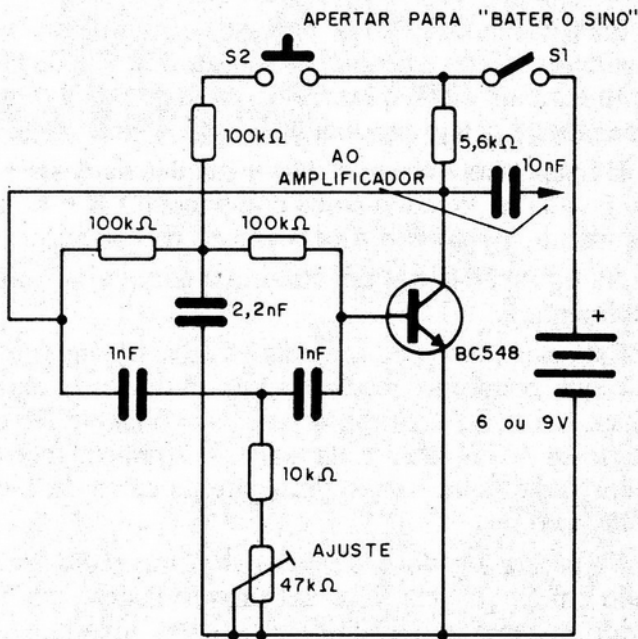


Figura 16 – Oscilador que imita o som de sino

O ajuste do efeito é conseguido no trimpot e devemos ligar a saída do oscilador na entrada de um bom amplificador pois o sinal é de baixa intensidade. Alterando os valores dos capacitores (mantendo as relações exigidas pelo projeto) podemos imitar outros tipos de percussão como o tamborim, o tambor etc.

Oscilador de Bloqueio

Um outro tipo muito simples de oscilador que utiliza bobinas e capacitores é o oscilador de bloqueio mostrado na figura 17.

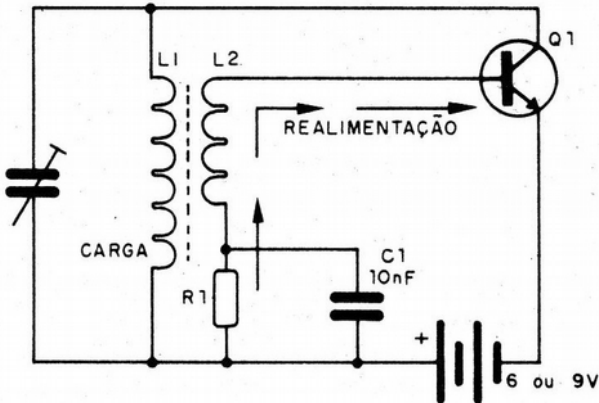


Figura 17 – O oscilador de bloqueio

No coletor de um transistor temos uma bobina e um capacitor variável que formam a carga ressonante, responsável pela frequência das oscilações que serão produzidas.

Sobre essa bobina temos outra, pertencente ao circuito de realimentação, e que é ligada à base do transistor. Através desta bobina é feita a polarização do transistor de modo a levá-lo a saturação. Quando ligamos o circuito, a polarização de base leva imediatamente o transistor à saturação, produzindo assim um pulso de corrente na bobina da carga, o qual induz uma tensão na bobina de realimentação.

No entanto, o sentido de enrolamento da bobina de realimentação é tal que a corrente induzida deve se contrapor à corrente de polarização, ou seja, bloqueia a corrente, levando o transistor imediatamente ao corte. Com o transistor no corte cessa a corrente pela carga assim como a corrente induzida na bobina de realimentação. Pode entrar em ação novamente a polarização de base que leva o transistor à saturação e um novo ciclo ativo é produzido.

Este oscilador produz pulsos, de modo que sua forma de onda não é senoidal, mas sua velocidade permite que sinais na

frequência de até algumas dezenas de megahertz sejam produzidos.

É interessante observar que a frequência deste circuito é dada na verdade pelos componentes R e C que determinam o bloqueio e polarização do transistor. Na figura 18 temos um circuito prático para o leitor experimentar.

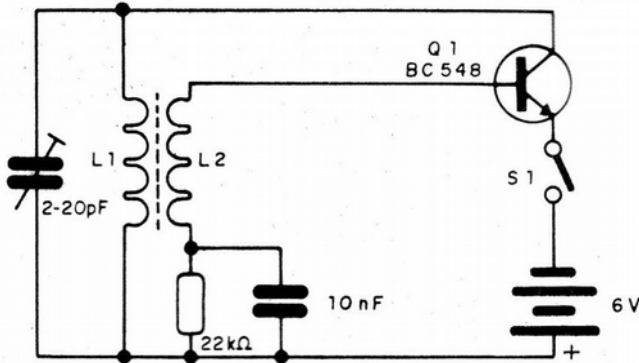


Figura 18 – Oscilador prático de bloqueio

Este oscilador produz sinais na faixa de ondas médias e que podem ser captados num radinho de ondas médias. A bobina é formada por 100 voltas de fio esmaltado 28 AWG e sobre ela mais 20 espiras do mesmo fio, enrolados num bastão de ferrite de cerca de 1 cm de diâmetro.

Se ao ser ligado o circuito, com um rádio sintonizado em frequência livre nas proximidades nada for captado, mesmo ajustando-se o capacitor variável, inverta a bobina de realimentação que pode estar ligada no sentido contrário ao que se necessita para obter o bloqueio de polarização, responsável pelas oscilações.

Outros Osciladores

Além destes osciladores existem muitos outros que oportunamente abordaremos em artigos independentes, dada sua importância.

Dentre eles destacamos os osciladores de relaxação, os multivibradores astáveis, os osciladores controlados por cristal,

etc. (Veja outros artigos no site). Devemos ainda observar que em todos os exemplos sempre pegamos como elementos ativos os transistores bipolares comuns NPN.

