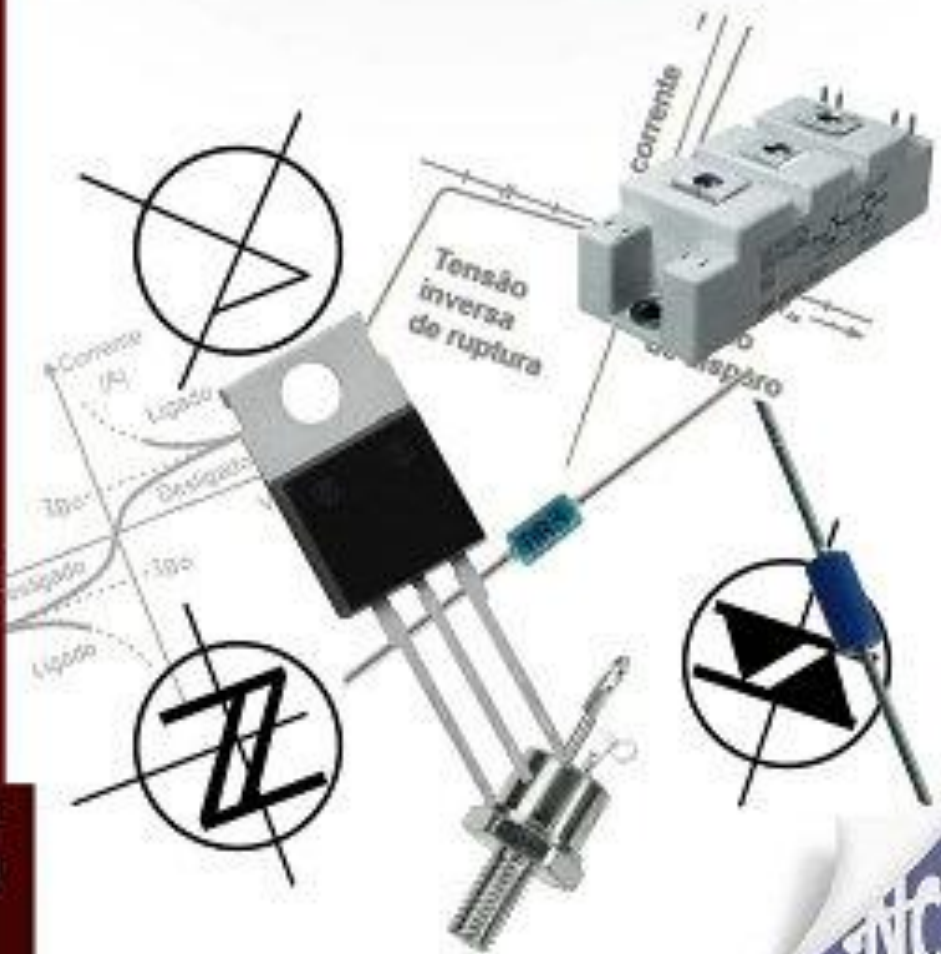


NEWTON C. BRAGA

SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA

Newton C. Braga



VOLUME

7

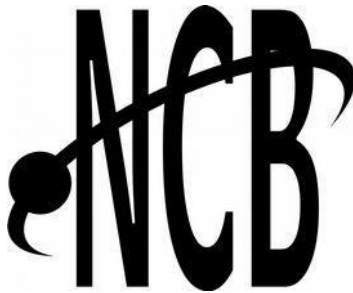
NCB

Newton C. Braga

CURSO DE ELETRÔNICA
VOLUME 7

SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA

Editora Newton C. Braga
São Paulo - 2014



Instituto NCB

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

CURSO DE ELETRÔNICA – VOLUME 7 – SEMICONDUTORES
DE POTÊNCIA

Autor: Newton C. Braga
São Paulo - Brasil - 2014

Palavras-chave: Eletrônica - Engenharia Eletrônica -
Componentes - Semicondutores - Potência- Automação -
Mecatrônica - Robótica - Controle - Eletrônica Industrial

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).

Diretor responsável: Newton C. Braga
Diagramação e Coordenação: Renato Paiotti

Índice

Apresentação	6
Introdução	7
Capítulo 1 - Unidades – Energia	8
-1.1 - Eletrônica de Potência.....	8
-1.2 - Unidades Elétricas	9
-1.3 - Potência contínua e alternada	23
-1.4 - Alternadores	31
-1.5 - Energia bifásica e trifásica.....	32
-1.6 - Potência Ativa e Potência reativa.....	35
-1.7 - Impedância	38
-1.8 - Múltiplos e Submúltiplos das Unidades de Potência, Corrente e tensão	42
Capítulo 2 - Diodos	47
-2.1 - Como funciona o diodo	48
-2.2 – O diodo semicondutor	50
-2.3 – Tipos de diodos	56
-2.4 - Diodos Retificadores de Silício	56
-2.5 – Especificações dos diodos de silício.....	58
-2.6 - Retificação.....	63
-2.7 - Diodos em Paralelo.....	71
-2.8 – Diodos em série	73
-2.9 - Surtos de Corrente.....	74
- 2.10 - Diodos de Recuperação Rápida.....	75
-2.11 – O diodo zener.....	80
Capítulo 3 - Transistores Bipolares de Potência	90
-3.1 – O transistor bipolar de potência	91
-3.2 -Darlington.....	97
- 3.3 – Materiais.....	99
-3.4 – SOAR ou SOA.....	102
-3.5 – Segunda Ruptura.....	106
-3.6 – Deriva Térmica.....	109
-3.7 - Especificações.....	115
-3.8 – Transistores de Alta Tensão.....	126

Capítulo 4 - MOSFETs de Potência	130
-4.1 – O MOSFET de potência	131
-4.2 – Invólucros.....	147
-4.3 – SOAR.....	148
-4.4 – Características e Especificações	149
- 4.5 – Tempos.....	151
- 4.6 – Cuidados no Uso	157
Capítulo 5 - Os IGBTs	169
-5.1 – O IGBT	170
-5.2 – SOA.....	181
-5.3 – Invólucros.....	183
-5.4 – Características e especificações	185
-5.6 – Comparação entre MOSFETs e IGBTs - Qual o melhor em aplicações até 100 kHz?	193
-5.7 - Como Testar IGBTs	201
Capítulo 6 - Tiristores – O SCR	209
-6.1 – Estrutura e funcionamento do SCR	210
-6.2 – Especificações	218
-6.3 – Considerações sobre o uso	224
-6.4 - Circuitos de corrente contínua	225
-6.5 - Circuitos de corrente alternada.....	232
-6.6 - Problemas de interferências (RFI)	237
-6.7 - GTO	239
Capítulo 7 - Tiristores – O Triac	245
-7.1 – Estrutura do Triac.....	247
-7.2 – Invólucros.....	250
-7.3 – Especificações do Triac.....	252
-7.4 - Quadrac.....	258
-7.5 – Interferências.....	260
-7.6 – Como usar corretamente tiristores	260
Capítulo 8 - Tiristores – Outros Dispositivos	276
- 8.1 - SUS.....	277
- 8.2 - SBS.....	281
- 8.3 - DIAC.....	285

-8.4 - PUT	291
-8.5 - SIDAC.....	297
-8.6 - LASCR	304
-8.7 - Disparadores e Chaves Ópticas.....	305
-8.8 - IGCT	311
-8.9 - ESBT	312
Capítulo 9 - Dissipadores de Calor	317
-9.1 - Geração de Calor	318
-9.2 - Lei de Joule	324
-9.3 - O dissipador de calor	327
-9.4 - Ventilação forçada	331
-9.5 - O circuito térmico	334
-9.6 - Perigos do Superaquecimento.....	335
-9.7 - Calculando com a Resistência Térmica	337
-9.8 - Os Dissipadores Na Prática - Como escolher.....	340
-9.9 - Como Medir a Resistência Térmica de um Dissipador.....	343
-9.10 - Inércia Térmica	345
-9.11 - Montagem em Dissipadores de Calor	347
Capítulo 10 - Componentes Antigos	351
-10.1 - O diodo de selênio	352
-10.2 - Válvula Tungar.....	354
-10.3 - Outras válvulas retificadoras	356
-10.4 - Diodos semicondutores substituindo válvulas.....	358
-10.5 - Válvulas reguladoras de tensão.....	359
-10.6 - Tiratron.....	361
-10.7 - Vibradores	364
-10.8 - Porque as válvulas queimam	368
-10.9 - Tubos Nixie.....	369
-10.10 - Multímetro para Circuitos de Potência - PADRÕES	
INTERNACIONAIS DE SEGURANÇA	370
Anexo.....	378
When A Minimum is A Maximum?	378
Respostas	382

Apresentação

Em 1972, já com experiência no ensino de eletrônica em cursos presenciais, fui contratado por uma grande organização de ensino por correspondência para renovar seu curso prático de eletrônica. Completado esse trabalho, fui trabalhar na Editora Saber em 1976 onde passei a publicar nas páginas da Revista Saber Eletrônica o primeiro Curso de Eletrônica em Instrução Programada, uma novidade que atraiu a atenção de milhares de leitores que tiveram sua formação inicial totalmente apoiada nos ensinamentos que então disponibilizamos. O sucesso desse curso fez com que em diversas ocasiões posteriores o curso fosse repetido e atualizado nas páginas da mesma revista e na revista Eletrônica Total. Neste intervalo publicamos a primeira edição completa desse curso que recebeu o nome de Curso Básico de Eletrônica e chegou até sua quinta edição, posteriormente sendo em 2009 transformado numa apostila. No entanto, desde a primeira edição e o primeiro curso na revista, muita coisa mudou, e se bem que diversas atualizações fossem feitas, chegando o momento de se fazer algo novo, adaptado aos novos tempos da eletrônica, num formato mais atual e com conteúdo que seja mais útil a todos que desejarem aprender muito sobre os diversos ramos da eletrônica. Desta forma o conteúdo do curso anterior foi separado em diversas edições, Curso Básico de Eletrônica, Curso de Eletrônica Analógica, além de outros volumes inéditos como os Cursos de Eletrônica Digital em dois volumes, Curso de Telecom em dois volumes e Curso de Eletrônica Automotiva. Agora neste sétimo volume da série, que não é o último, abordamos os componentes semicondutores da eletrônica de potência. Nele teremos circuitos e componentes que basicamente trabalham com correntes intensas e tensões elevadas em aplicações industriais, de controle, automação, energia e transporte. Podemos dizer que este livro, como os demais, podem ser considerados a plataforma ideal para muitos cursos, dos técnicos às disciplinas eletivas, da reciclagem de conhecimentos até aqueles que desejam ter na eletrônica uma segunda atividade ou precisam deles para o seu trabalho em área relacionada.

Introdução

Desde 1976, quando criamos a primeira versão de um Curso de Eletrônica básico que pudesse servir de iniciação aos que desejassem ter conhecimentos da eletrônica, essa ciência passou por grandes transformações. Do fim da válvula ao transistor, quando começamos e os primeiros circuitos integrados, a eletrônica evoluiu para a tecnologia dos CIs de alto grau de integração, os FPGAs, os DSPs, microcontroladores e as montagens em superfície. Hoje a eletrônica se divide em diversos ramos, com especializações importantes como as telecomunicações, informática, instrumentação e muito mais. Um dos ramos mais importantes em nossos dias é justamente o que trata das aplicações de potência. Quando falamos em eletrônica de potência nos referimos aos componentes e circuitos que operam com correntes intensas e tensões que podem chegar a milhares de volts. Estes componentes e circuitos estão presentes nas indústrias, na geração e transmissão de energia, no controle de dispositivos de automação, eletrônica embarcada, mecatrônica e muito mais. Neste livro, partindo dos conhecimentos básicos que o leitor adquiriu nos volumes anteriores desta série, abordaremos o princípio de funcionamento de componentes de potência, suas aplicações práticas e circuitos normalmente encontrados nas aplicações relacionadas como inversores de potência, controles de potência e muito mais. O livro atende às necessidades dos que desejam tanto aprender um pouco sobre este ramo da eletrônica por estarem envolvidos em atividades na indústria, na geração e transmissão de energia e automação em diversos níveis, como também àqueles que estão em escolas técnicas e de engenharia e estão se dedicando a este ramo da eletrônica. O livro é conceitual, com fórmulas e cálculos deixados de lado para uma aplicação específica mais avançada. Os conceitos de como funciona e como são usados os componentes e circuitos são muito mais importantes na nossa abordagem que é feita dentro de uma didática que o leitor já conhece de muitos outros livros, artigos e obras de nossa autoria.

Capítulo 1 - Unidades – Energia

Neste capítulo teremos a revisão dos conceitos das unidades básicas de tensão, corrente e potência, fundamentais para o nosso estudo. Além disso, veremos a forma como a energia é transmitida e utilizada nos circuitos de potência com ênfase para a corrente alternada da rede local e trifásica, além de fontes de corrente contínua de alta potência como as baterias que podem ser usadas em inversores, veículos e outras aplicações.

- 1.1 – Eletrônica de Potência
- 1.2 - Unidades elétricas (revisão)
- 1.3 – Potência contínua e alternada
- 1.4 – Alternadores
- 1.5 – Energia bifásica e trifásica
- 1.6 - Potência ativa e potência reativa
- 1.7 - Impedância

-1.1 - Eletrônica de Potência

Quando falamos em eletrônica de potência nos referimos aos circuitos e dispositivos que operam com correntes intensas e eventualmente tensões elevadas, resultando disso o manuseio de potências elevadas.

Como estes circuitos e dispositivos normalmente são encontrados nas indústrias, no controle de máquinas pesadas e outros automatismos, é comum que este ramo da eletrônica também seja tratado como Eletrônica Industrial, Automação Industrial, ou mesmo Mecatrônica.

O termo Mecatrônica deve-se ao fato que na maioria dos casos, os dispositivos e circuitos de potência são usados para controlar equipamentos mecânicos como máquinas industriais, automatismos, veículos, braços robóticos, robôs autônomos, etc.

Assim, nesse volume deste curso trataremos inicialmente de dispositivos e componentes eletrônicos que operam com

correntes intensas e eventualmente tensões elevadas, manuseando altas potências.

Num volume posterior trataremos dos circuitos que fazem isso como os inversores de potência, controles de potência, disjuntores, circuitos de proteção e muitos outros.

Observamos ainda que muitos dos dispositivos que abordaremos não manuseiam por si altas potências, mas são utilizados no controle de dispositivos de altas potências, daí ser importante sua inclusão nos nossos estudos.

Neste grupo enquadram-se pequenos dispositivos como os diacs, SIDACs SUS, SBS, etc.

Lembramos finalmente que os conceitos básicos utilizados neste livro foram estudados nos volumes anteriores desta série, em especial o Curso de Eletrônica – Eletrônica Básica – Vol 1, e Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol 2 – do mesmo autor.

-1.2 - Unidades Elétricas

Neste item faremos uma pequena revisão das principais unidades elétricas, com destaque à corrente, tensão e potência, cujo conhecimento deve ser muito bem definido, para que não fiquem dúvidas no entendimento do princípio de funcionamento de componentes e circuitos de potência.

Se o leitor tem um conhecimento firme deste assunto, pode saltar este item, indo para o seguinte.

Começamos então por revisar um conceito de vital importância para a eletrônica de potência: a conservação da energia.

1.2.1 - Princípio da Conservação da Energia

Um princípio muito importante e que frequentemente será lembrado ao estudarmos fenômenos elétricos é o da conservação da energia. Este princípio afirma que a energia não pode ser criada nem destruída, ela sempre se conserva.

Assim, quando uma pilha alimenta uma lâmpada, a luz produzida tem a mesma quantidade de energia que a pilha gasta

para isso. Da mesma forma, se você tem um amplificador, a quantidade de som obtida (energia) é a mesma que a quantidade de energia elétrica que ele consome ao ser ligado na tomada.

Em outras palavras, nos processos que estudaremos envolvendo eletricidade, quantidade de energia presente será sempre a mesma. Ela apenas passará de um tipo para outro, ou seja, se transformará.

Veja na figura 1 um exemplo, em que a energia química liberada no interior da pilha se transforma em energia elétrica que, depois alimenta uma lâmpada se transformando em energia luminosa (luz) e calor (a lâmpada esquenta). Se medirmos a quantidade de luz e calor produzidos pela lâmpada veremos que é exatamente igual à quantidade de energia liberada no processo químico no interior da pilha.

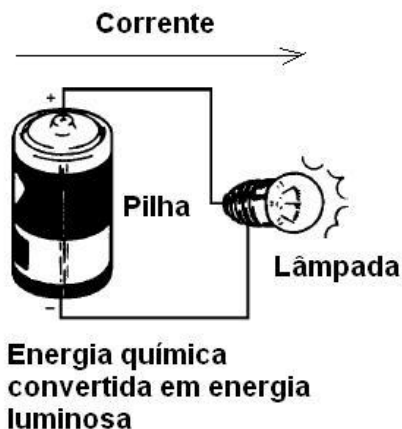


Figura 1 – Exemplo de conversão de energia

"Na natureza nada se cria, nada se perde, tudo se transforma" Lavoisier (1743 - 1794)



Antoine Laurent Lavoisier (1743 – 1794)

Moto Perpétuo

Este nome serve para designar tentativa de muitos para construir um motor perpétuo, um motor que funcione sem precisar de energia. Evidentemente ninguém conseguiu ainda porque contraria os princípios da física, especificamente o da conservação da energia que vimos. Energia não pode ser criada, tem de vir de algum lugar. Além de diversas idéias, que não funcionaram, envolvendo recursos mecânicos, como a da figura A, existem idéias que envolvem eletricidade.

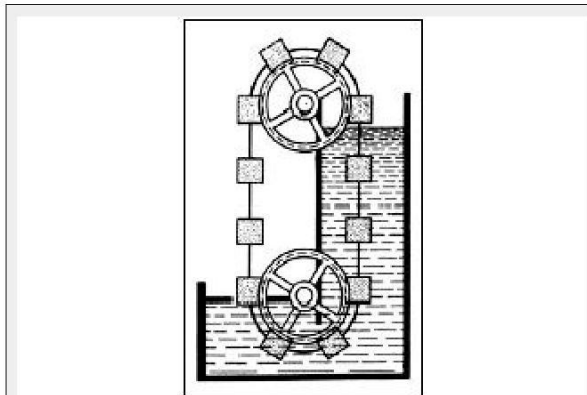


Figura A - A água que enche o balde de cima faz peso e ele desce fazendo o mecanismo girar indefinidamente.

Uma delas é a de se ligar um motor a um dínamo e depois alimentar o motor pelo dínamo, como mostra a figura B.

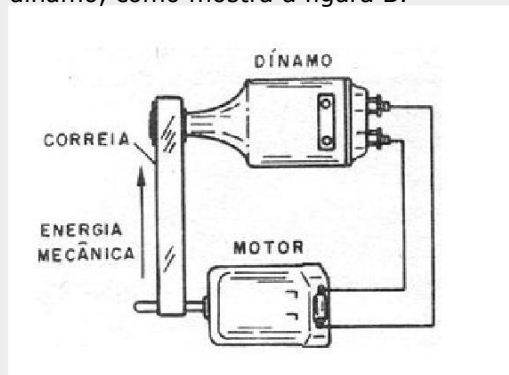


Figura B - Um moto perpétuo?

Por que isso não funciona? Simplesmente porque os rendimentos do motor e do dínamo não são 100%. O dínamo não converte toda energia mecânica que recebe para girar em eletricidade, assim vai para o motor um pouco

menos de energia elétrica do que ele recebeu na forma de energia mecânica. Da mesma forma, o motor não converte 100% de energia elétrica em mecânica, assim ele não transfere para o dínamo toda energia. O dínamo neste ciclo já recebe menos, e com isso menor quantidade de energia é gerada, e no processo a energia vai caindo até tudo parar... Mesmo que o processo tivesse 100% de rendimento, no momento em que tiramos um pouco da energia para alimentar alguma coisa externa, a energia do sistema cai e com isso ele reduz sua velocidade até parar...