No entanto, os mesmos osciladores podem ser elaborados em torno de outros tipos de elementos ativos tais como transistores de efeito de campo, válvulas, amplificadores operacionais etc. Isso mostra ao leitor que no estudo dos osciladores não basta um simples artigo para vermos tudo.

Trata-se de matéria bastante extensa que pode ser encontrada em outros artigos do site.

Aos leitores interessados o que podemos sugerir é que digite a palavra "oscilador" na busca do site, quando aparecerão então dezenas de artigos sobre o assunto

SCR - Teoria E Prática

O SCRs ou diodos controlados de silício podem funcionar como elementos de disparo de circuitos eletrônicos, como relês de estado sólido, como osciladores de alta potência, como controles de potência em circuitos de corrente alternada, circuitos inversores e em uma infinidade de aplicações em que outros semicondutores tais como transistores bipolares, transistores de efeito de campo de potência e diodos comuns não podem ser usados. Por que tudo isso?

Os SCRs têm uma estrutura tal que manifesta propriedades elétricas que permitem que ele seja usado em todas estas aplicações. Assim, inicialmente podemos dizer que o que diferencia um SCR de outros componentes comuns tais como diodos retificadores comuns, e transistores é a sua estrutura que lhe confere propriedades bem definidas das quais passamos a falar a seguir.

O Que É Um SCR

Se tivermos dois pedaços de materiais semicondutores unidos, um do tipo P e outro do tipo N de modo que entre eles haja uma junção, a estrutura assim formada manifestar propriedades bem definidas que caracterizam o que denominamos diodo semicondutor.

Esta estrutura se comporta no sentido de conduzir corrente intensamente quando polarizada no sentido direto e não conduzir praticamente a corrente oferecendo-lhe uma resistência muito alta, quando polarizada no sentido inverso, conforme sugere a figura 1.

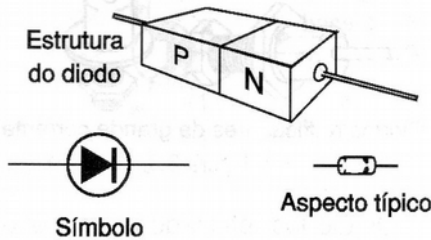


Figura 1.

Na figura 2 representamos as propriedades elétricas manifestadas por esta estrutura pelo que chamamos de curva característica do diodo.

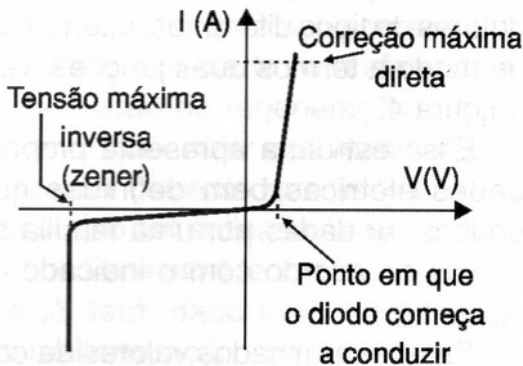


Figura 2.

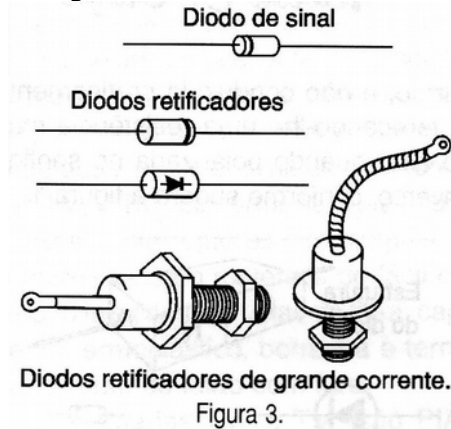
Vemos que na região de polarização direta o diodo a partir de determinada tensão manifesta resistências muito baixas conduzindo intensamente a corrente, ao mesmo tempo em que na região de polarização inversa o diodo manifesta resistências muito altas não conduzindo praticamente a corrente até o instante em que é atingida a tensão de ruptura inversa do diodo ou tensão zener.

Neste momento o diodo também conduz a corrente no sentido inverso, mas para os diodos comuns isso acarreta sua destruição.

Esta característica de conduzir a corrente num sentido e bloquear em outro, de ter certos valores limites tanto para a circulação da corrente no sentido direto como no inverso é que

determinam as possíveis aplicações dos diodos semicondutores na prática.

Existem, portanto, muitos tipos de diodos que tem estruturas estudadas de modo a aumentar os limites dados por estas características visando assim aplicações específicas conforme mostra a figura 3.



Os diodos retificadores, por exemplo devem ter superfícies de junção maiores que os diodos detectores já que devem suportar correntes mais intensas. O próximo componente semicondutor a ter sua estrutura analisada é o transistor bipolar.

O transistor bipolar é formado por três pedaços de materiais semicondutores de tipos diferentes alternados de modo a termos duas junções, conforme mostra a figura 4.

Esta estrutura apresenta propriedades elétricas bem definidas que podem ser dadas por uma família de curvas conforme o indicado na figura 5.

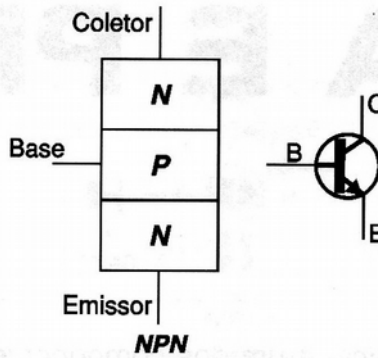
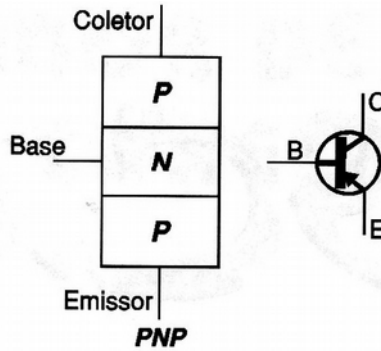


Figura 4.

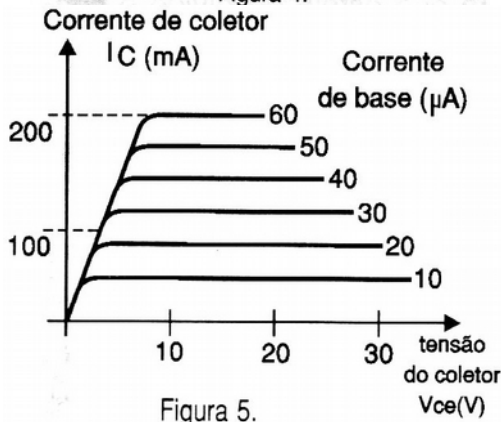


Figura 5.

Para determinados valores da corrente de base, temos correntes definidas de coletor em função da tensão neste mesmo elemento.

Estas características permitem que o transistor seja usado como dispositivo amplificador de sinais, já que uma pequena corrente aplicada a sua base fará circular uma corrente mais intensa em seu coletor. Variações da corrente de base podem, portanto, ser traduzidas por variações maiores da corrente de coletor.

Partindo então de um componente de 3 camadas de materiais semicondutores chegamos ao componente de 4 camadas que é justamente o SCR. O SCR se enquadra, portanto, na família dos dispositivos denominados Tiristores ou seja, dispositivos destinados a comutação de alta velocidade.

Na figura 6 temos a estrutura de um SCR (diodo controlado de silício) em que 4 pedaços de materiais semicondutores formam uma estrutura de 4 camadas, de onde vem a denominação algumas vezes dada a estes dispositivos de "diodos de 4 camadas".

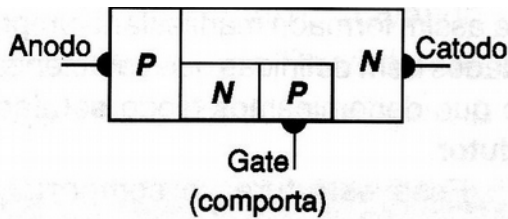


Figura 6.

Na figura 7 temos o símbolo adotado para representar um SCR assim como a curva característica que ele apresenta e por onde podemos analisar seu princípio de funcionamento.

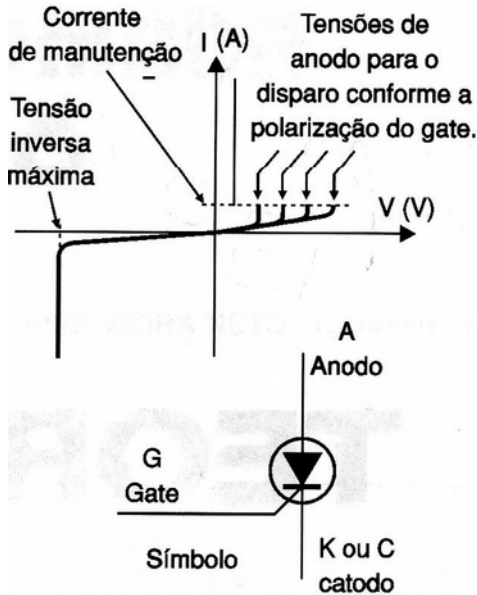
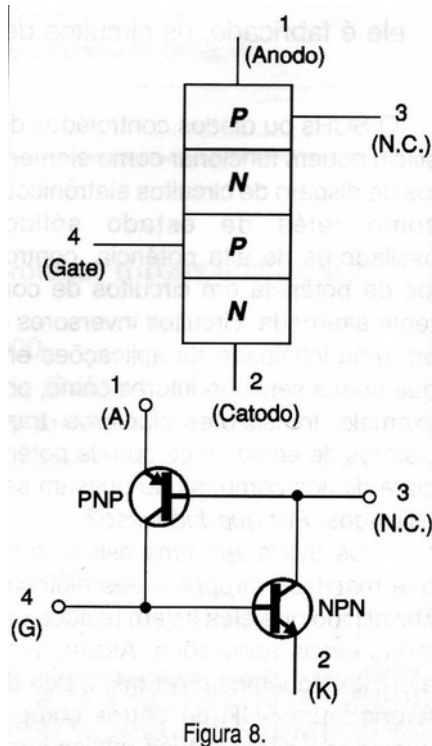


Figura 7.

As quatro camadas de materiais semicondutores que formam a estrutura do diodo controlado de silício equivalem na realidade a dois transistores, um PNP e outro NPN ligados de tal modo a formar uma chave regenerativa.

Como o princípio de funcionamento dos transistores, mais conhecido de nossos leitores podemos partir deste circuito equivalente mostrado na figura 8 para explicar o princípio de funcionamento do SCR.



Como neste primeiro item estamos vendo apenas o que é um SCR, terminamos completando que o SCR, então no fundo um retificador ou seja, um diodo, mas que possui um eletrodo a mais que permite que a corrente retificada seja controlada externamente.

Muito mais que um diodo o SCR, portanto um dispositivo de comutação, porque pode ser ligado e desligado rapidamente a partir de sinais externos aplicados de maneira apropriada conforme veremos a seguir.

Como Funcionam os SCRs

Conforme vimos no item anterior a estrutura do SCR se compara à de dois transistores ligados de modo a formar uma chave regenerativa. Veja o leitor que, se na realidade o SCR

equivale a dois transistores porque representá-lo por um símbolo que muito mais nos lembra um diodo?

O fato é que na realidade as características de condução obtidas com esta estrutura lembram muito mais os diodos do que propriamente os transistores. Em suma, mesmo podendo ter seu funcionamento equivalente ao de dois transistores, as características lembram muito mais os diodos comuns.