1.2.2 – Entendendo as Unidades - Corrente, Tensão e Potência

É um fato inadmissível que muitos profissionais da eletrônica possam confundir grandezas elétricas, como corrente, tensão e potência. Utilizando essas grandezas de forma errada é possível causar problemas sérios de funcionamento de um equipamento ou mesmo comprometer a segurança e o que pode ser muito mais grave: desacredita a competência do profissional ou de qualquer praticante da eletrônica.

Neste item, indicado aos que ainda fazem confusões, procuramos de uma forma simples eliminar as confusões que ainda possam existir.

É comum vermos profissionais utilizar forma completamente errada as grandezas elétricas, confundindo tensão, corrente e potência.

Quem já não ouviu um profissional "competente" dizer que tal aparelho funciona com uma "corrente" de 110 V ou coisa semelhante?

Para um estudante de eletrônica que faça tal afirmação o mínimo que se recomenda é um zero ou um bom castigo!

Mesmo alguns que já não fazem este tipo de citação podem, às vezes, ter dúvidas que demonstram que a confusão

relativa à corrente, tensão e também potência persiste em muitos casos.

É o caso de alguns leitores que estranham de que modo uma fonte que fornece uma tensão de 12 V de saída sob corrente de 2 ampères no máximo, tem sua entrada protegida por um fusível de apenas 500 mA, colocado na linha de 110 V.

Tentando tirar definitivamente as dúvidas dos leitores e evitar algumas confusões preparamos este item que, certamente não serve para os engenheiros e técnicos de alto nível que estejam atentos e atualizados, a não ser aqueles que andam um pouco esquecidos ou desejam reciclar conhecimentos (o que sempre é bom), o que ajudaria muito a entender melhor os diversos capítulos deste livro.

CORRENTE E TENSÃO

Uma corrente é um fluxo de cargas elétricas.

Elétrons livres que se movem num fio de cobre formam uma corrente elétrica.

A medida dessa corrente é feita em função da quantidade de elétrons ou cargas que passam por um ponto desse fio em cada instante, conforme mostra a figura 2.

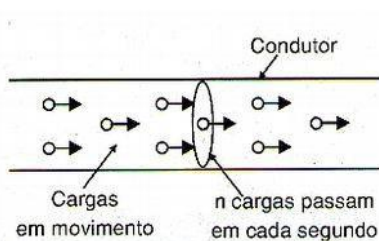


Figura 2 – Quantidade de cargas que passam por um setor = corrente

Quanto mais cargas passarem por este ponto, maior é a intensidade da corrente.

Dizemos cargas e não simplesmente elétrons, pois conforme sabemos, a corrente tanto pode ser obtida quando elétrons livres se movimentam num sentido, caso de um metal, como lacunas em sentido oposto como, por exemplo, num semiconductor do tipo P.

Para medir esta corrente a unidade usada é o ampère (A). Um ampère (1 A) corresponde a uma quantidade de cargas equivalente a 1 Coulomb (1 C) passando por um ponto de um condutor em cada segundo.

Levando em conta que cada elétron (ou lacuna) tem uma carga de $1,6 \times 10^{-19}$ Coulombs, podemos ter uma idéia de quantos elétrons estão se movendo num fio e passando por um certo trecho dele quando uma corrente de 1 A está sendo conduzida.

Se os leitores pensam que a velocidade desses elétrons é muito grande, estão enganados.

É neste ponto que entra então o conceito de tensão. Como um fluxo de água num encanamento, a eletricidade precisa ser "empurrada" por uma força externa.

A ação externa responsável por isso é justamente a tensão. Assim, temos diversas formas de expressar essa força externa. Uma delas é tomarmos como referência a diferença de pressão que existe entre as extremidades de um fio, por onde se estabelece a corrente, conforme mostra a figura 3.

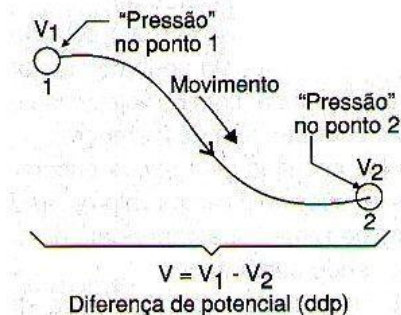


Figura 3 – Diferença de potencial ou ddp

É como se tivermos um reservatório de água a 10 metros de altura e estabelecermos um fluxo de água por um cano com a saída em 5 metros de altura.

A diferença entre os níveis ou pressões da água é 5 metros, conforme mostra a figura 4.

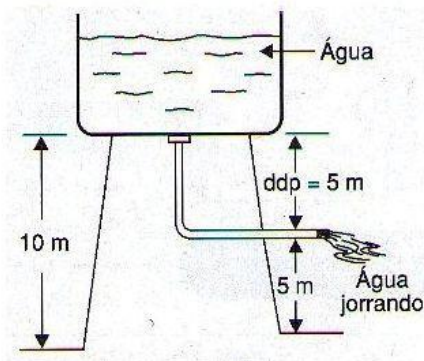


Figura 4 – Analogia hidráulica

Para a eletricidade podemos ter a caixa de água num "potencial" de 10 volts e a extremidade do fio num "potencial" de 5 volts de modo que a diferença de potencial ou d.d.p. será de 5 volts.

Em outras palavras, podemos indicar como causa para a circulação de uma corrente a diferença de potencial entre as extremidades de um fio ou circuito.

Outra maneira é sempre expressar a pressão que podemos ter num encanamento de água tomando como referência, por exemplo, o nível do mar, conforme mostra a figura 5.

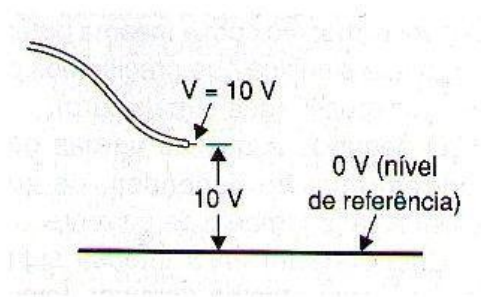


Figura 5 – Expressão o potencial a partir de um nível de referência

Fazendo assim, não precisaremos saber qual é o potencial em que se encontram cada extremidade do fio.

Podemos simplesmente dizer que o potencial ou tensão no fio é de tantos volts, referindo à força disponível para empurrar a corrente e levando em conta que a outra extremidade se encontra no nível de referência ou zero, conforme mostra a figura 6.

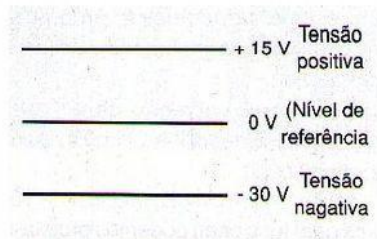


Figura 6 – Tensões positivas e negativas

Veja então que enquanto a tensão é a causa do movimento das cargas a corrente é o efeito, ou seja, o movimento dessas cargas.

Sem tensão não há circulação de corrente, se bem que se possa manifestar uma tensão sem haver corrente.

Entre os pólos de uma pilha, por exemplo, manifesta-se uma diferença de potencial, ou seja, existe a possibilidade da pilha aplicar uma tensão num circuito.

No entanto, só haverá corrente no momento em que for ligado aos pólos da pilha um meio ou circuito por onde a corrente possa fluir.

Numa tomada de energia existe uma "tensão" de 110 V, mas corrente só vai existir no momento em que algum aparelho for ligado a esta tomada.

CORRENTE X TENSÃO = POTÊNCIA

Um fato importante que todo o praticante de eletrônica deve ter em mente é que não se pode criar energia a partir do nada. Já vimos isso ao tratar do princípio da conservação da energia.

A energia entregue a um circuito elétrico depende tanto da tensão como da corrente.

É da "força" com que as cargas elétricas são empurradas num fio e da sua quantidade que depende a quantidade de energia que um circuito pode receber em cada instante, ou seja, sua potência elétrica.

Assim, a potência elétrica de um circuito, conforme mostra a figura 7, é dada pelo produto da tensão pela corrente.

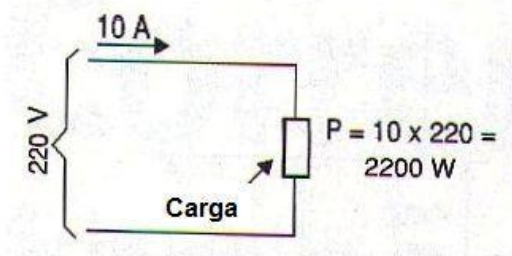


Figura 7 – Potência elétrica num circuito

A potência, que é medida em watts (W), é uma característica própria de um circuito e normalmente não pode ser alterada.

No entanto, o modo como essa potência pode ser fornecida ao circuito pode ser modificado.

Assim, se um circuito precisar de 100 watts para funcionar, podemos projetá-lo de tal forma que ele seja alimentado por 20 volts, caso em que a corrente que vai circular no funcionamento normal (desprezando-se as perdas) será de 5 ampères, como podemos projetá-lo para funcionar com 50 volts, caso em que a corrente será de 2 ampères.

Nos circuitos eletrônicos encontramos tensões de diversos valores, assim como correntes que dependem do que está sendo alimentado.

E, na alimentação externa dos circuitos temos também diversas possibilidades.

Um exemplo disso está na nossa própria instalação elétrica.

Se tivermos um chuveiro que deva operar com uma potência de 2 200 watts, o que se considera razoável para dar um bom aquecimento a um fluxo normal de água temos duas possibilidades para alimentá-lo:

Se ligarmos esse chuveiro na rede de 110 V, para obter os 2 200 watts, a corrente que vai circular será de 20 ampères.

Se ligarmos esse mesmo chuveiro na rede de 220 V, a corrente será só de 10 ampères.

Veja que não estamos economizando energia no segundo caso!

Pagamos pelos watts multiplicados pelo tempo em que o chuveiro fica ligado, e nos dois casos a potência é de 2 200 watts.

Então, qual é a vantagem?

Os fios que transportam energia elétrica possuem certa resistência que depende de sua espessura e de seu comprimento.

Da mesma forma, em função da espessura, os fios apresentam certa limitação à intensidade da corrente que podem conduzir.

Assim, se usarmos a rede de 110 volts para transferir energia para um chuveiro e sua instalação usar fios longos temos dois problemas a considerar.

O primeiro, que a corrente deve ser duas vezes maior do que se usarmos 220 volts, mesmo com a mesma potência, o que significa que precisamos de fio mais grosso (que é mais caro).

O segundo é que, as perdas que ocorrem num fio dependem de sua resistência e também da corrente.

Uma corrente mais intensa significa que, num mesmo percurso temos perdas de energia maiores.

Vamos dar um exemplo numérico:

Vamos supor que para o chuveiro que em 110 volts exige uma corrente de 20 ampères, tenhamos de usar um fio que apresente uma resistência de 1 ohm, conforme mostra a figura 8.

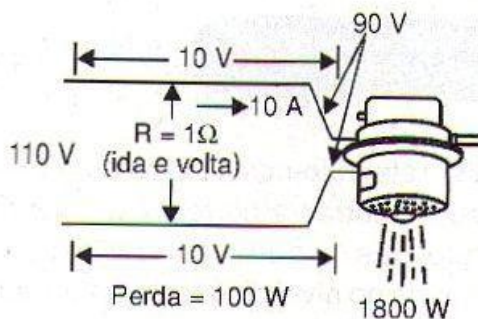


Figura 8 – Perdas na alimentação de um chuveiro com 110 V

A queda de tensão será dada por:

$$V = R \times I$$

Onde: V é a queda de tensão no fio, ou seja, a "diminuição" da tensão no circuito em volts.

R é a resistência do fio em ohms

I é a intensidade da corrente em ampères

$$V = 1 \times 20$$

$$V = 20\ \text{volts}$$

Veja então que, no chuveiro teremos apenas 90 volts em lugar dos 110 aplicados, pois 20 volts "se perdem" nos fios.

A potência que esses 20 volts representam também é preocupante:

$$P = V \times I$$

Onde: P é a potência dissipada no fio em watts

V é a queda de tensão no fio em volts

I é a intensidade de corrente em ampères

$$P = 20 \times 20$$

$$P = 400 \text{ watts}$$

Ora, esses 400 watts perdidos na instalação vão se transformar em calor, aquecendo os fios o que realmente é preocupante!

Se usarmos 220 V no mesmo chuveiro, mesmo com uma instalação que tenha 1 ohm, as coisas mudam:

Lembramos que neste caso, para obter os 2 200 watts a corrente será de 10 ampères.

$$V = R \times I$$

$$V = 1 \times 10$$

$$V = 10 \text{ volts}$$

A queda de tensão será de 10 volts apenas, o que quer dizer que em lugar de 220 V no chuveiro, teremos 210 volts.

A potência perdida no fio e dissipada na forma de calor será:

$$P = V \times I$$

$$P = 10 \times 10$$

$$P = 100 \text{ watts}$$

As perdas são bem menores, neste caso, e conseqüentemente o aquecimento da instalação.

Este é o motivo pelo qual damos preferência às tensões mais elevadas quando devemos alimentar circuitos de altas potências ou transmitir energia elétrica por meio de fios longos.

Outro caso importante que envolve as duas grandezas, tensão e corrente, ocorre num transformador ou numa fonte de alimentação, conforme mostra a figura 9.

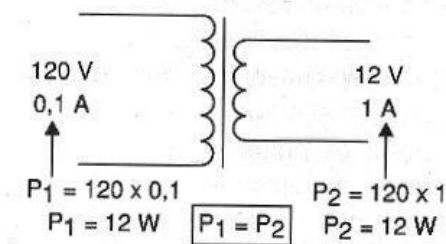


Figura 9 – Tensão e corrente num transformador

Se a fonte fornece 12 V com corrente máxima de 1 ampère, e na entrada a tensão aplicada é de 120 volts, qual será a corrente que circulará pelo circuito de entrada?

Supondo que essa fonte tenha um rendimento próximo de 100% isso significa que a potência do circuito de entrada será a mesma do circuito de saída.

No circuito de saída a potência será:

$$\begin{aligned}
 P &= V \times I \\
 &= 12 \times 1 \\
 P &= 12 \text{ watts} \\
 &(\text{12 volts sob 1 ampère})
 \end{aligned}$$

Na entrada teremos a mesma potência: 12 watts.

A corrente será então:

$$\begin{aligned}
 I &= P/V \\
 I &= 12/120 \\
 I &= 0,1 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Veja então que a corrente será de apenas 0,1 A ou 100 mA.

Um fusível de 500 mA pode ser empregado nesta fonte, protegendo o circuito de entrada, mesmo levando-se em conta que sua saída é de 1A.

-1.3 - Potência contínua e alternada

Uma corrente que flui sempre no mesmo sentido e com a mesma intensidade, como ocorre quando ligamos uma lâmpada a uma pilha, é chamada "corrente contínua". Podemos abreviar essa designação por CC ou ainda, usando o termo americano "direct current" por DC. Na figura 10 temos o gráfico que indica a intensidade de uma corrente contínua ao longo do tempo.

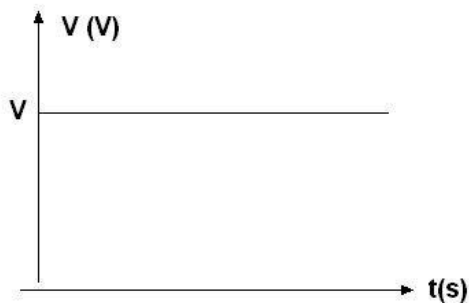


Figura 10 – Uma corrente continua não varia com o tempo. A tensão no circuito se mantém constante

Observe que, para provocar uma corrente contínua precisamos estabelecer em seu circuito uma tensão constante, ou seja, uma tensão que também seja contínua.

No entanto, nas aplicações de potência que fazem uso da energia da rede de distribuição, o tipo de corrente encontrado é outro.

Esta corrente é gerada por alternadores cujo princípio de funcionamento foi analisado no nosso curso de eletrônica analógica (Vol. 2). O leitor poderá revisar seu princípio de funcionamento naquela edição do mesmo autor.

Conforme estudamos, na saída de um alternador temos uma corrente que varia entre máximos e mínimos regularmente, ou seja, inverte constantemente de sentido de circulação, o que corresponde a uma corrente alternada.

Vemos então que, se ligarmos um receptor a um gerador desse tipo, metade do tempo de um ciclo, a corrente circula num sentido, e na outra metade ela circula no sentido oposto. A energia da rede pública utilizada nas indústrias e outras aplicações é desse tipo.

Conforme estudamos anteriormente, podemos representar a corrente gerada por esse tipo de gerador por uma curva chamada senóide, conforme mostra a figura 11.

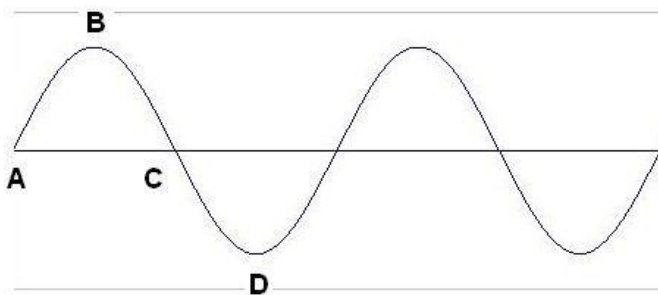


Figura 11 – Representação da corrente alternada por uma senóide

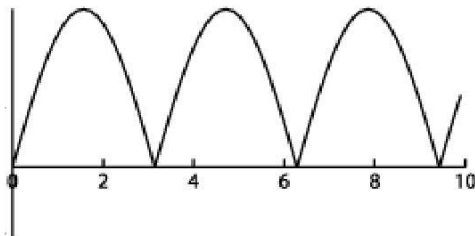
O gerador que produz a energia que consumimos dá 60 voltas por segundo, o que quer dizer que em cada segundo a corrente circula 60 vezes num sentido e 60 vezes no sentido oposto. Dizemos que a corrente da rede pública que alimenta residências, instalações comerciais e industriais e outras é alternada com uma frequência de 60 Hertz (Hz).

Existem países, como a Argentina, em que a corrente gerada tem uma frequência diferente, como 50 Hz. O interessante é que os efeitos obtidos na transmissão de energia usando corrente alternada são os mesmos que seriam obtidos com a corrente contínua, com vantagens que ficarão claras no decorrer do curso. Tomemos o seguinte exemplo:

Passando pelo filamento de uma lâmpada ou por um elemento de aquecimento, os efeitos finais são sempre os mesmos: ao serem empurradas, as cargas transferem energia em forma de calor e ao serem puxadas também, o que quer dizer que as lâmpadas acendem do mesmo jeito e os aquecedores aquecem do mesmo jeito.

Corrente Contínua Pulsante

Um tipo importante de corrente que encontramos em algumas aplicações é aquela que flui sempre no mesmo sentido, mas não de maneira contínua. Ela é formada por pulsos, ou seja, a corrente liga e desliga rapidamente, ou ainda varia rapidamente, mas sempre no mesmo sentido, conforme mostra a figura abaixo.



Conforme estudaremos, este tipo de corrente também tem os mesmos efeitos que uma corrente contínua pura, sendo encontrada em fontes de alimentação.

1.3.2 - formas de onda, freqüência, fase e valores

A representação gráfica de uma corrente alternada tem uma forma muito especial: dizemos que se trata de uma forma de onda "senoidal", conforme estudamos no curso de eletrônica analógica.