Conforme o leitor pode ver o SCR possui três terminais que recebem denominações específicas:

A para o anodo (anode)

C ou K para o catodo (cathode)

G para a comporta (gate)

Na estrutura equivalente formada por transistores, o anodo corresponde ao emissor do primeiro transistor que é um do tipo PNP, o catodo corresponde ao emissor do segundo transistor. A base do primeiro transistor está ligada ao coletor do segundo, ao mesmo tempo em que a base do segundo transistor está ligada ao coletor do primeiro.

O funcionamento deste circuito pode então ser explicado a partir da figura 9 da seguinte maneira:

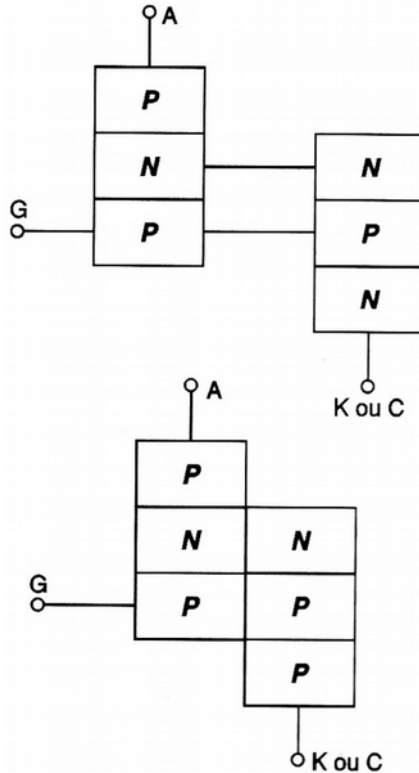


Figura 9.

- a) Ligando inicialmente a alimentação do circuito de modo que uma tensão positiva em relação ao catodo seja aplicada ao anodo, o SCR se comporta como um circuito aberto, não havendo condução apreciável de corrente, a não ser uma pequena fuga que normalmente ocorre pelas junções devido a agitação térmica dos átomos dos materiais semicondutores. uma pequena corrente que pode ser considerada desprezível circula entre a base do primeiro transistor (Q1) e o coletor do segundo (Q2) ao mesmo tempo que uma pequena corrente circula entre a base do segundo transistor (Q2) e o coletor do primeiro.
- b) O resultado é que a corrente entre o anodo e o catodo do SCR não pode ser considerada como existente para efeitos práticos. O SCR estará "Desligado". Uma lâmpada ligada em

série com o SCR nestas condições permanecerá apagada, conforme sugere a figura 10.

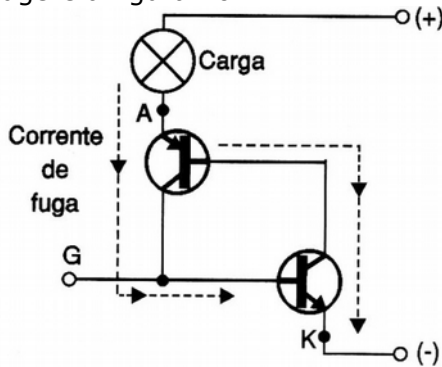


Figura 10.

- c) Se agora for estabelecida uma pequena tensão positiva em relação ao catodo na comporta do SCR, fazendo com que uma corrente pequena circule entre a base do segundo transistor (Q2) e seu emissor, o SCR mudará de estado. Polarizando a junção deste transistor Q2 no sentido direto de condução (junção emissor-base) o transistor terá também sua corrente de coletor aumentada numa proporção que depende do ganho deste mesmo transistor. Lembramos que a corrente de coletor será tantas vezes maior que a corrente de base quanto for o ganho do transistor. Ora, a corrente de coletor do segundo transistor (Q2) é justamente uma corrente que circula num sentido que polariza a junção emissor-base do primeiro transistor no sentido de também fazê-lo conduzir. Esta corrente de base consequentemente no primeiro transistor conforme mostra a figura 11.

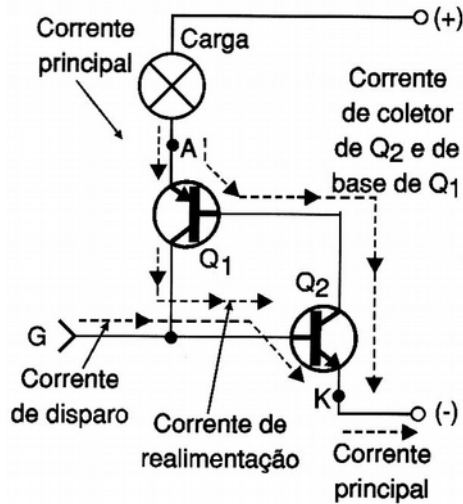


Figura 11.

Mas, a corrente de coletor do primeiro transistor é justamente a corrente de base do segundo, o que significa que agora volta o primeiro transistor a ser excitado num efeito de realimentação ou regeneração.

Isso significa que mesmo que a pequena corrente que tenha dado início ao processo ao ser aplicada na base do segundo transistor, tenha desaparecido, ele terá dado início ao processo de realimentação que leva tanto um como outro transistor a terem suas correntes de coletor aumentadas numa proporção que mantém ambos conduzindo intensamente a corrente.

Assim, tanto um como outro transistor conduzindo a corrente, haverá a circulação de uma forte corrente principal pelo SCR que pode alimentar o circuito de carga. O SCR terá sido "ligado".

Veja o leitor que basta uma pequena corrente para dar início ao processo para que o SCR comute para o seu estado de plena condução e assim continue mesmo depois de cessada a corrente de comporta inicial.

Veja também os sentidos de circulação de todas as correntes:

A corrente de disparo deve circular no sentido de comporta para o catodo, vencendo no caso apenas a barreira de potencial existente numa única junção. Isso significa que para os SCRs comuns, a tensão que se precisa para vencer esta barreira de potencial é da ordem de 0,2 a 0,6 V (em alguns tipos pode ser um pouco maior chegando mesmo aos 1,2 V) e que a corrente mínima que deve circular nestas condições dependerá do ganho dos transistores "equivalentes" o que está diretamente condicionado ao tipo de SCR e à sua corrente máxima.

Tipos como o TIC106, MCR106, IR106, que são considerados SCRs de grande sensibilidade precisam de apenas 60 a 500 uA para serem disparados, ao mesmo tempo em que outros SCRs de menores sensibilidades precisam de correntes da ordem de 10 a 50 mA para serem disparados.

A corrente principal, que é a corrente que controla o circuito de carga circula do anodo para o catodo, o que nos leva a observar que os SCRs são dispositivos unilaterais ou seja, conduzem a corrente num único sentido.

Como a corrente que circula pelo SCR tem de vencer 3 junções semicondutoras para ir ao anodo para o catodo ocorre uma pequena queda de tensão neste componente que tem um valor típico entre 1 e 2 volts. Esta queda de tensão no SCR multiplicada pela intensidade da corrente que ele controla resultam na potência que ele deverá dissipar em forma de calor.

Considerando-se, no entanto, que as correntes normalmente são grandes e que as tensões são muito maiores nas aplicações práticas, da ordem de 110 ou 220 V, a potência perdida num SCR é extremamente pequena. Por exemplo, no controle de uma carga de 440 Watts o que pode ser facilmente dissipado com um pequeno irradiador conforme mostrado na figura 12.

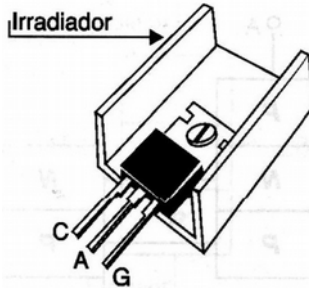


Figura 12.

Um ponto importante que deve ser levado ao conhecimento dos leitores é que o equivalente transistorizado do SCR não pode funcionar na prática em vista de suas limitações de corrente, a não ser em casos especiais.

Veja que a corrente principal que circula pelo SCR é formada pela soma de duas correntes de base, e nos transistores comuns esta corrente está limitada a valores muito baixos. Isso quer dizer que se fizermos um SCR improvisado usando dois transistores, a capacidade de corrente deste SCR não será dada pela corrente máxima que cada um pode permitir circulando por seus coletores, mas sim pela sua corrente máxima de base que em geral é muito menor.

Os SRCs são estruturados justamente de modo a admitir elevadas correntes principais que podem ir desde fração de ampère até mais de 1 000 ampères para os tipos industriais, de grandes dimensões conforme mostramos na figura 13.

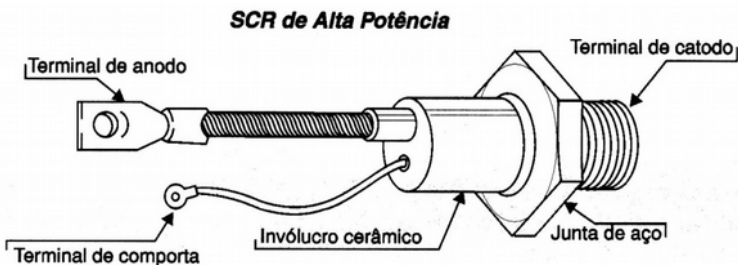


Figura 13.

c) Voltando ao nosso SCR disparado que agora conduz intensamente a corrente mesmo depois de desaparecer o sinal de excitação temos um problema a ser analisado: como desligá-lo?

Temos aqui diversas possibilidades que serão analisadas sempre levando em conta o equivalente "transistorizado" deste componente.

Uma vez que o SCR tenha sido disparado, ocorre uma realimentação interna conforme vemos, que mantém a corrente máxima entre seu anodo e seu catodo, mesmo depois de desaparecida a corrente inicial de disparo pela comporta.

Para que a realimentação ocorra numa intensidade que mantenha o SCR em plena condução é preciso, no entanto, que a corrente principal tenha um valor mínimo denominado "corrente de manutenção" (em inglês usa-se o termo "holding current"). Se a corrente principal cair abaixo deste valor, a realimentação não mais será suficiente para manter o SCR em plena condução e ele desligará.

Para um SCR da série 106 esta corrente de manutenção (I_H) tem seu valor típico entre 5 e 8 mA o que significa que esta é a corrente mínima que o circuito de carga deve "puxar" para que o SCR funcione apropriadamente conforme mostram as curvas da figura 14.

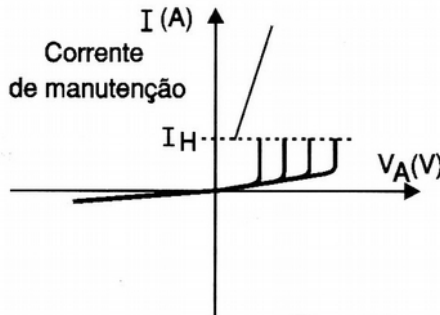


Figura 14

Um dos meios que se tem para desligar um SCR então é reduzir a corrente principal até que ela caia abaixo do valor indicado, quando ele então comuta para o estado de não condução.

Uma outra maneira de se fazer o SCR "desligar" consiste em reduzir a zero momentaneamente a tensão entre o anodo e o catodo de modo que a corrente principal caindo abaixo do valor de manutenção venha provocar o desligamento do semiconductor levando-o ao seu estado de não condução.

Isso pode ser feito de diversas maneiras, como por exemplo por meio de um interruptor de pressão do tipo normalmente aberto (NA) ligado em paralelo com o SCR curto-circuitando-o momentaneamente, ou então por meio de um interruptor de pressão do tipo normalmente fechado ligado em série com a alimentação, desligando-o momentaneamente. Estes procedimentos são mostrados na figura 15.