Isso nos leva a dizer que a corrente alternada que é distribuída para casas, comércio e indústria é alternada com forma de onda senoidal e freqüência de 60 Hz. Analisando essa forma de onda existem diversos valores importantes que o profissional da eletricidade e eletrônica de potência deve conhecer.

O primeiro, de que já falamos, é a freqüência que é o número de vezes em cada segundo em que se completa um ciclo da geração dessa energia. A freqüência é medida em hertz (Hz). O tempo de duração de um ciclo completo nos dá o período da corrente alternada.

Para uma corrente alternada de 60 Hz, por exemplo, o período ou tempo de um ciclo completo é $1/60$ s, conforme mostra a figura 12.

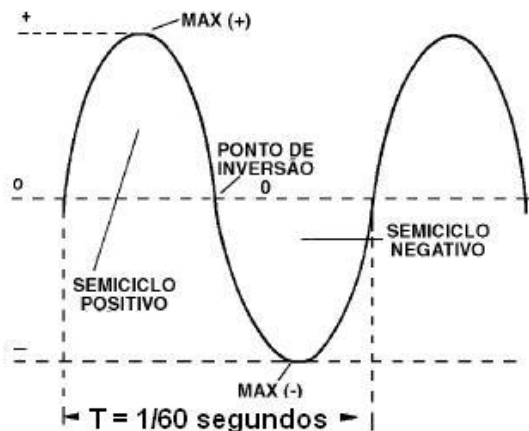


Figura 12 – A corrente alternada de 60 Hz tem um período de $1/60$ segundo

Veja que "o período é o inverso da freqüência" ou, escrevendo isso como fórmula:

$$T = 1/f \text{ (7.1)}$$

Onde:

T é o período (em segundos)

f é a freqüência (em hertz)

A amplitude de uma tensão alternada é expressa de diversas formas, conforme podemos observar pela figura 13.

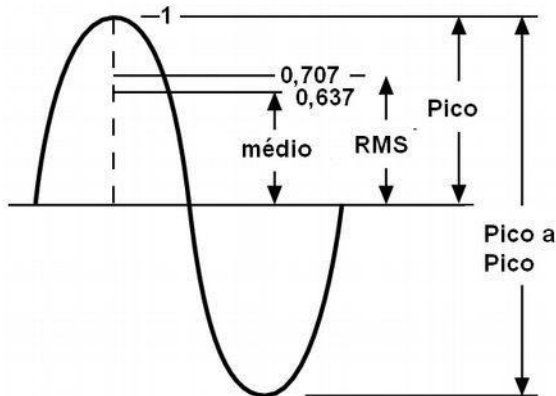


Figura 13 – Valores numa senoide

O valor máximo que uma tensão alternada atinge é o valor de pico. Indicamos esse valor por V_p . Metade do valor máximo nos dá o valor médio ou V_m .

No entanto, um valor muito importante é o "valor médio quadrático" ou "root mean square", do inglês, que nos leva a abreviação V_{rms} . Esse valor corresponde à raiz quadrada de 2 dividida por 2 vezes do valor máximo, ou conforme mostra a fórmula:

$$V_{rms} = 0,707 \times V_p \text{ (f7.2)}$$

Onde:

V_{rms} é a tensão média quadrática (em volts) V_p é a tensão de pico

0,707 é a raiz quadrada de 2 (1,41) dividido por 2

Levando em conta que a raiz quadrada de 2 é aproximadamente 1,41, dividindo esse valor por 2, obtemos 0,707. Isso significa que obtemos a tensão rms multiplicando a tensão de pico por 0,707. Da mesma forma, conhecendo a tensão rms obtemos o valor de pico, multiplicando-o por 1,41.

A tensão de "110 V" que encontramos na nossa rede de energia tem esse valor rms. Assim, no instante em que ela se encontra no seu máximo, o pico vai a:

$$V_p = 1,41 \times 110 = 155,1 \text{ V}$$

O mesmo é válido para as intensidades de corrente: podemos falar em corrente de pico (I_p), corrente média (I_m) e corrente rms (I_{rms}) num circuito.

() Na verdade a tensão que chamamos de 110 V tem valores reais de 117 V ou 127 V dependendo da localidade. O termo "110 V" é usado na maioria dos casos, por ter se tornado popular. Mesmo a tensão que chamamos de 220 V, em alguns locais é 240 V. Os aparelhos normalmente são construídos para aceitar uma boa faixa de tensão, assim mesmo que indicados para 110 V, funcionarão normalmente em 117 V ou 127 V.*

Valor Eficaz

O valor RMS também é chamado eficaz, no sentido de que seus efeitos são os mesmos de uma corrente contínua de mesmo valor. Por exemplo, quando dizemos que uma tensão senoidal tem um valor de 110 Vrms, isso significa que seus efeitos serão os mesmos de uma tensão contínua de 110 V.

Um outro valor importante que devemos observar na representação de uma tensão ou corrente senoidal é a sua fase. A cada instante, dentro de um ciclo, a tensão alternada tem certo valor. Este valor muda constantemente, dependendo da frequência da tensão alternada.

Em certas aplicações é importante saber o valor que a tensão ou a corrente num circuito de corrente alternada assume num certo instante dentro do ciclo.

Para esta finalidade o que se faz é dividir o ciclo em 360 graus (como numa circunferência) e indicar o instante por um ângulo entre 0 e 360, conforme o leitor poderá constatar pela figura 14.

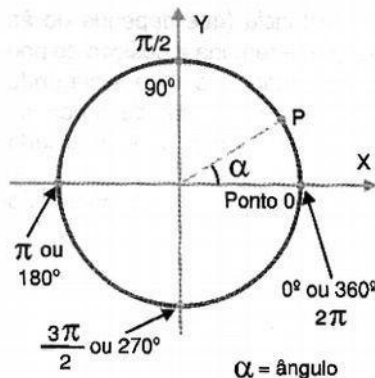


Figura 14 – As medidas do círculo trigonométrico

Os 360 graus são adotados lembrando que um ciclo de uma corrente alternada é gerado numa volta completa do alternador. Dessa forma pode-se indicar o instante desejado num ciclo por um ângulo de fase, dado em graus.

Podemos também usar o mesmo conceito para comparar duas correntes ou tensões alternadas que não estejam perfeitamente sincronizadas, ou seja, que não atingem os pontos de máximo e mínimo no mesmo instante.

Dizemos que estas correntes estão "defasadas" e podemos indicar a diferença de fase entre elas por um ângulo, conforme pode ser observado se na figura 15.

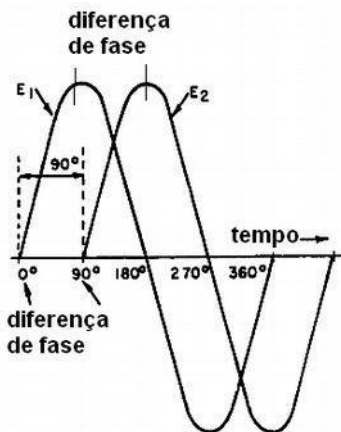


Figura 15 – Defasagem entre duas correntes

Estes conceitos são muito importantes em eletrônica de potência.

Oposição de fase

Quando a diferença de fase entre duas correntes ou tensões é de 180 graus, dizemos que elas estão em oposição de

fase: quando uma é positiva a outra é negativa e vice-versa. Veja a figura A

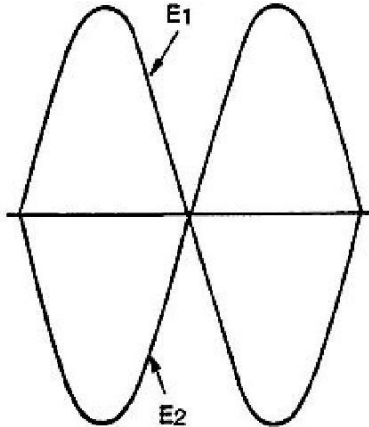


Figura A - Duas tensões em oposição de fase

-1.4 - Alternadores

Os alternadores são geradores que convertem energia mecânica em energia elétrica. No caso específico desses geradores, a energia se torna disponível na forma de correntes alternadas. Encontramos os alternadores em diversas aplicações como, por exemplo, nas usinas hidroelétricas e nos automóveis.

Nas usinas são produzidas grandes quantidades de energia a partir da força das águas represadas, do vento ou mesmo do vapor (usinas termoelétricas), enquanto que no automóvel, aproveita-se a força do motor.

Alternadores

Para saber mais sobre o funcionamento dos alternadores usados em automóveis veja nosso Curso de Eletrônica - Eletrônica Automotiva.

Tanto nas usinas como nos alternadores dos automóveis temos basicamente dois conjuntos de bobinas. Um conjunto rotor que gira para cortar as linhas de força do campo magnético e um conjunto estator que cria o campo magnético, mas não se movimenta.

-1.5 - Energia bifásica e trifásica

A energia que recebemos em nossa casa vem na forma de uma tensão alternada que depende da configuração da rede.

Num primeiro caso temos a configuração em triângulo de 220 V em que entre cada fase a tensão é de 220 V e entre o neutro e a fase a tensão é de 127 V com uma configuração em estrela. A figura 16 mostra o que ocorre.

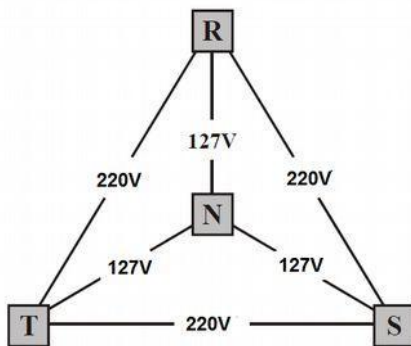


Figura 16 – Rede em 220 V

Observe que apesar da soma das tensões de fase e neutro ser de 254 V, e não 220 V, os valores devem considerar as diferenças de fase de 120 graus.

Num segundo caso temos a rede em 380 V, em que a tensão entre fases é de 380 V, com a configuração em triângulo,

e entre cada fase e o neutro temos 220 V, na configuração estrela, mostrada na figura 17.

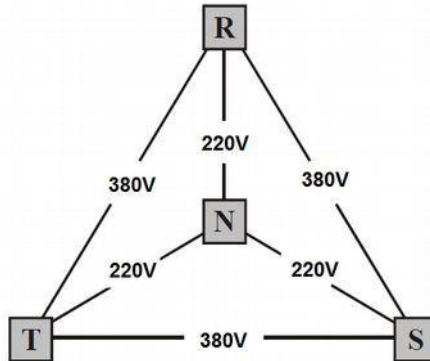


Figura 17 – Rede em 380 V

Nas aplicações industriais e de potência a energia é disponibilizada na forma trifásica. Essa forma de se gerar e distribuir energia em sistemas de corrente alternada é empregada principalmente na indústria, por motivos diversos como, por exemplo, a maior conveniência na alimentação de motores elétricos de alta potência. Veja a figura 180.

Nesse sistemas são geradas três tensões com diferenças de fase de 120 graus, conforme mostra a figura 18.

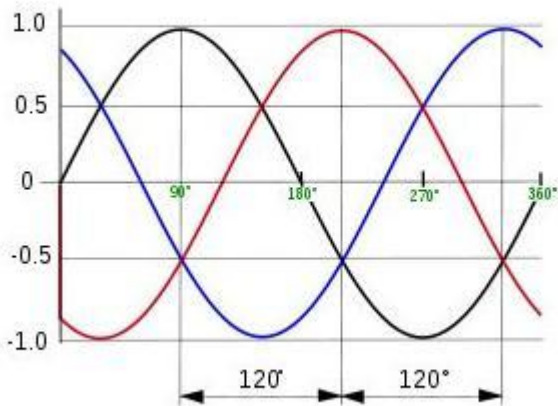


Figura 18 – Nos sistemas trifásicos as tensões são defasadas de 120 graus

O que se faz para isso é utilizar um sistema gerador em que temos três tensões alternadas disponíveis em bobinas diferentes, conforme mostra a figura 19.

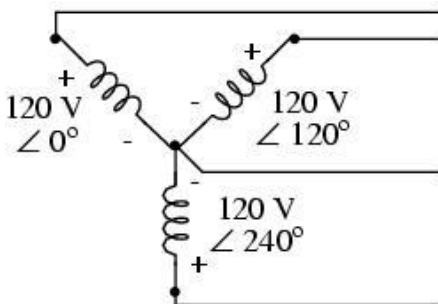


Figura 19 – Um alternador trifásico

Cada uma das bobinas, que tem uma extremidade ligada a um pólo neutro comum, entrega uma tensão senoidal levemente defasada em relação à outra.

Eletrônica Industrial

O estudo dos circuitos que funcionam com alimentação trifásica é fundamental para o ramo da eletrônica que se dedica a automação industrial, pois praticamente todos os equipamentos de alta potência de uma indústria ou mesmo de outras aplicações como transporte, operam com tensões trifásicas. Neste grupo incluímos os módulos de controle, inversores de potência e muito mais.

-1.6 - Potência Ativa e Potência reativa

Potência ativa é a que efetivamente realiza um trabalho sendo convertida totalmente em luz, calor, movimento, etc. Essa potência é medida em W (watt) e seus múltiplos (kW ou MW).

Um exemplo de carga que consome totalmente a potência que lhe é fornecida é uma lâmpada incandescente. Ela representa uma carga resistiva pura (ohmica), conforme mostra a figura 20, pois nela corrente e tensão estão em fase.

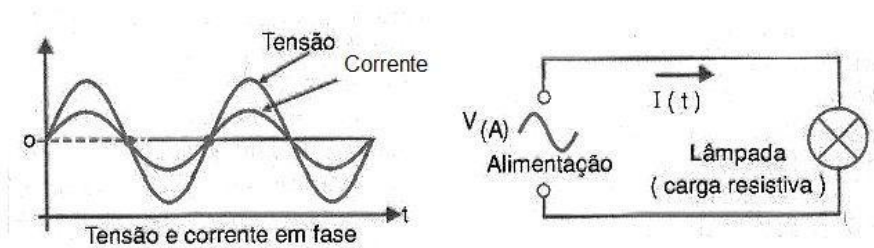


Figura 20 – Numa carga resistiva pura, corrente e tensão estão em fase.

No entanto, em muitas aplicações encontramos cargas que não são resistivas puras, mas sim reativas (capacitores e indutores) como é o caso de motores.

Numa carga deste tipo, a potência é reativa e é medida em VAR (Volt-Ampères Reativos) ou seus múltiplos (kVAR e MVAR), conforme mostra a figura 21.

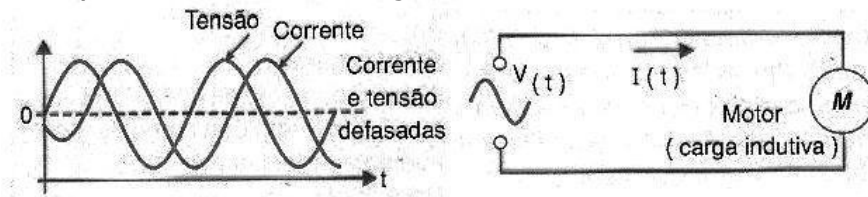


Figura 21 – Numa carga indutiva, corrente e tensão estão defasadas

O que ocorre é que nos indutores, a potência reativa não é usada na produção de trabalho, pois ela apenas tem por função estabelecer os campos magnéticos.

Essa potência, não aproveitada, poderia ser usada com finalidades melhores numa instalação industrial. A soma vetorial da potência ativa com a potência reativa nos dá a potência real, conforme mostra a figura 22.

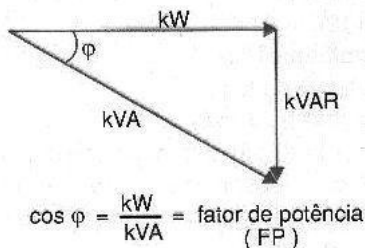


Figura 22 – Potência real

Veja que, se a potência reativa for pequena, o ângulo entre a potência real e a potência ativa diminui, indicando um uso mais eficiente da energia.

Assim, em lugar de se especificar a potência ativa ou a potência reativa, é comum indicar-se a eficiência no fornecimento

e uso da energia pelo cosseno do ângulo mostrado na figura 190. Esse ângulo, denominado φ (phi), letra grega que se pronuncia "fi", tem seu cosseno se aproximando de 1 quando ele tende a zero e ele define o fator de potência.

Desta forma, considerando-se que na figura, esse ângulo pode assumir valores entre 0 e 90 graus, seu cosseno variará entre 0 e 1, conforme mostra a figura 23.

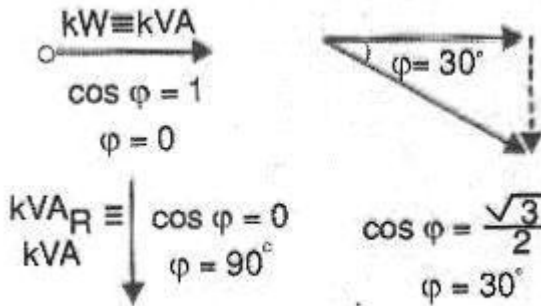


Figura 23 – O fator de potência representado por um ângulo

Podemos então dizer que o cosseno de φ pode variar entre 0 e 1. Tanto melhor será o aproveitamento da energia quanto mais próximo o fator de potência (FP) estiver próximo de 1, que é o valor ideal.

Também é possível medir o fator de potência como a relação entre a potência ativa e a reativa.

Assim, nas contas de energia temos a especificação dos kVA, mas sim os kVARh (quilowatts-reativos x hora) e os kWh (quilowatts x hora). Para se calcular o fator de potência, deve-se aplicar a seguinte fórmula:

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{kVARh}{kWh} \right)^2}}$$

É importante observar que tudo isso é válido quando a energia está dentro dos padrões de qualidade que essas aplicações exigem.

A presença de harmônicas numa instalação altera tudo isso, e a fórmula acima não pode ser aplicada.

Harmônicas

A presença de harmônicas numa linha de transmissão de energia é um motivo de preocupação, devendo ser procurada sua origem e eliminada a sua presença, pois pode causar problemas ao funcionamento de máquinas.

Trigonometria

Se o leitor não aprendeu trigonometria, este último texto pode ter lhe causado uma boa dificuldade de entendimento. Não se preocupe. Essa diferença poderá ser compensada no futuro, principalmente através de nosso curso de matemática para eletrônica.

-1.7 - Impedância

Quando tratamos de circuitos que usam somente resistências puras, ou seja, componentes que se comportam como resistores, podemos aplicar a Lei de Ohm, sem problemas, para calcular seu comportamento elétrico.

No entanto, se tivermos um circuito de corrente alternada e em lugar de apenas resistores encontrarmos também indutores e capacitores, a Lei de Ohm, como a conhecemos já não vale.

Se tivermos somente capacitores ou somente indutores, podemos utilizar as fórmulas de reatância capacitiva e indutiva, conforme estudamos, mas tudo isso muda quando combinamos esses componentes, obtendo assim circuitos RLC.

Se, por um lado os capacitores têm a corrente adiantando-se em relação à tensão e os indutores atrasando, enquanto os resistores as têm em fase, como combinar tudo isso para obter os efeitos finais no comportamento desse circuito?

O efeito conjunto é denominado "impedância", podendo ser dito que corresponde de uma forma simplificada à "resistência" que um circuito apresenta a uma corrente alternada. Evidentemente, a impedância, apesar de medida em ohms não representa apenas uma simples oposição à passagem da corrente, pois ela leva em conta efeitos sobre a fase da corrente em relação à tensão.

Um exemplo de como a impedância pode ser calculada é dado inicialmente combinando-se um resistor e um capacitor, conforme o leitor poderá ver na figura 24.