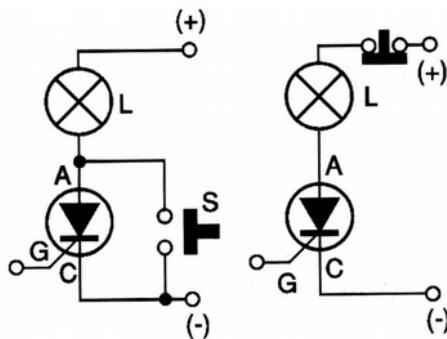


Figura 15.

É claro que, este processo de "desligar o SCR só é necessário nos casos da corrente principal ser contínua pura. Se esta corrente for contínua pulsante o que acontece quando o mesmo é alimentado pela rede de corrente alternada e só ocorre a condução dos semiciclos num sentido, existem os instantes entre dois semiciclos sucessivos em que automaticamente a tensão e portanto a corrente, caem a zero, conforme mostra a figura 16.

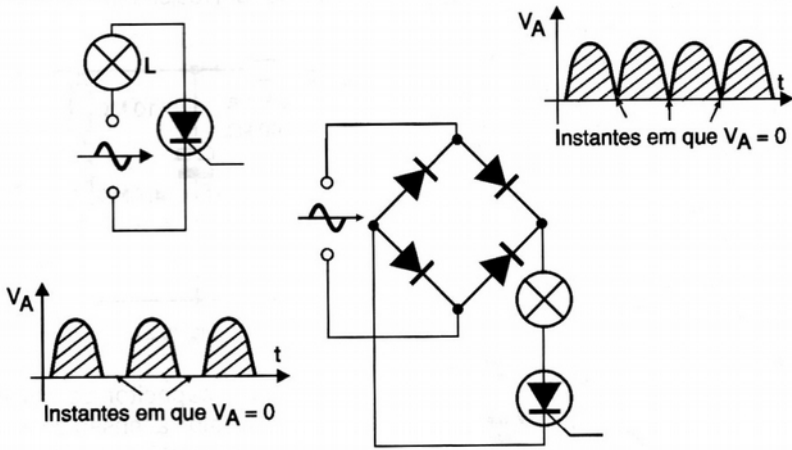


Figura 16.

Nesta figura vemos que tanto no caso da alimentação direta do SCR por corrente alternada em que um dos semiciclos é totalmente cortado, como no caso da retificação por onda completa, em que os dois semiciclos estão presentes porém forçando a circulação da corrente no mesmo sentido, existem os instantes em que a tensão se anula e que portanto o SCR, se estiver conduzindo, desliga.

Podemos então disparar um SCR em qualquer ponto de um semiciclo da alimentação e ele automaticamente desligará no final deste semiciclo quando a tensão entre seu anodo e seu catodo cair a zero.

Este comportamento do SCR nos circuitos de corrente alternada torna-o ideal para as aplicações em que ele atua como controle de potência.

Na sua comporta é ligado então um circuito de retardo, normalmente um resistor e um capacitor de tal modo que a tensão de disparo na sua comporta só atinge o valor necessário do disparo do SCR depois de decorrido algum tempo após o início de um semiciclo.

Isso quer dizer que podemos retardar o disparo do SCR para que ele ocorra em qualquer ponto desejado do semiciclo de alimentação. Se o disparo ocorrer no início do semiciclo, este será

totalmente conduzido pelo SCR e conseqüentemente pelo circuito de carga que então funcionará com sua potência máxima.

Se o SCR for disparado no final do semiciclo só haverá tempo para uma pequena parcela do mesmo seja conduzida e conseqüentemente a carga receberá o mínimo de potência conforme mostrado na figura 17.

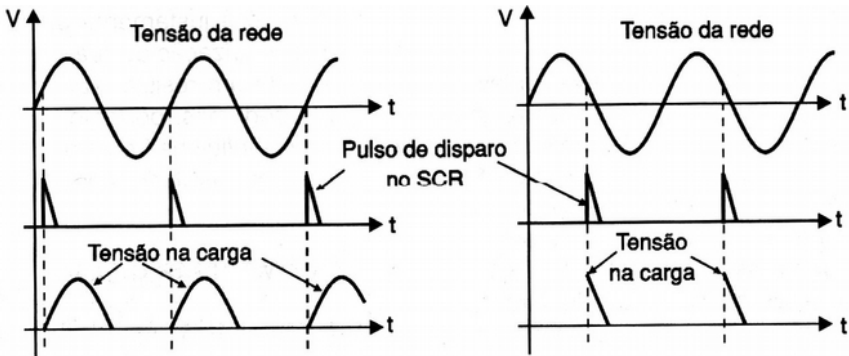


Figura 17.

Usando um resistor variável e um capacitor de valor fixo pode-se controlar a potência aplicada no circuito de carga entre um valor mínimo que se aproxima de 0 até um valor máximo que se situa perto de 48% para os circuitos de meia onda e 95% para os circuitos de onda completa.

Dispositivos de comutação rápida ligados no circuito de disparo ajudam o SCR a disparar nos instantes exatos desejados melhorando com isso o funcionamento dos controles. Dos dispositivos mais comuns usados com esta finalidade citamos os SUS (Silicon Unilateral Switch) cujo aspecto e símbolo são mostrados na figura 18.



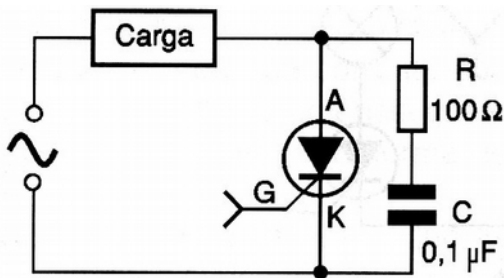
Figura 18.

Este semiconductor dispara somente quando a tensão no capacitor atinge aproximadamente 7,8 V de modo que, com este valor de tensão mais alta aplicada à comporta do SCR, seu disparo possa ocorrer numa velocidade maior.

É claro que o SCR não tem só suas vantagens. Na realidade, alguns problemas que ocorrem quando muitos usam SCRs e estes não funcionam como se deve são justamente causados por algumas "deficiências" naturais que este, como qualquer outro componente eletrônico possui.

Uma das "deficiências" que pode ser citada é a pequena capacitância que existe entre as junções do SCR, ou seja, suas 4 camadas que permite que pulsos de alta tensão ou transientes de curta duração que apareçam entre o anodo e o catodo possam chegar até o eletrodo de comporta com intensidade suficiente para provocar seu disparo.

Este problema, no entanto, pode ser normalmente eliminado pela ligação entre o anodo e o catodo do SCR, conforme mostra a figura 19 de um resistor e de um capacitor de valor apropriados.



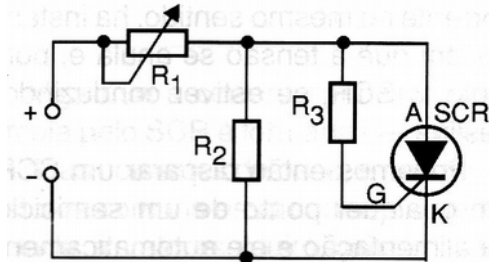
Circuito de amortecimento de transientes

Figura 19.

Outro problema que deve ser levado em conta é que, o SCR não precisa ser obrigatoriamente disparado por um sinal em sua comporta. Se esta for devidamente polarizada de modo que, com uma determinada tensão entre o anodo e o catodo a corrente de comporta fique no limiar do disparo, ou seja, um pouco abaixo do necessário para que isso ocorra, quando houver

um pequeno acréscimo na tensão de anodo, o SCR será levado à sua plena condução.

O que ocorre no caso é que, aumentando a tensão de anodo automaticamente aumenta a corrente de fuga que então se soma a corrente de disparo do componente levando-o à condução, conforme ilustra a figura 20.



Disparo pelo aumento da tensão de anodo

Figura 20.

Este método de disparo pode ser útil para fazer o SCR "oscilar" numa configuração muito semelhante ao conhecido oscilador de relaxação com lâmpada neon ou com transistor unijunção.

Na figura 21 temos um circuito que o leitor pode realizar experimentalmente usando um MCR106 ou TIC106. Para o TIC106 pode ser necessário ligar ainda entre a comporta e a terra um resistor de 100 k ohms.

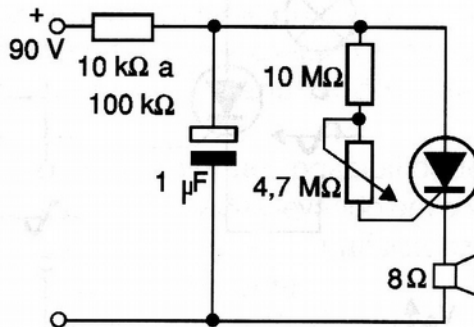


Figura 21.

Quando o capacitor se carrega através do resistor, a tensão de anodo no SCR aumenta até o ponto em que ela atinge um valor suficiente para provocar o disparo do mesmo. Este ponto de disparo é justamente determinado pela polarização de sua comporta. Utilizando um resistor variável na comporta podemos, portanto, ajustá-lo de modo a influir na frequência deste interessante oscilador com SCR.

Dispositivos de Disparo de SCRs

O disparo dos SCRs pode ser auxiliado por alguns dispositivos de apoio tanto do tipo semiconductor como mais antigos usando tecnologias do tempo das válvulas. A ação de disparo de um SCR é lenta em alguns casos e dependendo da aplicação é preciso acelerar este processo com o uso de dispositivos externos. Os mais usados são:

- a) **Lâmpada neon** – este é o processo mais antigo que aproveita a entrada em condução de uma lâmpada neon quando a tensão em seus terminais atinge algo em torno de 80 V e ela passa rapidamente para o estado de plena condução com a produção de um pulso que, aplicado à comporta de um SCR provoca o seu disparo rápido.
- b) **SUS** – O SUS ou Silicon Unilateral Switch é um dispositivo semiconductor equivalente à lâmpada neon, entrando em condução rapidamente, mas com uma tensão mais baixa. Este dispositivo é usado da mesma forma que a lâmpada neon ligado à comporta do SCR.
- c) **Transistor Unijunção (TUJ ou UJT)** que é um dispositivo semiconductor de junção única que pode produzir pulsos de alta intensidade, ideais para o disparo de SCRs e outros Tiristores.

Na figura A temos os símbolos destes componentes com as suas curvas características.

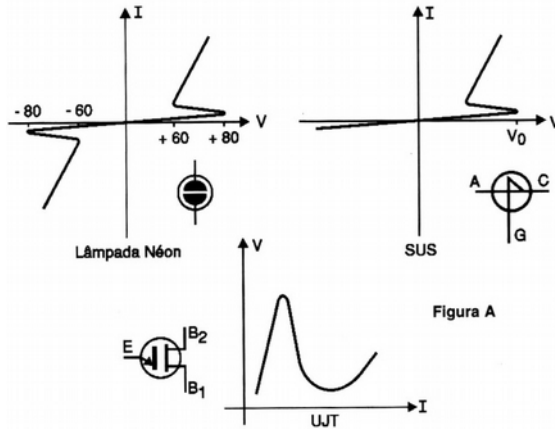


Figura A

Como Usar o SCR

Em vista do que analisamos verificamos que os SCRs têm condições bem definidas de trabalho as quais devem ser obedecidas em qualquer uma das suas aplicações práticas. Desrespeitar qualquer uma de suas condições limites implicará não só no não funcionamento do circuito como também na própria queima dos componentes envolvidos.

O primeiro ponto a ser analisado no uso de um SCR refere-se à polaridade das tensões que nele sejam aplicadas e consequentemente nos sentidos de circulação das correntes em seus eletrodos.