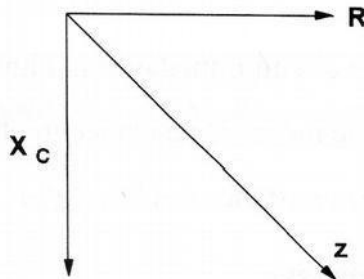


Figura 24 – A impedância num circuito RC

O resistor apresenta uma resistência pura (ôhmica) enquanto que o capacitor tem uma reatância capacitiva. As duas possuem efeitos diferentes no circuito que, colocados num gráfico ficam deslocados de 90 graus um do outro.

Isso significa que o resultado dos efeitos é uma soma vetorial, ou seja, uma soma que leva em conta a direção e o sentido dos efeitos no gráfico.

Assim, chamando a impedância de Z , a resistência de R e a reatância capacitiva de C nesse circuito, calculamos Z pela fórmula abaixo:

$$|Z_c| = \sqrt{R^2 + X_c^2}$$

Onde:

Z é a impedância (em ohms)

R é a resistência (em ohms)

X_c é a reatância capacitiva (em ohms)

Podemos também ter o caso de um circuito formado por um indutor e um resistor, conforme mostra a figura 25.

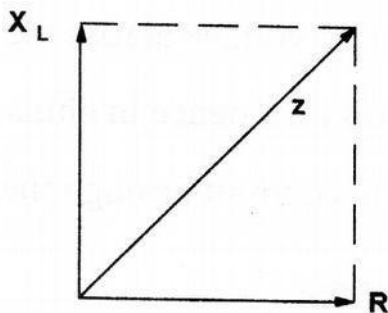


Figura 25 – Impedância no circuito RL

Nesse caso, a reatância indutiva será representada de forma diferente, conforme poderemos ver na mesma figura a resultante que é a impedância.

Chamando de Z a impedância, R a resistência e X_L a reatância indutiva, podemos calcular a impedância pela fórmula abaixo:

$$|Z_c| = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Onde:

Z é a impedância (em ohms)

R é a resistência (em ohms)

X_L é a reatância indutiva (em ohms)

Finalmente, temos o caso em que o circuito é formado por um resistor, um indutor e um capacitor como poderá ser visto na figura 26.

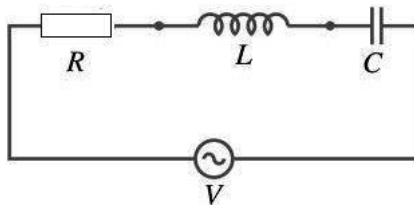


Figura 26 – Circuito RLC série

Trata-se de um circuito RLC em que os efeitos das reatâncias e da resistência são colocados na forma gráfica conforme mostra a figura 27.

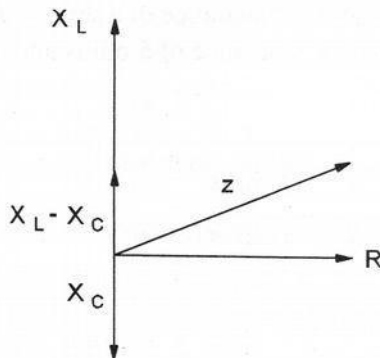


Figura 27 – Fasores no circuito RLC

A impedância desse circuito pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2}}$$

Onde:

Z é a impedância (em ohms)

R é a resistência (em ohms)

Xc é a reatância capacitiva (em ohms)

XL é a reatância indutiva (em ohms)

Observe que a soma da reatância capacitiva com a indutiva é uma soma vetorial, ou seja, devem ser considerados os sinais das grandezas.

Fórmulas

Os leitores não familiarizados com a matemática não devem se preocupar se não entenderem estes cálculos. Voltaremos a tratar deles em outras ocasiões.

-1.8 - Múltiplos e Submúltiplos das Unidades de Potência, Corrente e tensão

Para as unidades de corrente, tensão e potência que estamos usando é comum usarmos múltiplos e submúltiplos para expressar ou valores muito grandes ou muito pequenos.

A seguir damos os múltiplos e submúltiplos mais usados:

a) CORRENTE

Unidade: ampère (equivale a passagem de uma carga de 1 Coulomb por segundo por um ponto de um condutor)

Abreviação: A

Submúltiplos mais usados:

1 miliampère (mA) = 0,001 A ou 1 milésimo de ampère

1 microampère (µA) = 0,000 001 A ou 1 milionésimo de ampère

1 nanoampère (nA) = 0,000 000 001 A ou 1 bilionésimo de ampère

1 picoampère (pA) = 0,000 000 000 001 A ou

1 trilionésimo de ampère

b) TENSÃO

Unidade: volt (equivalente à tensão que aplicada a um condutor de 1 ohm de resistência faz fluir uma corrente de 1 ampère)

Abreviação: V

Múltiplos e submúltiplos:

1 microvolt (µV) = 0,000 001 V ou 1 milionésimo de volt

1 milivolt (mV) = 0,001 V ou 1 milésimo de volt

1 quilovolt (kV) = 1 000 V

1 megavolt (MV) = 1 000 000 V

c) POTÊNCIA

Unidade: watt (equivalente a produção de 1 joule por segundo)

Abreviação: W

Múltiplos e submúltiplos:

1 picowatt (pW) = 0,000 000 000 001 W ou 1 trilionésimo de watt

1 nanowatt (nW) = 0,000 000 001 W ou 1 bilionésimo de watt

1 microwatt (uW) = 0,000 001 W ou 1 milionésimo de watt

1 miliwatt (mW) = 0,001 W ou 1 milésimo de watt

1 quilowatt (kW) = 1 000 W

1 Megawatt (MW) = 1 000 000 W

1 Gigawatt (GW) = 1 000 000 000 W

Unidades do SI

No Sistema Internacional de Unidades, as unidades básicas são:

Grandeza Básica	Nome	Símbolo
Comprimento	metro	m
Massa	quilograma	kg
Corrente elétrica	ampère	A
Tempo	segundo	s
Temperatura termodinâmica	kelvin	K
Quantidade de substância	mol	mol
Intensidade luminosa	candela	cd

Unidades derivadas do SI

Grandeza derivada	Nome	Símbolo
Área	metro quadrado	m ²
Volume	metro cúbico	m ³
Velocidade	metro por segundo	m/s
Aceleração	metro por segundo ao quadrado	m/s ²
Número de onda	metro recíproco	m ⁻¹
Densidade de massa	Quilograma por metro cúbico	kg/m ³
Volume específico	Metro cúbico por quilograma	m ³ /kg
Densidade de corrente	ampère por metro quadrado	A/m ²
Intensidade de campo magnético	ampère por metro	A/m
Concentração de substância	mol por metro cúbico	mol/m ³
Luminância	candela por metro quadrado	cd/m ²
Fração de massa	Quilograma por quilograma (*)	1

(*) Deve ser representada pelo número 1

Outras Unidades fora do SI
(aceitas para uso com o SI)

Nome	Valor em unidades do SI	Símbolo
Milha náutica	1852 m	-
Nó	1 milha náutica por horar = 1852/3600 m/s	-
Bar	1 bar = 1 Mpa = 100 kPa = 1000 Pa	bar
are	1 a = 100 m ²	a
hectare	1 ha = 10,000 m ²	ha
Angstrom	1 A = 0.1 nm = 10 ⁻¹⁰ m	A
Barn	1 b = 100 fm ² = 10 ⁻²⁸ m ²	b
Curie	1 ci = 3,7 x 10 ¹⁰ Bq	Ci
Röntgen	1 R = 2.58 x 10 ⁻⁴ C/kg	R
Radiano	1 rad = 1 cGy = 10 ⁻² Gy	rad
Rem	1 rem = 1 cSv = 10 ⁻² Sv	rem
square mil	1 sq mil = 645.2 μm ²	sq mil
minuto	1 min = 60 s	min
hora	1 hour = 60 min = 3600 s	h
grau (angulo)	1° = π/180 rad	o
minuto (angulo)	1' = 1/60°	'
segundo (angulo)	1" = 1/60"	"
litro	1 l = dm ³	l
neper	1 Np = 1	Np
bel	1 B = ½ ln 10 Np	B
unidade astronômica	1 ua = 1.495 98 x 10 ¹¹	ua

Temas para pesquisar:

- Unidades elétricas
- Corrente elétrica
- Lei de Ohm
- Curto-circuito
- Moto perpétuo

Questionário

- 1) O moto-perpétuo fere que princípio da física?
 - a) Conservação da energia
 - b) Lei da gravidade
 - c) Queda livre
 - d) Transformação da energia

- 2) Para obter a tensão RMS a partir do valor de pico de uma tensão alternada devemos:
 - a) Multiplicar a tensão por 0,707
 - b) Dividir a tensão por 0,707
 - c) Multiplicar a tensão por 1,41
 - d) Somar 1,41 ao valor da tensão

- 3) A vantagem de usar uma tensão maior na alimentação de um equipamento é:
 - a) Reduzir o consumo
 - b) Poder usar fios mais finos
 - c) Reduzir o desgaste do equipamento
 - d) Reduzir a probabilidade de falhas

- 4) A diferença entre as fases de uma tensão trifásica é:
 - a)** 120 graus
 - b)** 180 graus
 - c)** 270 graus
 - d)** 360 graus

- 5) A oposição apresentada a um circuito para a circulação de uma corrente alternada é denominada:
 - a)** Resistência ôhmica
 - b)** Reatância
 - c)** Impedância
 - d)** Resistência parasita

Capítulo 2 - Diodos

No capítulo anterior recordamos o modo como potência e energia são calculadas, além de revisarmos conceitos importantes de corrente alternada e alimentação trifásica. A maioria destes conceitos faz parte de nosso Curso de Eletrônica – Eletrônica Básica – Vol. 1 e Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol. 2. Começaremos então neste capítulo com o primeiro, e mais simples, dos semicondutores de potência que é o diodo. Revisaremos brevemente o seu princípio de funcionamento, trataremos dos diversos tipos, analisando as diferenças em relação aos diodos comuns de baixa potência. Também destacaremos alguns parâmetros que devem ser observados ao se utilizar este tipo de componente. Este capítulo terá então os seguintes itens:

- 2.1 – Junções PN
- 2.2 – O diodo semicondutor
- 2.3 – Tipos de diodos
- 2.4 – Diodos retificadores de silício
- 2.5 – Especificações dos diodos
- 2.6 – Retificação
- 2.7 – Diodos em Paralelo
- 2.8 – Diodos em série
- 2.9 – Surtos
- 2.10 – Diodos de recuperação rápida
- 2.11 – Diodos zener

Introdução

Os diodos de potência têm o mesmo princípio de funcionamento de um diodo comum, entretanto suas características têm pequenas diferenças em relação a eles.

Isso se deve ao fato de trabalharem com correntes intensas e tensões elevadas. Essas características precisam ser observadas quando utilizarmos tais componentes, por isso devem ser conhecidas.

Este capítulo se destina justamente a isso: analisar essas características e o que os diodos de potência têm a mais em relação aos diodos comuns.

-2.1 - Como funciona o diodo

Estudamos nas lições do Curso Básico (volume da mesma série) que existem dois tipos de comportamentos dos materiais em relação à capacidade de conduzir a corrente elétrica. Existem os materiais através da qual a corrente pode fluir com facilidade, sendo denominados condutores, e os materiais em que a corrente não pode passar, denominados isolantes.

Dentre os condutores destacamos os metais, os gases ionizados, as soluções iônicas, etc. Dentre os isolantes destacamos o vidro, a borracha, a mica, plásticos, etc.

Há, entretanto, uma terceira categoria de materiais, um grupo intermediário de materiais que não são bons condutores, pois a corrente tem dificuldade em passar através deles, mas não são totalmente isolantes. Nestes materiais, os portadores de carga podem se mover, mas com certa dificuldade. Estes materiais são denominados "semicondutores".

Dentre os materiais semicondutores mais importantes, que apresentam essas propriedades, destacamos os elementos químicos silício (Si), germânio (Ge) e o Selênio (Se). Numa escala de capacidades de conduzir a corrente, eles ficariam em posições intermediárias, conforme mostra a figura 1.

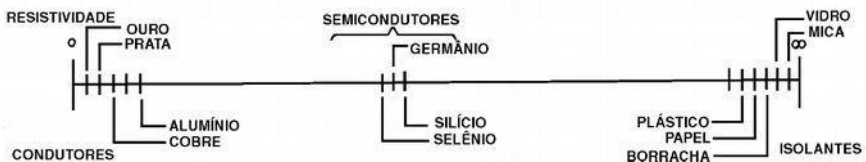


Figura 1 – A escala de condutividade dos materiais

Supercondutores

No curso básico falamos de um tipo especial de condutor que, em temperaturas muito baixas, perde totalmente a resistência. Estes materiais, que nas temperaturas comuns apresentam certa resistência, passam a ter uma resistência nula, tornando-se assim supercondutores.

Quando juntamos dois materiais semicondutores de tipos diferentes, P e N formam-se entre eles uma junção que tem propriedades elétricas importantes.

Na verdade, são as propriedades das junções semicondutoras que tornam possível a fabricação de todos os dispositivos semicondutores modernos, do diodo, passando pelo transistor ao circuito integrado.

Para entender como funciona a junção, vamos partir de dois pedaços de materiais semicondutores, um P e outro N, que são unidos, de modo a formar uma junção, conforme mostra a figura 2.

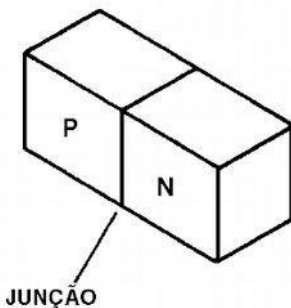


Figura 2 – Obtendo uma junção PN

No local da junção, os elétrons que estão em excesso no material N se deslocam até o material P, procurando então lacunas, onde se fixam.

O resultado é que temos elétrons neutralizando lacunas, ou seja, nesta região não temos mais material nem N e nem P,

mas sim material neutro. No entanto, ao mesmo tempo em que ocorre a neutralização, uma pequena tensão elétrica passa a se manifestar entre as duas regiões de material semiconductor.

Essa tensão, que aparece na junção, consiste numa verdadeira barreira que precisa ser vencida para que possamos fazer circular qualquer corrente entre os dois materiais. Conforme o fenômeno sugere, o nome dado é "barreira de potencial", conforme mostra a figura 3.

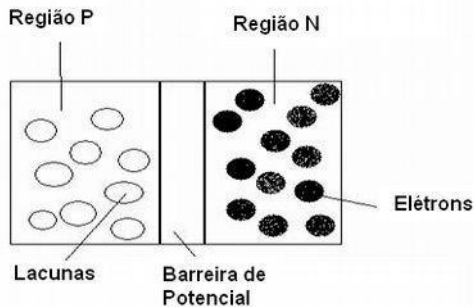


Figura 3 – A barreira de potencial

Esta barreira possui um valor que depende da natureza do material semiconductor usado, sendo da ordem de 0,2 V para o germânio e 0,6 V para o silício.

A estrutura indicada, com dois materiais semicondutores, P e N, forma um componente que apresenta propriedades elétricas importantes e que denominamos "diodo semiconductor", ou simplesmente "diodo". É dele que trataremos no próximo item.

-2.2 – O diodo semiconductor

Para fazer uma corrente elétrica circular através de uma estrutura, como a estudada no item anterior, com dois materiais P e N formando uma junção, existem duas possibilidades, ou dois sentidos possíveis: a corrente pode fluir do material P para o N, ou vice-versa.

Na prática, veremos que diferentemente dos corpos comuns que conduzem a eletricidade, a corrente não se comporta da mesma maneira nos dois sentidos.

A presença da junção faz com que um comportamento completamente diferente se manifeste em cada caso.

Vamos então supor inicialmente que uma bateria seja ligada a estrutura formada pelos dois pedaços de material semiconductor que formam a junção, ou seja, à estrutura PN.

O material P é ligado ao pólo positivo da bateria, enquanto que o material N é ligado ao pólo negativo.

Ocorre então uma repulsão entre cargas que faz com que os portadores de carga do material P, ou seja, as lacunas se movimentem em direção à junção, enquanto que os portadores de carga do material N, que são os elétrons livres, se afastam do pólo da bateria sendo empurrados em direção à junção.

Os portadores de carga positivos (lacunas) e os negativos (elétrons) se encontram na região da junção onde, por terem polaridades diferentes se recombinam e são neutralizados.

A recombinação dessas cargas, “empurradas” pela bateria, abre caminho para que novas cargas sejam empurradas para essa região, formando assim um fluxo constante.

Esse fluxo, nada mais é do que uma corrente elétrica que pode fluir livremente através do componente, sem encontrar muita resistência ou oposição. Dizemos, nessas condições, que o componente, esta polarizado no sentido direto, conforme mostra a figura 4.

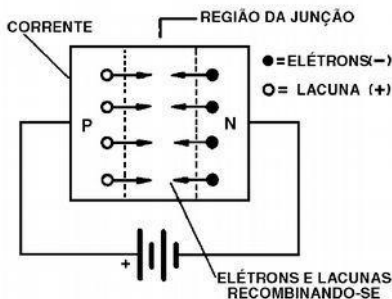


Figura 4 – Junção polarizada no sentido direto

Esse componente, denominado “diodo”, conforme já vimos, deixa então a corrente passar sem oposição quando polarizado no sentido direto.

Por outro lado, se invertermos a polaridade da bateria em relação aos pedaços de material semicondutor dessa estrutura, o fenômeno que se manifesta é diferente.

Os portadores do material N são atraídos para o pólo positivo do gerador se afastando da região da junção. A polarização inversa pode ser visualizada na figura 5.

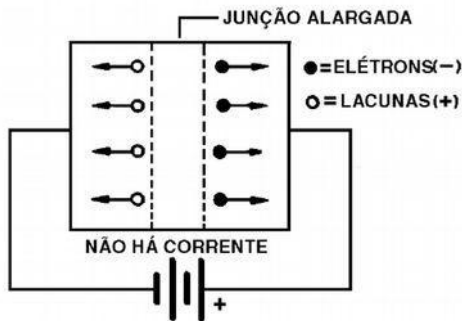


Figura 5 – Junção polarizada no sentido inverso

Da mesma forma, os portadores do material P também se afastam da junção, o que significa que temos um “alargamento da junção”, com um aumento da barreira de potencial que impede a circulação de qualquer corrente elétrica.

A estrutura polarizada desta forma, ou seja, polarizada no sentido inverso, não deixa a corrente passar.

Na prática, uma pequena corrente da ordem de milionésimos de ampère pode circular mesmo quando o diodo está polarizado no sentido inverso.

Esta corrente “de fuga” se deve ao fato de que o calor ambiente agita os átomos do material de tal forma que, um ou outro portador de carga pode ser liberado, transportando corrente dessa forma.

Como a intensidade dessa corrente varia com a temperatura, uma estrutura desse tipo, ou seja, um diodo, também pode ser usado como um excelente sensor de temperaturas.

Veja então que uma simples estrutura PN de Silício ou de Germânio já resulta num importante componente eletrônico que é o diodo. Na figura 6 mostramos a estrutura e o símbolo usado para representar o componente que lembra uma “seta”, indicando o sentido da corrente.

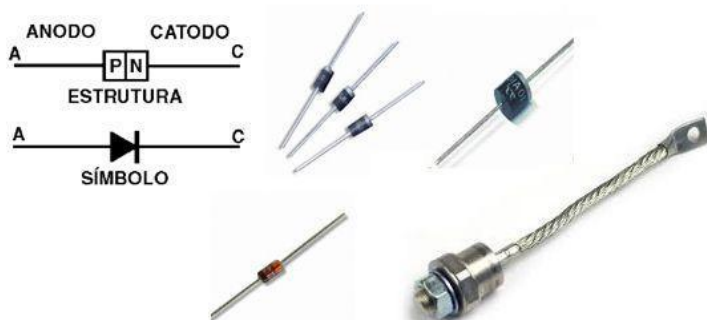


Figura 6 – Símbolo, estrutura e aspectos dos principais tipos de diodos

Na mesma figura temos os aspectos desses componentes, cujo tamanho depende da intensidade da corrente que podem controlar ou conduzir e também da tensão máxima que pode se manifestar entre seus terminais.

Veja que existe uma faixa ou anel em alguns tipos de diodos, indicando o lado do catodo, ou seja, o lado do material N.

O próprio símbolo do componente pode ser gravado na posição em que indica o anodo e o catodo.

O diodo semiconductor pode então ser polarizado de duas formas, conforme mostra a figura 7.

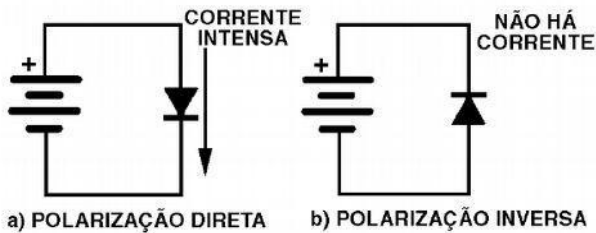


Figura 7 – Polarização direta e polarização inversa de um diodo.

Se o diodo for polarizado como mostra a figura em (a), com o pólo positivo da bateria ou outra fonte de energia elétrica em seu anodo, a corrente pode fluir com facilidade, pois o diodo apresenta uma resistência muito baixa. Dizemos que o diodo está polarizado no sentido direto.

Se a polarização for feita conforme mostra a mesma figura em (b), então nenhuma corrente pode circular. Dizemos que o diodo está polarizado no sentido inverso.

Observe ainda que, devido ao fato de que precisamos vencer a barreira de potencial de 0,2 V para os diodos de germânio, e 0,6 V para os diodos de silício, quando ocorre a condução, aparece sobre o componente sempre essa tensão, independentemente da intensidade da corrente que está circulando através dele, conforme é possível ver pela figura 8.

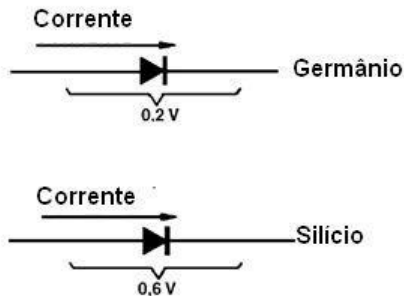


Figura 8 – Queda de tensão num diodo

Na verdade, como a resistência do diodo é muito baixa, na sua condição de plena condução de corrente, se não existir um componente que limite essa corrente no circuito, o diodo corre o risco de se “queimar”, pois existe um valor máximo para a intensidade da corrente que ele pode conduzir.

Cuidados com os diodos

Como qualquer componente, os diodos também têm limites que devem ser observados para que não se queiem.

Da mesma forma, também existe um limite para a tensão máxima que podemos aplicar num diodo ao polarizá-lo no sentido inverso.

Chega um ponto em que, mesmo polarizado inversamente, a barreira de potência não mais pode conter o fluxo de cargas “rompendo-se” com a queima do componente.

Os diodos comuns são então especificados em função da corrente máxima que pode conduzir no sentido direto, abreviada por I_f (O f vem de *forward* que em inglês quer dizer direto), e pela tensão máxima que podem suportar no sentido inverso, abreviada por V_r (O r vem de *reverse* que, em inglês, quer dizer inverso).

Analisaremos isso ao estudarmos as especificações dos diodos, que no caso dos diodos de potência exigem um cuidado especial

Veremos também que existem alguns tipos de diodos especiais que podem funcionar polarizados no sentido inverso e que apresentam características muito interessantes para a eletrônica.

Diodos em Toda Parte

Encontramos diodos semicondutores em toda parte. Controles industriais, computadores, aparelhos de som, televisores, telefones celulares, circuitos eletrônicos de automóveis, equipamentos médicos e tudo mais. Estes

diodos tanto podem estar presentes na forma de um componente independente (como em fontes de alimentação) e que podem ser retirados, testados e trocados, como podem estar “embutidos” em circuitos integrados.

-2.3 – Tipos de diodos

Conforme estudamos, o material semicondutor usado na formação de junções tanto pode ser o germânio como o silício. Assim, temos diodos tanto de germânio como de silício. E, nestes grupos, os tipos podem ainda ter finalidades diferentes sendo, por esse motivo, construídos de forma diferente.

No nosso Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol. 2, estudamos diversos tipos de diodos que são encontrados nos equipamentos eletrônicos.

Neste volume, em especial vamos nos aprofundar no estudo dos diodos de potência, que são os diodos que se destinam a operação com altas correntes e altas tensões.

Assim, numa primeira etapa estudaremos os diodos retificadores para depois passar a outros tipos como os diodos zener, diodos Schottky, diodos de quatro camadas e outros.

-2.4 - Diodos Retificadores de Silício

Os diodos mais comuns em aplicações de médias e altas potências são os retificadores que, conforme estudamos no curso de eletrônica analógica são usados em fontes de alimentação como retificadores.

Diodos da série 1N4000 e 1N5000 são bastante comuns assim como os da série SK.

Estes diodos são encontrados em fontes com correntes até 1 A ou 5 A no segundo caso.

No entanto, nas aplicações industriais, em veículos elétricos em automação de alta potência são usados diodos retificadores com correntes muito maiores.

Estes diodos são destinados à condução de correntes intensas, também suportando tensões elevadas que podem superar os 1 000 V.

Na figura 9 temos os aspectos comuns destes diodos que possuem recursos para montagem em dissipadores de calor.



Figura 9 – diodos de alta corrente

Na construção desses diodos são usadas técnicas especiais que visam uma geometria em que a corrente se distribua de forma uniforme pela pastilha de silício.

O que ocorre, é que no momento em que se inicia a condução de um diodo deste tipo, a corrente está concentrada numa pequena área, gerando assim um pico de calor neste local.

À medida que a corrente aumenta, e se distribui, a geração de calor também é distribuída de maneira mais uniforme.

Estes diodos podem ser encontrados em fontes de alimentação, reguladores de tensão de alternadores, inversores de potência, controles, etc.

Assim como os diodos usados em outras aplicações, como sinais, baixa corrente, detecção, os diodos de alta corrente possuem especificações.

No próximo item analisaremos as especificações dos diodos.

-2.5 – Especificações dos diodos de silício

Para as especificações dos diodos são usados normalmente símbolos, que os usuários dos diodos precisam conhecer.

O conhecimento desta simbologia é especialmente importante quando precisamos interpretar as folhas de dados (datasheets) de um determinado componente.

Lembramos que todos os componentes possuem limites para sua utilização e estas especificações justamente definem estes limites. Se forem ultrapassados, o componente pode sofrer dano ou ainda ficar inutilizado.

Nos símbolos normalmente são usadas uma letra maiúscula que corresponde à unidade usada, por exemplo, I para corrente, V para tensão, P para potência, etc.

Unidades

Nos volumes anteriores tratamos de forma intensa sobre as unidades usadas em eletrônica e também a simbologia. Lembramos que em alguns casos podemos encontrar para tensão tanto U como V.

Especificações de tensão e corrente

Para os diodos comuns normalmente duas especificações de tensão são suficientes para nos permitir avaliar seu funcionamento num circuito. Elas são:

V_f = queda de tensão no sentido direto – é a queda de tensão que ocorre num diodo quando ele conduz a corrente. Normalmente de 0,6 a 0,7 V nos diodos de silício

PIV = tensão inversa de pico (Peak Inverse Voltage), que é a máxima tensão que se pode aplicar ao diodo quando polarizado no sentido inverso.

Para a corrente, basta saber o valor de uma delas:

$I_{F(AV)}$ = corrente média no sentido direto e com isso sabemos como usar o diodo.

No entanto, consultando datasheets encontramos outras especificações de tensão que são igualmente importantes quando pretendemos trabalhar com estes componentes. As principais são:

V_{RRM} = Tensão inversa máxima repetitiva (Maximum Repetitive Reverse Voltage) – é a tensão máxima que o diodo pode suportar no sentido inverso na forma de pulsos repetidos.

V_R ou V_{DC} = Tensão máxima contínua no sentido inverso (Maximum DC Reverse Voltage) que o diodo pode suportar quando polarizado no sentido inverso

V_F = Tensão Máxima no sentido Direto (Maximum Forward Voltage) – é a tensão que aparece num diodo quando ele conduz uma determinada corrente, especificada no datasheet. Num diodo ideal, essa tensão é nula, mas conforme estudamos nos diodos comuns, ocorre sempre uma queda de tensão na condução que se costuma adotar como valor típico nos diodos de silício de 0,7 V. Num cálculo mais exato, entretanto, ela depende da corrente.

$I_{F(AV)}$ = Corrente máxima (média) direta – Maximum (average) forward current – é o máximo valor que a corrente média no sentido direto pode conduzir quando polarizado no sentido direto. Essa corrente é determinada basicamente pela capacidade de dissipação do diodo, pois o calor gerado nestas condições depende da queda de tensão que ocorre na junção, multiplicada pela intensidade da corrente.

I_{FSM} ou $I_{f(surge)}$ = Corrente máxima de pico ou surto no sentido direto – (Maximum (peak or surge) forward current - é o pico máximo de corrente que o diodo é capaz de conduzir quando polarizado no sentido direto. Este parâmetro é limitado pela capacidade de dissipação da junção, sendo normalmente muito alto devido à inércia térmica. Demora um certo tempo para o calor gerado se propagar.

P_D = Dissipação máxima de potência (Maximum Total Dissipation) – é a capacidade de dissipação de potência do diodo em watts (W). Como esta grandeza é dada por $P = V \times I$, ela pode ser calculada pela corrente conduzida multiplicada pela tensão direta.

T_{STG} = Faixa de temperaturas de armazenamento (Storage Temperature Range) – é a faixa de temperaturas em que o diodo pode ser guardado (sem estar em funcionamento).

T_j = Temperatura máxima da junção (Maximum Operating Temperature) ou máxima temperatura de funcionamento. Na maioria dos casos é o mesmo valor da temperatura de armazenamento.

$R(\Omega)$ = Resistência Térmica (Thermal Resistance) é a diferença de temperatura que ocorre entre a junção e o meio exterior (a_r) ou entre a junção e os terminais (JA ou JL) para uma determinada dissipação. Esta especificação é dada em graus Celsius por Watt ($^{\circ}C/W$). Seu valor seria zero se o invólucro do diodo fosse um condutor perfeito, mas na prática não é. Esta especificação é importante no dimensionamento de dissipadores de calor.

I_R = Corrente inversa (ou reversa) máxima (Maximum Reverse Current) – é a corrente que circula pelo diodo quando ele é polarizado com a tensão inversa máxima (DC), Também encontramos esta corrente indicada como “corrente de fuga”(leakage current). Num diodo ideal ela deve ser nula, mas na prática depende de diversos fatores, sendo o principal, a temperatura.

C_j = Capacitância típica da Junção (Typical Junction Capacitance) – é a capacitância intrínseca que aparece entre as junções devido à região de depleção que age como um dielétrico. Trata-se de uma capacitância muito baixa, da ordem de picofarads.

t_{rr} = Tempo de Recuperação Inversa (Reverse Recovery Time) – trata-se do intervalo de tempo que ocorre entre o instante em que a tensão num diodo em condução é invertida e ele realmente deixa de conduzir. Veja mais adiante nesta lição, mais detalhes sobre este fenômeno em “diodos de recuperação rápida”.

É importante observar que os parâmetros indicados variam dependendo de diversos fatores, sendo o principal, a temperatura. Assim, os fabricantes, na maioria dos casos, não

dão essas especificações através de um valor fixo, mas sim através de gráficos.

Nestes gráficos, a especificação é plotada em função de condições variáveis, o que pode ser muito importante nos projetos mais críticos.

Na figura 10 temos um exemplo que mostra como a corrente máxima de um diodo 1N5404 se comporta em função da temperatura.

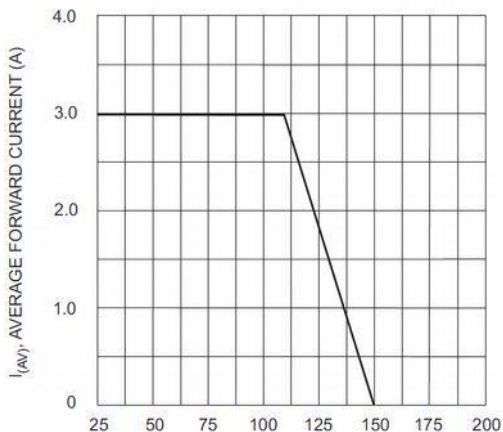


Figura 10 – Depois dos 100° C a capacidade de condução do diodo no sentido direto que é de 2 A diminui rapidamente

O gráfico da figura 11 mostra como o diodo 1N5404 responde aos surtos de corrente no sentido direto quando a taxa de repetição dos pulsos aumenta.

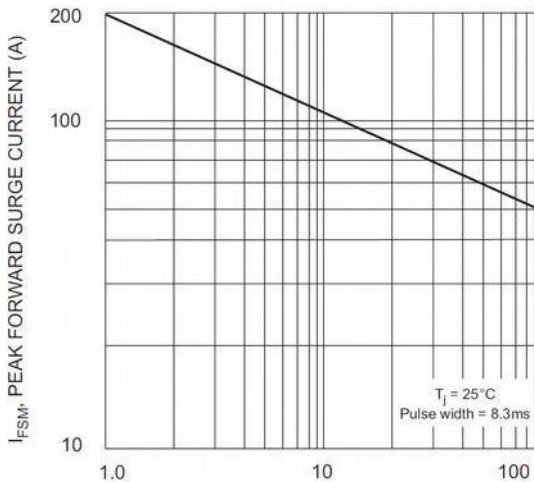


Figura 11- comportamento do diodo com o aumento da frequência dos surtos.

Outras especificações

Dependendo do fabricante também podem ser usadas outras formas de se especificar as características de um diodo. O leitor deve estar preparado para interpretar corretamente estas especificações.

Na figura 12 mostramos um detalhe de um datasheet de uma série de diodos comuns usados em retificação, Esta série vai do 1N5400 ao 1N5408.

A corrente destes diodos é a mesma 3 A (média retificada), mas as tensões mudam. Temos então os "máximos absolutos" que são os valores que não devem ser ultrapassados, sob pena do componente sofrer dano irreversível.

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N 5400	1N 5401	1N 5402	1N 5404	1N 5406	1N 5407	1N 5408	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current @ $T_A = 105^\circ\text{C}$ (Note 1)	I_O	3.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}					200			A
Forward Voltage @ $I_F = 3.0\text{A}$	V_{FM}					1.0			V
Peak Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ @ $T_A = 150^\circ\text{C}$	I_{RM}					10 100			μA
Typical Total Capacitance (Note 2)	C_T					50	25		pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$					15			$^\circ\text{C/W}$
Operating and Storage Temperature Range	T_J T_{STG}					-65 to +150			$^\circ\text{C}$

Figura 12 – Máximos absolutos

Veja que esses máximos são especificados sob determinadas condições, normalmente sendo dada a temperatura ambiente de 25°C . Veja que, para a maioria dos componentes estas características se deterioram rapidamente quando a temperatura indicada é ultrapassada.

-2.6 - Retificação

Os diodos de maior capacidade de corrente e maior tensão são basicamente usados em retificação nas aplicações de potência. No nosso Curso Básico explicamos como funcionam os circuitos retificadores, no entanto vamos revisar os conceitos, pois precisamos ir além, pois nas aplicações de potência, é comum que eles sejam usados em circuitos trifásicos.

Condições de operação recomendadas

Também é comum que sejam indicadas nos datasheets as características elétrica que são obtidas sob determinadas condições de teste e que se recomenda para usar num projeto.

Revisando os conceitos básicos, sabemos que na retificação as três formas de se usar os diodos são:

a) Retificador de meia onda

Neste circuito, nos semiciclos positivos da tensão alternada no secundário do transformador, o diodo é polarizado no sentido direto, de modo a apresentar baixa resistência e deixar a corrente passar. No entanto, nos semiciclos negativos, o diodo é polarizado no sentido inverso e nenhuma corrente pode passar, conforme mostra a figura 13.

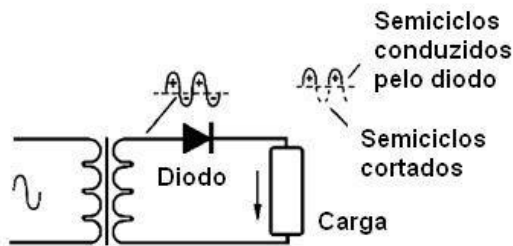


Figura 13 – Conduzindo apenas os semiciclos positivos

Veja então que, somente passa corrente nos semiciclos positivos, ou corrente num único sentido. Esta corrente, se bem que circule num sentido único, não é uma corrente contínua pura.

Ela é formada por “pulsos” que aparecem somente nos instantes em que o diodo está polarizado no sentido direto. Dizemos que se trata de uma “corrente contínua pulsante”.

Se invertermos o diodo, conforme o leitor poderá ver na figura 14, teremos a passagem de corrente somente nos semiciclos negativos e ainda uma corrente pulsante, mas de sentido ou polaridade invertida.

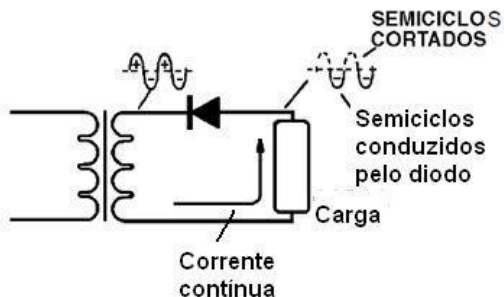


Figura 14 – Deixando passar os semiciclos negativos

Como apenas metade dos semiciclos da corrente alternada é conduzida neste processo, dizemos que se trata de um processo de retificação de “meia onda”.

b) Retificador de onda completa

Uma forma de se obter eficiência maior na retificação ou “transformação de corrente alternada em contínua”, é com o aproveitamento dos dois semiciclos.

Isso é possível se utilizarmos um transformador com uma tomada central e dois diodos, ligado conforme o leitor poderá ver na figura 15.

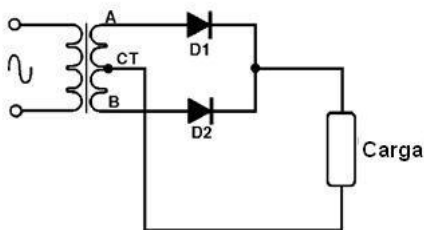


Figura 15 – Usando dois diodos

Quando o terminal A do transformador está positivo em relação ao CT, nos semiciclos positivos, o terminal B, ao mesmo tempo está negativo em relação ao CT.

Desta forma, enquanto nos semiciclos positivos de entrada, o diodo D1 é polarizado no sentido direto, o diodo D2 estará polarizado no sentido inverso. Conduz então o diodo D1, conforme podemos ver na figura 16.

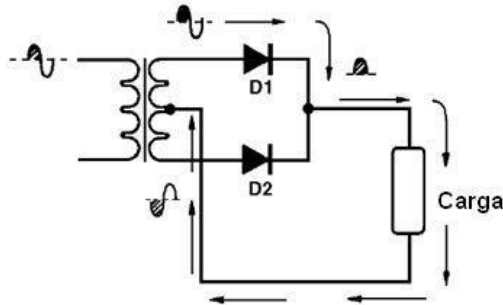


Figura 16 – Condução nos semiciclos positivos

No semiciclo negativo da tensão de entrada, as coisas se invertem. Enquanto A estará negativo em relação a CT, B estará positivo, de modo que D 1 estará polarizado inversamente e D2 diretamente. Conduz D2 , conforme mostra a figura 17, e a carga recebe sua alimentação.

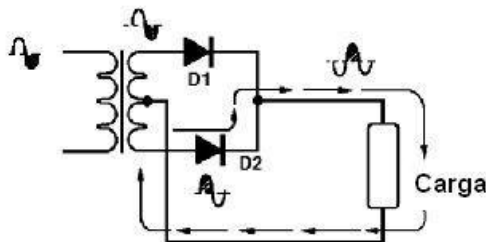


Figura 17 – Condução nos semiciclos negativos

Em outras palavras, neste processo de retificação a onda toda é aproveitada, sendo por isso denominado de “retificação de onda completa”.

Veja que o transformador permite que o semiciclo negativo seja “invertido” para também ser aproveitado.

É claro que este processo de retificação apresenta uma eficiência que é o dobro do anterior, tendo por isso muitas vantagens de utilização.

Observe que ainda temos uma corrente contínua pulsante na carga, se bem que ela tenha variações “menores” que no caso anterior.

c) Retificador em ponte

Uma maneira de se obter uma retificação de onda completa com o uso de um transformador comum, ou seja, com secundário simples, sem tomada central é possível com o uso de 4 diodos, ou seja, de uma ponte de diodos, conforme mostrado na figura 18.

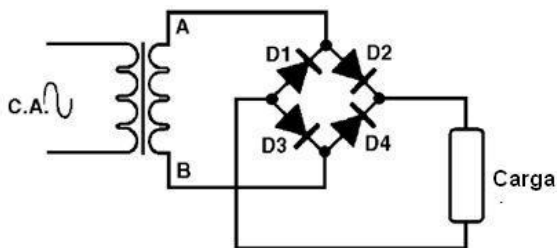


Figura 18 – Usando uma ponte de diodos (Ponte de Graetz)

Vejamos como funciona este sistema denominado “retificação em ponte”: Nos semiciclos positivos, o terminal A do transformador está positivo em relação ao terminal B.

Desta forma os diodos D2 e D3 estão polarizados no sentido direto, conduzindo a corrente poderá ser visto na figura 19.

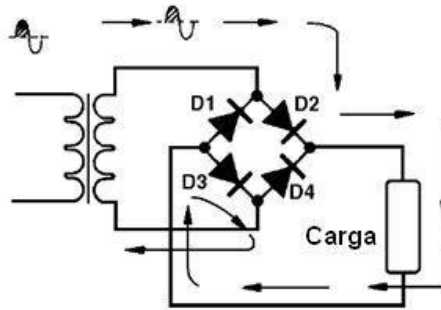


Figura 19 – A condução da ponte nos semiciclos positivos

Nos semiciclos negativos, ficam polarizados no sentido direto os diodos D1 e D4 que então conduzem a corrente conforme mostra a figura 20.

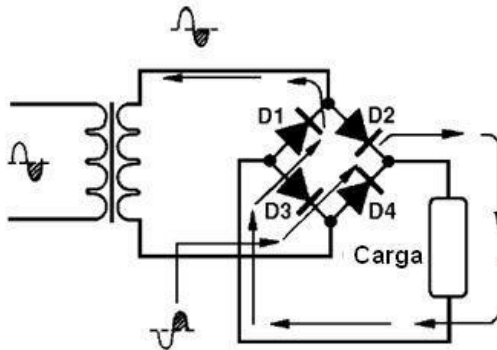


Figura 20 – Corrente nos semiciclos negativos

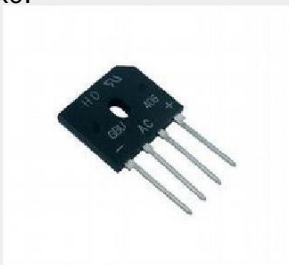
É importante notar que neste sistema, a corrente em cada semiciclo passa por dois diodos, em lugar de um só, como nos

outros. Isso significa que temos uma queda de tensão maior no sistema de retificação.

Assim, enquanto no sistema de onda completa “perdemos” apenas 0,6 V no diodo de silício, neste sistema “perdemos” 1,2 V. É claro que as vantagens deste sistema podem ser compensadas simplesmente com a utilização de um transformador que tenha uma tensão de secundário um pouco maior.

Ponte de Graetz

Podem ser obtidos componentes que contêm os 4 diodos ligados na forma de onda, facilitando seu uso em fontes, como o da figura abaixo.



Ponte de Diodos (Graetz)

No entanto, nas aplicações de potência, é mais comum o uso de fontes de energia elétrica trifásica. Isso ocorre principalmente na indústria.

Para a retificação trifásica podemos usar os diodos na configuração mostrada na figura 21.

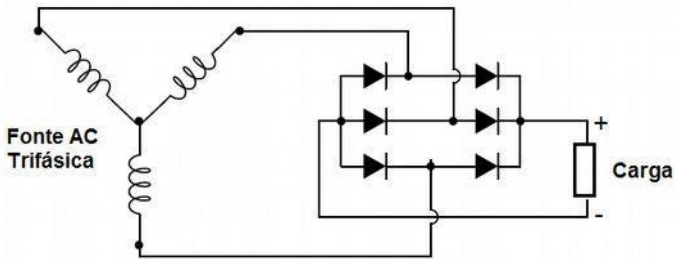


Figura 21 – Retificador trifásico de onda completa

Neste circuito são usados seis diodos numa configuração em que em cada instante dois diodos conduzem.

Na figura 22 temos a corrente pulsante obtida no circuito retificador. Veja que, usando um sistema trifásico o ripple é menor do que o que encontramos num sistema retificador de meia onda ou onda completa em duas fases.

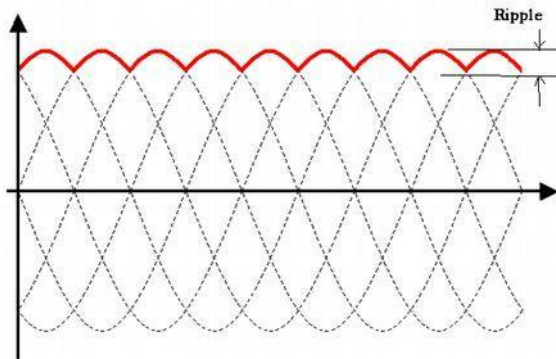


Figura 22 – Corrente de entrada e ripple do retificador trifásico

Uma configuração interessante consiste num sistema retificador para 6 fases, mostrado na figura 23.

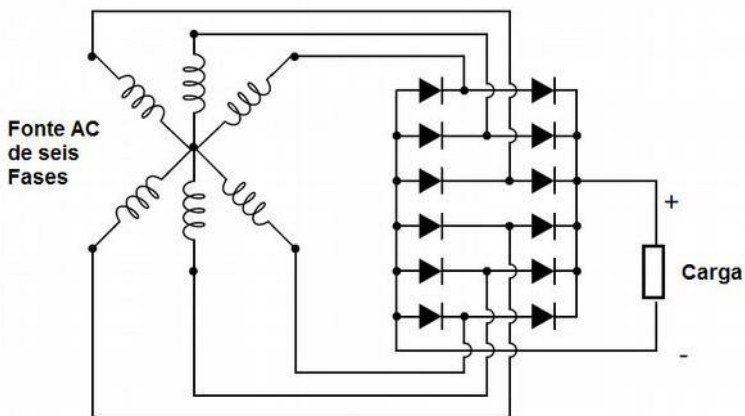


Figura 23 – Retificador de seis fases

Estas configurações também podem ser encontradas em automóveis, para retificação da corrente obtida dos alternadores.

-2.7 - Diodos em Paralelo

É comum que se pense que a simples ligação de diodos em paralelo aumenta a capacidade de um sistema retificador sem problemas.

No entanto, este problema de se obter maior capacidade de corrente não se resolve de maneira tão simples.

Os diodos, mesmo do mesmo tipo, não têm exatamente as mesmas características. Pequenas diferenças existem de um para outro e isso significa que se ligarmos diodos em paralelo, a corrente não se divide por igual entre eles.

Devido a pequenas diferenças na tensão direta (V_f) um dos diodos conduz antes ou mais que o outro e o resultado disso é uma diferença entre as correntes que passam por estes componentes.

Assim, conforme mostra a figura 24, se quisermos usar dois diodos de 1 A para retificar uma corrente de 2 A, ligando-os

em paralelo, a corrente será diferente e um deles queimará (D1) por estar sobrecarregado.

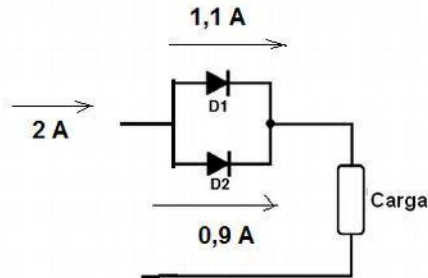


Figura 24 – A corrente não se divide igualmente entre os diodos

Para evitar este problema o que se faz é ligar em série com cada diodo um resistor de baixo valor (tanto menor quanto for a intensidade da corrente), de modo a distribuir melhor a corrente.

Os diodos, conforme mostra a figura 25 podem ter tipicamente valores entre 0,1 e 1 ohm, para correntes na faixa de 1 a 5 A.

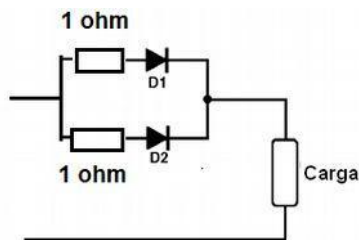


Figura 25 – Distribuindo melhor a corrente entre diodos

Veja que este procedimento também é adotado quando ligamos em paralelo transistores em reguladores de tensão.

Diodos em paralelo

É preciso utilizar recursos para que a corrente seja dividida por igual entre os diodos, quando os ligamos em paralelo.

-2.8 – Diodos em série

Podemos ligar diodos em série com a finalidade de conseguir uma tensão inversa maior. Por exemplo, teoricamente dois diodos de 200 V, podem suportar uma tensão inversa de 400 V.

Na prática isso não ocorre, porque a corrente inversa de fuga dos diodos é diferente, e isso faz com que na polarização inversa, as tensões se dividam de forma desigual.

Assim, aplicando 400 V em dois diodos em série, pode ocorrer que, mesmo sendo iguais na especificação (1N5404, por exemplo), a tensão inversa se divida de modo que um fique com 240 V e outro com 260 V e isso pode causar sobrecarga de um deles.

Podemos evitar este problema, ligando em paralelo com os diodos resistores de valor apropriado que ajudem a igualar a tensão dividida. Resistores de 10k a 22k podem ser usados nesta aplicação, conforme mostra a figura 26.

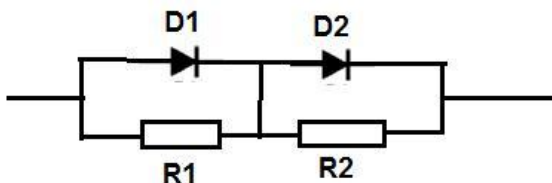


Figura 26 – Usando resistores para distribuir a tensão em diodos em série

-2.9 - Surtos de Corrente

Em fontes de alimentação em que após o diodo retificador encontramos um capacitor de valor muito alto, ocorre um problema que precisa ser evitado, principalmente quando a corrente envolvida é intensa.

Ao ligar a fonte, o capacitor descarregado se comporta como um curto-circuito o que significa que uma corrente muito intensa pode circular.

Se essa corrente superar o valor da corrente máxima de surto (Ifsm), o diodo pode queimar.

Se bem que os valores envolvidos sejam altos, pois para o 1N5404 de 3 A, o Ifsm é de 200 A, no momento em que a tensão se estabelece no circuito, se o transformador tiver uma capacidade muito grande de corrente, problemas podem ocorrer.

Uma maneira de se evitar este problema é ligar em série com o diodo um resistor de baixo valor, calculado para limitar a corrente em caso de curto, a um valor inferior ao Ifsm, conforme mostra a figura 27.

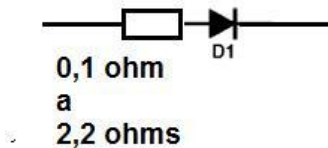


Figura 27 – Diodo para proteger contra surtos.

O resistor deve ser de fio de capacidade de dissipação compatível com a corrente, lembrando que a corrente mais intensa apenas ocorre por um instante e ele deve ser calculado para que em curto o diodo e o capacitor, o surto seja menor que o Ifsm especificado para o componente.

- 2.10 - Diodos de Recuperação Rápida

Com o uso cada vez maior de fontes chaveadas, conversores DC/DC e AC/DC, os diodos retificadores comuns já não atendem às necessidades desses circuitos.

Os diodos de recuperação rápida (fast recovery) e recuperação ultra-rápida (ultra-fast recovery) passam a ocupar um lugar de importância entre os componentes usados.

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 a essas frequências como se espera, 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).

Frequência de retificação

Os diodos comuns podem ser usados eficientemente na frequência da rede e um pouco mais. No entanto, as fontes chaveadas e inversores de frequência operam em frequências que podem chegar a mais de 1 MHz. Estes diodos podem não atender às necessidades dessas fontes.

2.10.1 - 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 28.

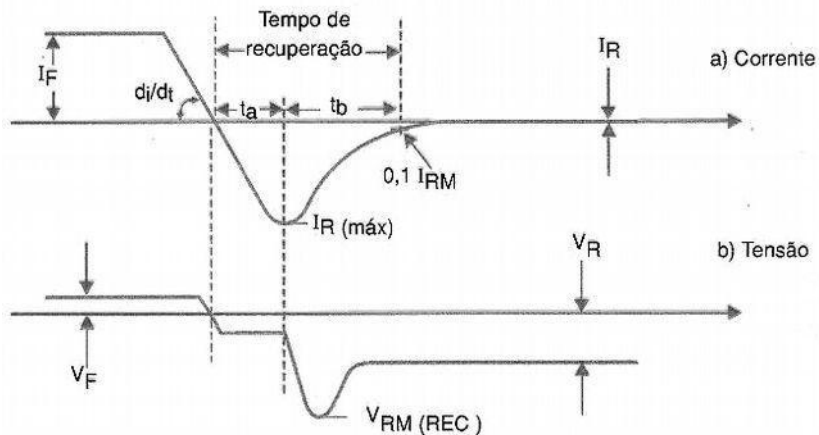


Figura 28 – A recuperação de um diodo

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 certo tempo, que é o 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 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 29.



Figura 29 – Tempo de recuperação em 60 Hz

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 30.

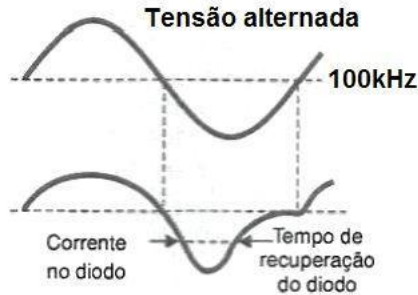


Figura 30 – Em frequências mais altas o tempo de recuperação é importante

Para aplicações em que as corrente 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 menor do que 500 ns.

Esse valor é 1/10 do tempo típico que encontramos num retificador de silício comum.

São classificados comuns ultra-rápidos, os diodos que possuam 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 31.

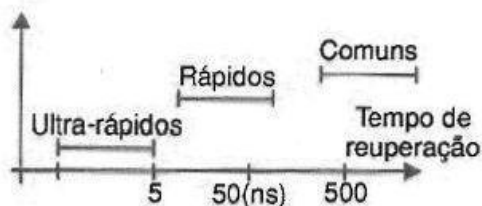


Figura 31 – Classificação dos diodos quanto ao tempo de recuperação

São classificados como ultra-rápidos 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 32 mostramos as curvas típicas e os modos de recuperação dos diodos.



Figura 32 – Modos de recuperação de um diodo

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 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.

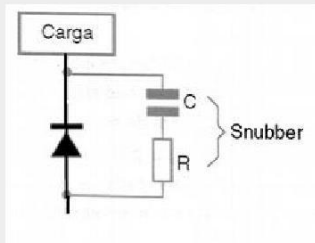
Na indústria é definido o fator de suavidade de recuperação ou "recovery softness factor".

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.

Snubber

Os snubbers são circuitos amortecedores, formados por um resistor e um capacitor em série (normalmente 100 nF x 330 ohms em SCRs ou triacs ligados na rede de energia) cuja finalidade é amortecer os transientes de alta tensão que ocorrem na comutação de uma carga. Estes transientes tanto podem causar interferências como forçar o dispositivo de comutação, chegando a causar sua queima. Snubbers também são utilizados para proteger contatos de relé absorvendo a energia gerada na comutação de cargas indutivas.



-2.11 – O diodo zener

O diodo zener já foi estudado no nosso Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol. 2. Lá o leitor encontrará os princípios básicos de funcionamento desse componente. No entanto, uma pequena revisão pode ajudar a entender melhor esta lição.

Conforme estudamos, existe um limite para a tensão que pode ser aplicada no sentido inverso num diodo comum. Quando

a tensão supera esse valor, que varia de tipo para tipo de diodo, a junção “rompe-se”, tornando-se condutora e, com isso, conduzindo uma corrente de forma intensa. A corrente passa a fluir sem encontrar maiores obstáculos.

Para os diodos comuns, este rompimento no sentido inverso significa a queima do componente. A forte corrente acaba por causar a perda das propriedades dos materiais semicondutores que formam sua estrutura.

No entanto, existem diodos que são projetados para suportar a corrente no sentido inverso até certo limite, mesmo quando a tensão inversa é superada. Esses componentes são de grande importância para a eletrônica moderna.

Na figura 33 temos uma curva que mostra a característica de um diodo comum, e que também pode servir para que possamos introduzir um novo tipo de componente: o diodo zener.

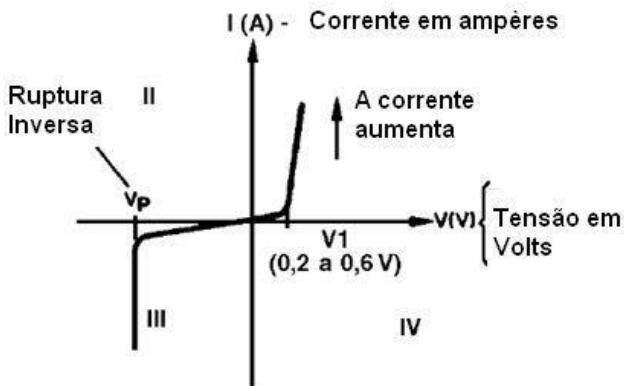


Figura 33 – Curva característica de um diodo comum

Veja então que, quando ocorre uma ruptura no sentido inverso, por mais que a corrente aumente, a tensão no diodo se mantém fixa, no valor V_p , que a partir de agora será chamado de V_z ou tensão zener.

Isto significa que se tivermos um diodo que possa trabalhar nesse ponto da curva característica, sem queimar, ele conseguirá manter fixa a tensão num circuito independentemente

da corrente, ou seja, ele poderá funcionar como um regulador de tensão.

Na figura 34 temos o símbolo adotado para representar esse tipo de componente, que é denominado "diodo zener", assim como os aspectos dos tipos mais comuns.

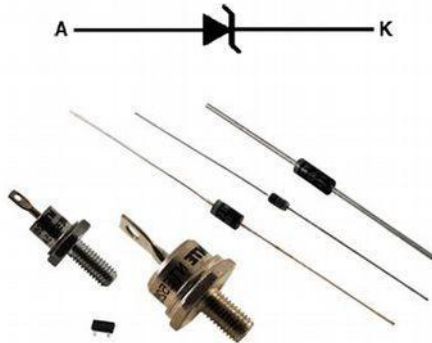


Figura 34 – Símbolo do diodo zener e aspectos

Os diodos zener podem cumprir uma função muito importante nos circuitos, regulando a tensão de fontes de alimentação, além de estarem presentes em muitas aplicações em que se necessita de uma tensão fixa. Diodos zener com tensões entre 2 e 200 volts podem ser encontrados nos aparelhos eletrônicos comuns.

Diodos zeners de potência, como os maiores na parte inferior da figura possuem recursos para montagem em dissipadores e suas correntes podem atingir várias dezenas de ampères.

Diodos Zener em Toda Parte

Na regulagem de tensão das fontes da maioria dos aparelhos eletrônicos comuns como televisores, aparelhos de som, computadores, comunicadores, transmissores, equipamentos médicos, equipamentos industriais encontramos diodos zener. Esses

diodos podem ser de diversos tamanhos conforme a tensão e corrente controlada e normalmente trabalhando em conjunto com outros componentes igualmente importantes.

Na figura 35 temos o modo típico de se usar um diodo zener.

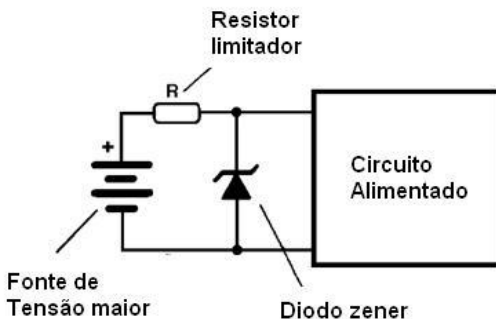


Figura 35 – Circuito simples de aplicação de um diodo zener

Veja que, em primeiro lugar, ele trabalha polarizado no sentido inverso, ou seja, seu catodo vai ao ponto positivo do circuito. O circuito, que deve ter a tensão estabilizada, é ligado em paralelo com o diodo zener.

O resistor R neste circuito tem a importante função de limitar a corrente no diodo zener, pois se ela superar um valor determinado pela sua capacidade de dissipação, ele pode queimar-se. O valor máximo da corrente depende da potência do zener, podendo ser calculado facilmente em cada aplicação.

Assim, lembrando que a potência num circuito é dada pelo produto da tensão pela corrente, se tivermos um diodo zener de 2 V, cuja dissipação máxima seja de 10 W, é fácil calcular a corrente máxima para a potência indicada:

$$P = V \times I$$

$$P = 2 \times I$$

De onde:

$$I = 10 / 2 = 5 \text{ ampères}$$

Para um diodo de 4 V a corrente máxima será menor:

$$P = V \times I$$

$$I = P/V$$

$$I = 10/4 = 2,5 \text{ A}$$

Esta corrente máxima determina o valor do resistor que deve ser ligado em série com o diodo zener, numa aplicação normal.

2.10.1 - Nomenclatura e especificações dos diodos

zener:

Os diodos zener seguem a mesma nomenclatura dos demais diodos. Assim, para os tipos americanos temos a série 1N, cujos principais tipos são dados na tabela abaixo.

Tensão	Potência (Watts)							
	0.25	0.4	0.5	1.0	1.5	5.0	10.0	50.0
1.8	1N4614							
2.0	1N4615							
2.2	1N4616							
2.4	1N4617	1N4370						
2.7	1N4618	1N4370						
3.0	1N4619	1N4372	1N5987					
3.3	1N4620	1N5518	1N5988	1N4728	1N5913	1N5333		
3.6	1N4621	1N5519	1N5989	1N4729	1N5914	1N5334		
3.9	1N4622	1N5520	1N5844	1N4730	1N5915	1N5335	1N3993	1N4549
4.7	1N4624	1N5522	1N5846	1N4732	1N5917	1N5337	1N3995	1N4551
5.6	1N4626	1N5524	1N5848	1N4734	1N5919	1N5339	1N3997	1N4553
6.2	1N4627	1N5525	1N5850	1N4735		1N5341		1N4553
7.5	1N4100	1N5527	1N5997	1N4737	1N3786	1N5343	1N4000	1N4556

10.0	1N4104	1N5531	1N6000	1N4740	1N3789	1N5347	1N2974	1N2808
12.0	1N4106	1N5532	1N6002	1N4742	1N3791	1N5349	1N2976	1N2810
14.0	1N4108	1N5534	1N5860			1N5351	1N2978	1N2812
16.0	1N4110	1N5536	1N5862	1N4745	1N3794	1N5353	1N2980	1N2814
20	1N4114	1N5540	1N5866	1N4747	1N3796	1N5357	1N2984	1N2818
24	1N4116	1N5542	1N6009	1N4749	1N3798	1N5359	1N2986	1N2820
28	1N4119	1N5544	1N5871			1N5362		
60	1N4128		1N5264			1N5371		
100	1N4135	1N985		1N4764	1N3813	1N5378	1N3005	
120		1N987	1N6026	1N3046	1N5951	1N5380	1N3008	1N2841

Da mesma forma que para os diodos comuns, e para outros componentes eletrônicos, encontramos diversos símbolos para especificar as características dos diodos zener.

Esses símbolos são encontrados nos datasheets, devendo ser observados e evidentemente, o profissional deve conhecer seu significado.

Para que o leitor aprenda a analisa um datasheet de diodo zener, tomamos como referência a série 1N2804 a 1N2846 que são diodos de 50 W com invólucros metálicos TO-3, conforme mostra a figura 36.

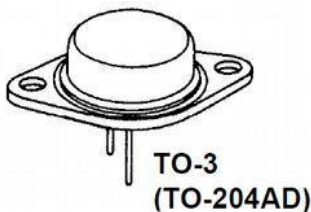


Figura 36 – Diodo zener de 50 W em invólucro metálico

Em primeiro lugar destacamos os máximos absolutos, que não devem ser ultrapassados sob dano irreversível para o componente.

Veja que a dissipação máxima é de 50 W para temperaturas abaixo de 75° C. Acima disso, a potência máxima cai em 0,5 W para grau de aumento de temperatura.

Da mesma forma, existe um limite máximo para a tensão que pode aparecer no sentido direto (forward voltage em 10 A).

MAXIMUM RATINGS

- Junction Temperatures: -65°C to +175°C
- Storage Temperatures: -65°C to +200°C
- DC Power Dissipation: 50 watts at $T_C \leq 75^\circ\text{C}$
- Power Derating: 0.5W/°C above 75°C
- Forward Voltage @ 10 A: 1.5 Volts
- THERMAL RESISTANCE: 2.0 °C/W maximum junction to base (1.5 °C/W typical)
- Solder temperatures: 260 °C for 10 s (max)

E, para projetos temos ainda as características elétricas que tomamos como exemplo apenas para alguns dos tipos da série, já que a tabela é bastante extensa.

***ELECTRICAL CHARACTERISTICS @ 25°C**

JEDEC TYPE NO. (Note 1)	NOMINAL ZENER VOLTAGE $V_Z @ I_{ZT}$ (Note 2) Volts	ZENER TEST CURRENT (I_{ZT}) mA	MAX. ZENER IMPEDANCE (Note 3)		MAX. DC ZENER CURRENT (I_{ZM} @ 75°C Case Temp. (Note 4) mA	TYPICAL ZENER VOLTAGE Temp. Coeff. α_{VZ} %/°C	MAXIMUM LEAKAGE CURRENT** $I_R @ V_R$	
			$Z_{ZT} @ I_{ZT}$ OHMS	$Z_{ZK} @ 5mA (I_{ZK})$ OHMS			μA	V
1N457B	3.9	3200	0.16	400	11,900	-0.046	150	0.5
1N458B	4.3	2900	0.16	500	10,650	-0.033	150	0.5
1N459B	4.7	2650	0.12	600	9,700	-0.015	100	
1N450B	5.1	2450	0.12	650	8,900	+/-0.010	20	1
1N4561B	5.6	2250	0.12	900	8,100	+0.03	20	1
1N4562B	6.2	2000	0.14	1000	7,300	+0.049	20	2
1N4563B	6.8	1850	0.16	200	6,650	+0.053	10	2
1N4564B	7.5	1650	0.24	100	6,050	+0.057	10	3

Os símbolos utilizados são:

V_Z – Tensão zener nominal (Nominal Zener Voltage) – é a tensão que aparece nos terminais diodo zener quando circula a tensão de teste (I_{ZT}).

I_{ZT} – Corrente zener de teste (Zener test current) – é a corrente utilizada para teste servindo para determinar a tensão do componente, ou tensão zener.

Z_{ZT} – impedância zener máxima (Max. Zener Impedance) - É a impedância que o componente apresenta sob a corrente de teste (I_{ZT}).

Z_{zk} – impedância zener máxima (Max. Zener Impedance) – esta é especificada para uma determinada corrente, por exemplo, 5 mA chamada de I_{zk} no datasheet.

I_{zm} – Corrente Zener DC máxima (Max. DC Zener Current) – é a corrente máxima que pode circular pelo componente quando utilizado como zener. Normalmente especificada para a temperatura máxima de operação (75°C , no caso que tomamos como exemplo).

α_{Vz} – Coeficiente de temperatura típico (Typical Zener Voltage Coefficient) – trata-se do valor que indica de quanto varia a tensão zener com cada grau de mudança de temperatura.

I_R – Corrente de fuga máxima (Maximum Leakage Current) – especificada para uma determinada tensão, abaixo da tensão zener, ela indica a corrente que o componente deixa passar quando polarizado no sentido inverso.

Cuidados

Lembre-se que os diodos zener podem manusear correntes intensas nas aplicações de potência, mas seus limites devem ser observados, pois eles são componentes delicados. Usados corretamente, eles não apresentam problemas.

Outras aplicações dos diodos

Outras aplicações importantes para os diodos como na proteção da comutação de cargas indutivas, ceifadores, clamping, além de tipos especiais de diodos, como os diodos Schottky, foram estudadas no Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica.

Termos em inglês

Diversos são os termos inglês relacionados com os diodos, os quais o leitor deve estar familiarizado.

Um primeiro termo que merece atenção é usado da palavra "voltage" para indicar tensão, já que a palavra "tension" em inglês não tem o mesmo significado.

Também destacamos o uso da palavra "power" que traduzida seria "potência", mas que para que para nós deve ser traduzida como "energia" ou "alimentação".

Assim, power supply significa fonte de energia ou fonte de alimentação.

Outros termos:

Reverse – inverso

Standard – padrão

Derating –

degradação Sealed –

selado Broad - ampla

Temas para pesquisa

- Reguladores de tensão
- Multiplicadores de tensão
- Circuitos ceifadores
- Circuitos "clamp"
- Proteção de comutação de cargas indutivas

Questionário

1. Num sinal trifásico retificado, os semiciclos obtidos na carga estão defasados de:
 - a) 90°
 - b) 120°
 - c) 180°
 - d) 270°

2. O ripple obtido num retificador de onda completa de duas fases é em relação ao ripple obtido num retificador de onda completa trifásico:
 - a) Maior
 - b) Menor
 - c) Igual
 - d) Nada podemos afirmar

3. Para proteger um diodo retificador na comutação de uma carga capacitiva de valor muito alto:
 - a) Ligamos em paralelo com o diodo um capacitor
 - b) Ligamos em série com o diodo um resistor de baixo valor
 - c) Ligamos em série com o diodo um capacitor
 - d) Ligamos em paralelo com o diodo um resistor de alto valor

4. Os diodos zener nas aplicações de alta potência:
 - a) Trabalham polarizados no sentido direto
 - b) Trabalham polarizados no sentido inverso
 - c) Trabalham em paralelo com outros diodos
 - d) Trabalham em série com outros diodos

5. A I_{zm} de um diodo zener de 4,7 V é 9,7 A a 75° C de temperatura. Isso significa que:
 - a) O diodo só pode operar com correntes acima de 4,7 A
 - b) Quando aplicamos 4,7 V ao diodo, a corrente circulante é 4,7 A
 - c) 4,7 V é a tensão que aparece sobre os terminais do diodo apenas quando ele conduz uma corrente de 9,7 A
 - d) 9,7 A é a corrente máxima do diodo

Capítulo 3 - Transistores Bipolares de Potência

Neste capítulo estudaremos os transistores bipolares de potência com suas aplicações em controle, inversores, atuadores, fontes e outras onde intensidades elevadas de corrente aparecem e também tensões muito altas. Veremos como interpretar as especificações desses transistores e suas limitações, o que leva a cuidados especiais quanto aos seus limites, principalmente de dissipação. Também veremos alguns tipos especiais de transistores bipolares usados em aplicações industriais e de potência. O princípio de funcionamento desses componentes não será abordado já que faz parte de nosso Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol. 2. Este capítulo terá então os seguintes itens:

- 3.1 – O transistor bipolar de potência
- 3.2 – Darlingtons de potência
- 3.3 - Materiais
- 3.4 – SOAR
- 3.5 – Segunda Ruptura
- 3.6 – Deriva Térmica
- 3.7 – Especificações
- 3.8 – Transistores de Alta tensão

Introdução

No nosso Curso de Eletrônica, Eletrônica Analógica – Vol. 2, estudamos o princípio de funcionamento dos transistores bipolares ou transistores de junção (BJT = Bipolar Junction Transistors), analisando seu princípio de funcionamento, sua estrutura e também dando circuitos práticos de aplicação.

Neste capítulo de nosso curso não vamos nos deter ao funcionamento desses componentes, mas sim a uma análise dos transistores usados nos circuitos de potência.

Os leitores interessados num conhecimento básico devem ler antes as lições correspondentes do curso que trata do assunto.

-3.1 – O transistor bipolar de potência

O que diferencia um transistor de potência, do tipo bipolar de junção, de um transistor comum, é a sua capacidade de trabalhar com correntes intensas ou com tensões elevadas, e em alguns casos com ambos.

Transistores com correntes de coletor acima de 1 A são normalmente considerados transistores de potência, e as tensões de operação, ou seja, tensões máximas que suportam entre coletor e emissor podem superar os 1000 V.

Nas aplicações industriais encontramos estes componentes em diversos tipos de equipamentos.

Eles são utilizados em fontes de alimentação tanto do tipo linear como chaveado, na excitação de relés, solenóides e no controle de outros tipos de cargas, em comutação e muito mais.

Conforme mostra a figura 1, estes transistores são dotados de invólucros que facilitem a dissipação do calor que geram.

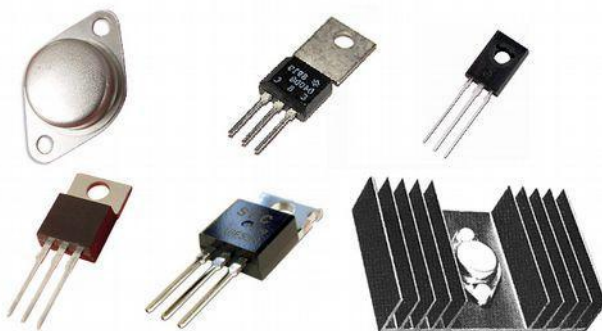


Figura 1 – Transistores de potência

O que ocorre é que, ao conduzir a corrente entre o coletor e o emissor, que é a corrente controlada, o transistor apresenta certa resistência.

Na verdade, o próprio nome do componente indica isso. Transistor significa Transfer-Resistor ou resistor de transferência.

Ele se comporta como um resistor cuja resistência pode ser variada por uma corrente de base.

No entanto, mesmo na saturação, a resistência entre coletor e emissor não é nula, o que significa que calor é gerado.

Esse calor é dado pelo produto da corrente que circula pelo componente entre o coletor e o emissor (I_{ce}) pela tensão que aparece entre o coletor e o emissor (V_{ce}). Assim, se um transistor apresenta uma tensão de 2 V entre o coletor e o emissor quando conduz uma corrente de 3 A, nesse momento, ele está gerando:

$$P = I_{ce} \times V_{ce}$$

$$P = 3 \times 2$$

$$P = 6 \text{ W de calor}$$

Se esse calor gerado não for dissipado, o transistor se aquece para além da temperatura máxima que suporta e com isso ele queima. O calor deve ser transferido para o meio ambiente.

Dois tipos de invólucro se destacam: metálico e plástico. O metálico mais comum é o TO-3 mostrado na figura 2, que tem recursos para fixação em um grande dissipador de calor, normalmente usado por transistores com dissipações acima de 100 W.



Figura 2- Invólucro TO-3

Variações deste tipo de invólucro podem ser encontradas, dependendo da potência do transistor e de sua finalidade e também do fabricante.

Estes transistores normalmente têm o terminal de coletor diretamente conectado ao invólucro para ajudar na transferência de calor, conforme mostra a figura 3.

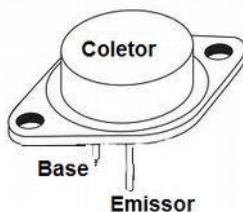


Figura 3 – O coletor é conectado ao invólucro

Este fato é importante, pois quando montamos o transistor num dissipador, ele ficará em contato com o mesmo. Isso significa que se o dissipador for montado num chassi com conexão à terra, pode ser necessário isolá-lo.

Para uma montagem isolada do dissipador ou outro elemento usado para dissipar calor, são usados acessórios apropriados.

Na figura 4 mostramos como usar um isolador para esta finalidade.

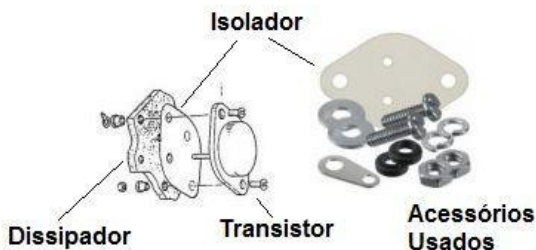


Figura 4 – Montagem de transistor de potência em dissipador

O material usado pode ser um plástico especial ou a mica que possuem uma elevada capacidade de isolamento elétrico, mas ao mesmo tempo são excelentes condutores de calor.

Para maior rendimento na transferência de calor é comum impregnar o isolador, dos dois lados, com uma pasta térmica feita à base de silicone.

Veja que, numa aplicação com este tipo de transistor, deve-se ter a máxima capacidade de transferência de calor para que o transistor consiga operar nos seus limites.

Na figura 5 mostramos um aplicador de pasta térmica vendido no comércio de componentes eletrônicos.



Figura 5 – Aplicador de pasta térmica

Cuidados com o isolamento

Uma boa quantidade de problemas com transistores de potência ocorre quando há um curto-circuito entre o componente e o dissipador. Assim, além do cuidado na montagem, é conveniente fazer um teste de continuidade com o multímetro.

Para os transistores em invólucro plástico, os mais comuns são os TO-220 e TO-247, mostrados na figura 6.

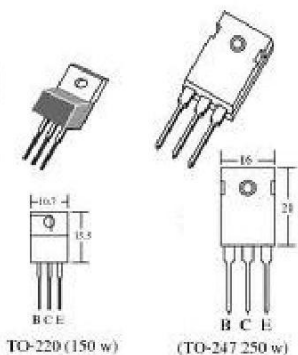


Figura 6 – Invólucros comuns para transistores plásticos de potência

O tamanho do invólucro está diretamente ligado à capacidade de dissipação do componente que, neste caso, também possui recursos para montagem num dissipador de calor.

Nestes transistores, o coletor é normalmente conectado ao “tab” ou aleta metálica de modo a facilitar a transferência de calor.

Conforme mostra a figura 7, na montagem no dissipador de calor, devemos também usar um isolador de mica ou plástico especial impregnado com pasta térmica.

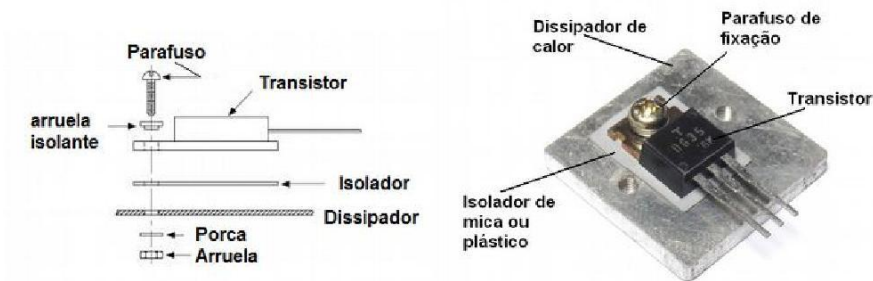


Figura 7 – Montagem de transistor plástico em dissipador

Existem ainda transistores especiais para potências extremamente altas dotados de invólucros capazes de manusear a potência desenvolvida.

Na figura 8 temos alguns transistores especiais de potência com invólucros metálicos de grande porte.

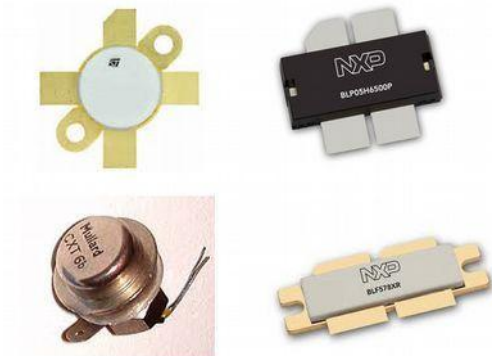


Figura 8 – outros invólucros para transistores de potência

Destacamos nesta figura tipos usados em RF que possuem os terminais de coletor, emissor e base nas aletas. Estes transistores são usados tanto em rádio transmissores como também em máquinas industriais que geram sinais de RF (diatermia, soldagem, etc.).

É importante observar que as características dos transistores de potência no que se refere a ganho, frequência de corte e outras são diferentes das que encontramos em transistores de menor potência e para outras aplicações.

Por exemplo, a geometria da pastilha usada faz com que determinadas características sejam comprometidas em relação a outras que sejam mais importantes.

Transistores para 400 V ou mais normalmente tem ganhos na faixa de 2 a 30 vezes apenas.

Da mesma forma, transistores para correntes elevadas, possuem uma frequência máxima de operação (veremos mais

adiante como ela é especificada), relativamente baixa da ordem de centenas de quilohertz ou no máximo uns poucos megahertz.

Vemos este comprometimento de determinadas características para se obter melhorias de outras em transistores de potência de RF, onde as frequências de operação são muito altas, mas os ganhos de corrente são baixos.

Especificações

Uma das especificações importantes para os transistores, como qualquer componente eletrônico é o tipo de invólucro. Se bem que exista uma quantidade comum padronizada, muitos fabricantes têm seus tipos próprios. Na parte em que tratamos das especificações dos transistores de potência tratamos novamente do assunto.

-3.2 -Darlingtons

Uma forma de se obter maior ganho e também maior capacidade de corrente para os transistores bipolares é fazendo sua ligação com uma forma de acoplamento denominada Darlington.

Nela, dois transistores são ligados em acoplamento direto, de modo que o emissor do primeiro seja conectado à base do segundo e os coletores interligados.

Em funcionamento, o sinal é aplicado na base do primeiro transistor e retirado do emissor do segundo ou do coletor em comum, conforme mostra a figura 9.

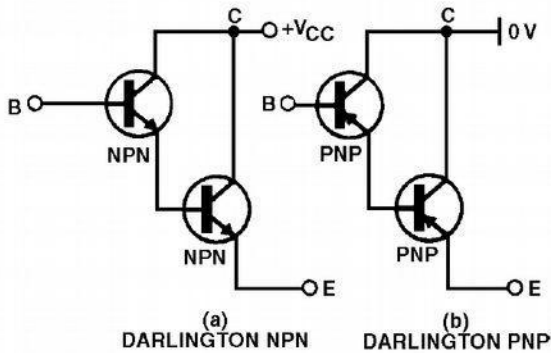


Figura 9 – O acoplamento Darlington

Nessa configuração com transistores bipolares tanto do tipo NPN como PNP, o ganho dos transistores é multiplicado.

Assim, se ligarmos transistores de ganho 50 (Beta ou hFE), o ganho final será $50 \times 50 = 250$.

Na prática, em lugar de usarmos dois transistores separados para obter esta configuração, podemos usar transistores Darlington prontos que na verdade são formados por dois transistores já ligados nessa configuração, num único invólucro e até contendo resistores de polarização como o mostrado na figura 10.

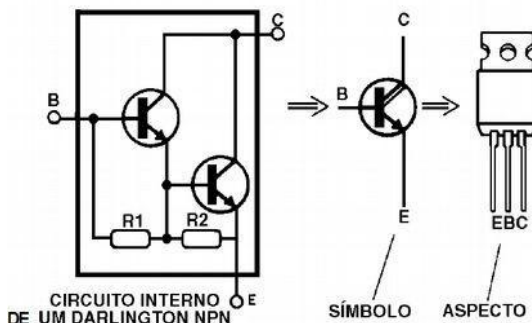


Figura 10 – Um transistor Darlington de potência

Os mais comuns são os transistores da série TIP (TIP110, 115, 120, etc.) que são transistores de potência, capazes de operar com correntes elevadas e ganhos acima de 1000. Os transistores Darlington da série BD também são comuns.

Uma característica importante das etapas Darlington é sua elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída.

Também podemos encontrar transistores Darlington de potências elevadas em invólucros metálicos.

Darlington

Os Darlington, se bem que tenham um ganho muito alto, são lentos, pois o tempo que ele comuta depende do tempo que cada um dos transistores do par faz a comutação, quando usados no modo saturado. Assim, suas aplicações se limitam a circuitos de baixas frequências. Um dos fatores que influi na velocidade de comutação é a capacitância de entrada que, neste caso, fica multiplicada.

Ao analisar as características dos transistores bipolares, podemos tratar um Darlington exatamente como um transistor de potência bipolar comum, apenas observando que ele tem um ganho muito maior.

- 3.3 – Materiais

Atualmente, os transistores de potência mais comuns encontrados nas aplicações industriais e de controle são os de silício.

De fato, as características do silício como o baixo custo, facilidade de obtenção e outras facilitam sua construção, e isso observamos na indústria eletrônica de uma forma mais ampla.

Não só os transistores de potência, mas muitos outros componentes como os circuitos integrados se baseiam neste material.

No entanto, no início da indústria dos semicondutores, outro material foi amplamente utilizado na construção de transistores, incluindo os transistores de potência. Trata-se do germânio.

Assim, em aplicações mais antigas poderemos eventualmente encontrar um transistor de potência de germânio, como os mostrados na figura 11.



Figura 11 – Transistores de potência de germânio

Na nomenclatura européia, a letra “A” no início da designação do tipo indica que o transistor é de germânio.

Por exemplo, AD161 e AD162 são conhecidos transistores de potência de germânio antigos até hoje encontrados em alguns equipamentos em etapas de amplificação de áudio, pequenos inversores, drivers, etc.

Por outro lado, BD136 e BD135 indicam que são transistores de potência de silício.

Nomenclatura antiga

Mais adiante, em especificações dos transistores daremos os códigos utilizados, incluindo os da antiga nomenclatura européia. Na verdade, uma das dificuldades que o profissional da manutenção encontra no seu trabalho é saber que equivalente moderno pode ser usado quando precisa substituir um componente antigo.

Um dos problemas do silício como material semiconductor básico usado na fabricação de transistores (e de circuitos integrados) é a velocidade dos portadores de carga.

No silício e no germânio os portadores de carga (elétrons e lacunas) são lentos em relação a outros materiais como o GaAs (Arseneto de Gálio) e GaN.

Assim, transistores de alta potência com a capacidade de operar em altas frequências, como os usados em transmissores de rádio, osciladores em aplicações industriais, fazem uso desses transistores.



Figura 12 – Transistores de GaN de potência capazes de operar em frequências acima de 10 GHz.

3.3.1 – Transistores de potência SMD

Se bem que a preocupação maior ao se pensar na tecnologia para montagem em superfície (Surface Mounting Technology - SMT) em que componentes para montagem em superfície (Surface Mounting Devices ou SMD) são usados, seja com o tamanho, também existem componentes de potência disponíveis.

Transistores de potência podem ser encontrados, é claro que com capacidades de dissipação muito menores que os equivalentes e invólucros comuns.

Conforme mostra a figura 13, estes componentes possuem recursos para ajudar na dissipação de calor, quer seja um

pequeno radiador, ou ainda soldando-se numa área cobreada maior da placa.

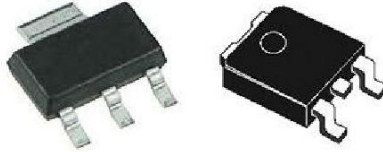


Figura 13 – Transistores de potência SMD

A área cobreada funciona então como um dissipador de calor, ajudando na eliminação do calor gerado pelo componente.

No entanto, na prática o que vemos é o uso de transistores comuns de potência dotados de dissipadores nas placas em que os outros componentes são SMD, pois se pode não conseguir a dissipação desejada com um componente SMD, conforme mostra a figura 14.

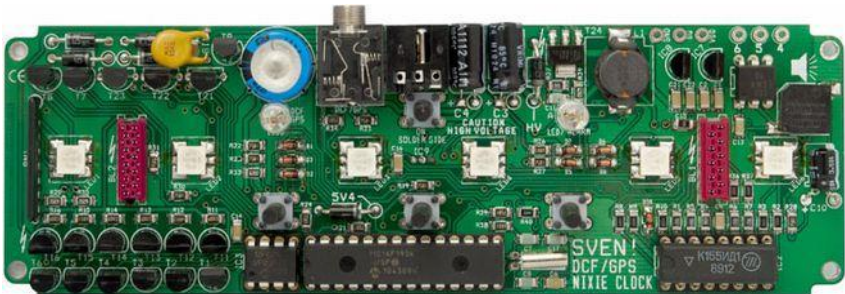


Figura 14 – Componentes SMD e comuns numa placa.

-3.4 – SOAR ou SOA

Estes acrônimos são de vital importância para quem trabalha com transistores de potência.

SOAR significa Safe Operating Area Region ou Região da Área de Operação Segura, enquanto SOA significa Safe Operating Area ou Área de Operação Segura.

Acrônimos

Para alguns termos técnicos é comum haver mais de um termo usado como SOAR e SOA e estes nem sempre têm o mesmo significado. Assim SMT significa Surface Mounting Technology ou tecnologia para montagem em superfície enquanto que SMD trata do componente, significando Surface Mounting Device ou componente para montagem em superfície.

Vamos explicar detalhadamente o que SOA ou SOAR significam para as especificações de um transistor de potência.

Quando dizemos que um transistor, como o 2N3055 tem uma corrente máxima de coletor de 15 A e suporta uma tensão máxima de 100 V entre o coletor e o emissor, isso não significa que podemos usar este componente nestes limites.

V_{CBO} max.	100	V
V_{CER} max. ($R_{BE} = 100\Omega$)	70	V
I_C max.	15	A
P_{tot} max. ($T_{mb} \leq 25^\circ C$)	115	W
T_j max.	200	$^\circ C$
h_{FE} ($I_C = 4.0A, V_{CE} = 4.0V$)	20-70	
f_T min. ($I_C = 1.0A, V_{CE} = 4.0V, f = 1.0MHz$)	0.8	MHz

Figura 15 – Do datasheet do 2N3055

Isso pode levar os menos avisados a pensar que se ligarem este componente a uma carga apropriada que receba os 100 V e 15 A do transistor, eles terão uma potência disponível de 1 500 W (15 x 100).

Não é verdade, pois além do transistor só poder dissipar 115 W, existem limites a serem respeitados. Os 15 A máximos só estão disponíveis numa determinada faixa de tensão de operação do transistor.

Da mesma forma, só poderemos ter 100 V entre o coletor e emissor (V_{cbomax}) em condições especiais.

Como então saber como usar o transistor na corrente e na tensão desejadas?

Para isso, os fabricantes, em seus datasheets fornecem um gráfico denominado SOA ou SOAR que indica justamente as condições operacionais do transistor de forma segura.

Na figura 16 temos justamente esse gráfico elaborado de forma simplificada para o 2N3055, que é o transistor que tomamos como exemplo.

É importante observar que o gráfico é feito para uma temperatura máxima do componente de 70°C . Isso significa que acima dessa temperatura o componente tem suas características deteriorando-se rapidamente.

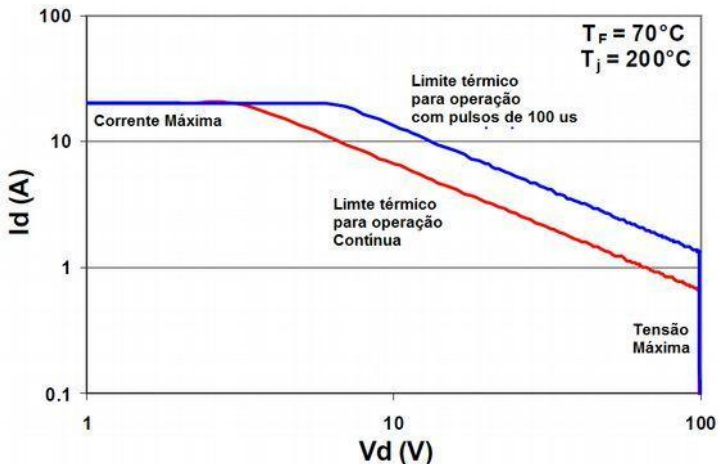


Figura 16 – Gráfico SOA para o 2N3055

Conforme podemos ver, a região de corrente máxima de 15 A só é aplicada para baixas tensões entre coletor e emissor, até aproximadamente uns 6 ou 7 V. (curva inferior)

Depois disso, a corrente máxima começa a cair e em torno de 100 V ela já é inferior a 1 A.

É por isso motivo que muitos leitores nos escrevem “não entendendo” por que numa simples fonte de 12 V x 10 A usamos três 2N3055 em paralelo (3,3 A para cada um) quando um deles poderia ser suficiente.

Veja pelo gráfico que, em 12 V, a corrente máxima que um 2N3055 poderia operar não é muito maior do que uns 5 A.

Dando uma tolerância, para que o limite de dissipação não seja alcançado, isso justifica o uso de três transistores na fonte.

No Gráfico temos uma segunda curva que serve para indicar o comportamento do componente sob regime pulsante (num controle PWM, ou numa fonte chaveada, por exemplo).

Com pulsos de 100 us, por exemplo, o transistor pode ir além, em termos de corrente máxima, chegando mais perto dos 10 V para uma corrente de 15 A, mas vemos que em torno de 12 V essa corrente já cai para algo em torno de 10 A.

Máximo de um transistor

Não basta levar em conta a tensão máxima, corrente máxima e potência máxima de um transistor para saber “até onde ele vai”. O procedimento correto é analisar todas as condições simultaneamente para que numa aplicação, os limites do componente não sejam ultrapassados.

Atualmente, transistores de potência encontram uma enorme gama de aplicações no acionamento de motores de passo, inversores, PWM, fontes chaveadas, etc., o que os leva na maioria dos casos a operação com pulsos.

No entanto, para garantir que eles operem de forma segura dentro da área delimitada pela curva SOA é preciso estar

atento quando fazemos um projeto, ou quando elegemos um transistor para substituir outro numa determinada aplicação.

Verifique sempre se o transistor vai operar dentro da área segura, com uma boa tolerância, para garantir que os limites de dissipação de calor não sejam ultrapassados.

É importante observar que os limites determinados pela curva SOA não são válidos apenas para transistores bipolares, mas também para outros componentes, inclusive aqueles que não operam com potências elevadas.

-3.5 – Segunda Ruptura

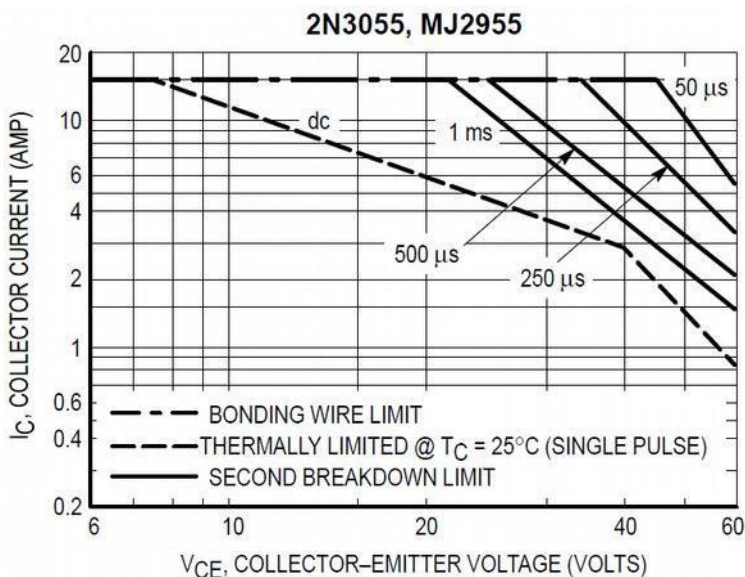
Quando polarizamos uma junção semicondutora no sentido inverso, por exemplo, um diodo, chega o instante em que ela não mais consegue isolar a tensão aplicada e com isso ocorre uma ruptura.

A junção perde suas propriedades isolantes e se torna condutor, fluindo uma corrente intensa que normalmente causa a queima do componente. Esta é chamada ruptura inversa ou primeira ruptura.

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 quando a junção está polarizada no sentido direto (em condução) e que é mostrado em algumas curvas SOA, sendo denominado TU ou Segunda Ruptura ou em inglês "second breakdown".

Na figura 17 temos uma curva SOA em que esta segunda ruptura é mostrada.



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 em que liga como desliga, 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) Usar 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.

Tolerâncias

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, ele permaneça sempre em condições seguras de funcionamento.

-3.6 – Deriva Térmica

Um dos principais fatores que causa a destruição de componentes eletrônicos é a falta de cuidado com a dissipação do calor por eles gerado.

O fenômeno da deriva térmica que acelera a destruição de componentes, quando tudo parece estar perfeito, a partir de uma pequena sobrecarga ou desequilíbrio de funcionamento que dá início a um processo cumulativo, pode comprometer muitos projetos principalmente os de alta potência.

Analiseemos o que é a deriva térmica.

Quando estudamos dinâmica (física) no ensino médio aprendemos que existem três maneiras de um corpo estar em equilíbrio estático as quais são mostradas na figura 18.

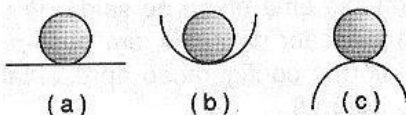


Figura 18 – Os três tipos de equilíbrio

Na primeira condição temos o chamado equilíbrio indiferente (a), pois em qualquer posição do plano em que a esfera seja colocada ela certamente poderá ficar parada, sem problemas, numa condição de equilíbrio estático.

Na segunda, temos uma condição de equilíbrio estável (b) que é conseguida somente na posição mais baixa da calha.

Se tentarmos tirar a esfera desta posição, colocando-a em outra, ela não permanece tendendo a voltar à posição original.

Finalmente, temos uma condição de equilíbrio instável (c) que é justamente a que vai servir de ponto de partida para o estudo do nosso problema eletrônico.

Nesta condição a esfera fica equilibrada, mas de modo muito crítico na posição indicada.

Qualquer movimento, por menor que seja, para um lado ou para outro que tenda a deslocar a esfera desta posição, faz com que entrem em ação forças que levam essa esfera a se afastar rapidamente do equilíbrio para nunca mais voltar de maneira espontânea.

Na eletrônica ocorre um fenômeno que pode ser analisado de maneira análoga: a deriva térmica.

Todos os componentes eletrônicos são bastante sensíveis a mudanças de temperatura, conforme já verificamos nos diversos itens deste capítulo.

Por menores que sejam, as mudanças de temperatura acabam por afetar as características da maioria dos componentes de modo acentuado. Os transistores