Na figura 22 temos então os sinais das tensões que devem ser aplicadas no SCR para que se obtenha o seu disparo e a condução plena. Aqui o leitor deve tomar o seguinte cuidado para não causar a queima do seu SCR.

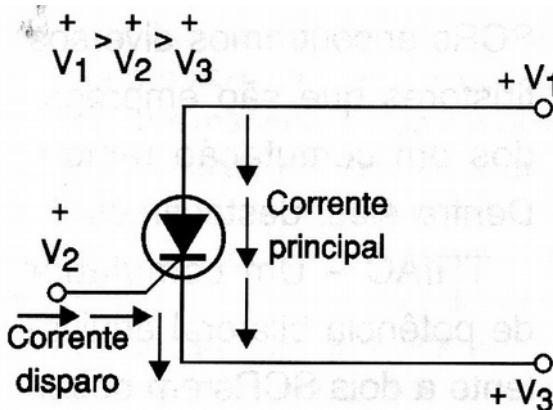


Figura 22.

Para disparar o SCR, preciso que o anodo esteja positivo em relação ao catodo, e que o sinal de disparo tenha uma tensão mínima de acordo com as especificações deste componente, positiva em relação ao catodo e que force a circulação da corrente mínima que realimentando os "transistores" equivalentes levamos à comutação.

Se o anodo estiver negativo em relação ao catodo, o que pode ocorrer em metade dos semiciclos da alimentação de corrente alternada, o SCR não conduzirá já que, como vimos se trata de um dispositivo unilateral, ou seja, em que a corrente circula num único sentido.

No entanto, o SCR no instante em que estiver com o anodo negativo em relação ao catodo não pode ser forçado a disparar, pois se nestas condições lhe for aplicado um pulso de disparo também negativo, o que acontecerá será uma ruptura das junções do semicondutor que então se queimará.

Assim, como regra importante para o uso de um SCR está a de nunca se aplicar um pulso negativo na comporta do mesmo quando o anodo se encontrar negativo em relação ao catodo, ou seja, quando ele estiver polarizado inversamente conforme mostra a figura 23.

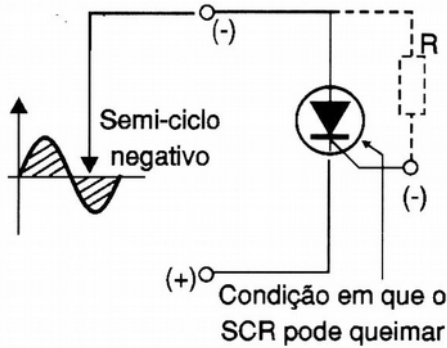


Figura 23.

Como meio de evitar que isso aconteça acidentalmente ou mesmo em vista do princípio de funcionamento do circuito, costuma-se ligar na comporta do SCR um diodo comum de tal modo que só pulsos positivos de disparo possam ser levados ao mesmo, evitando-se com isso sua possível queima nas condições indicadas.

O diodo aparecerá, portanto, na comporta do SCR quase que obrigatoriamente nos circuitos de corrente alternada conforme mostra a figura 24.



Figura 24.

O segundo ponto a ser analisado refere-se as especificações dos SCRs que indicam suas condições mínimas e máximas de funcionamento. Vejamos como interpretar os manuais e saber o que estas especificações significam:

O primeiro valor importante é o da tensão máxima que pode aparecer entre o anodo e o catodo do SCR quando ele se encontra desligado. Este valor é dado pela sigla V_{drm} e pode ser analisado da seguinte maneira: trata-se da tensão máxima do circuito em que o SCR operar.

Nos circuitos de corrente alternada, deve-se sempre cuidar para que esta tensão seja superior ao valor do pico da rede. Por exemplo, na rede de 110 V (127 V) em que temos uma tensão de pico de aproximadamente 150V devemos usar um SCR com um V_{drm} de 200 V.

Se a tensão superar este valor, mesmo que por um curto intervalo de tempo, como ocorre no caso de um transiente, o SCR conduzirá a corrente, disparando. Este valor limita, portanto, a tensão de alimentação do circuito em que o SCR deve ser usado, ou em linguagem mais simples significa "quanto aguenta de tensão o SCR". A próxima especificação importante do SCR é a sua corrente máxima no sentido direto (ID) que é justamente a máxima corrente que o SCR pode conduzir para o circuito de carga quando for ligado.

Nos circuitos de corrente contínua em que temos uma corrente deste tipo seu valor é dado em termos diretos, mas nos circuitos de corrente alternada deve-se sempre considerar o valor RMS. Na escolha de um SCR para uma aplicação prática deve-se certificar-se de que ele suporta a corrente que a carga exige.

Temos a seguir a corrente que dispara o SCR que, indicada pela sigla I_{gt} . Esta deve ser a corrente que circula entre a comporta do SCR e seu catodo que faz o SCR disparar. Por esta corrente podemos ver a "sensibilidade" do SCR, ou seja, quanto menor for esta corrente, mais sensível ao disparo é o SCR. Para o TIC106, C106, MCR106, por exemplo esta corrente está na faixa dos 20 aos 600 μA .

Falamos agora da tensão de comporta dada por V_{gt} que é a tensão que deve ser estabelecida entre a comporta e o catodo para fazer circular a corrente de disparo. Esta corrente está, normalmente, situada entre 0,2 e 1,2 V qualquer que seja o SCR considerado.

Finalmente temos a corrente de manutenção I_H que é a menor corrente que o SCR pode controlar sem desligar, conforme já foi explicado no decorrer do artigo.

Os outros mais de 160 livros de Eletrônica e Tecnologia do INCB

Para você conhecer os outros livros sobre eletrônica do Instituto Newton C. Braga.

Acesse :

<http://www.newtonbraga.com.br/index.php/livros-tecnicos>

Ou fotografe o QR abaixo:

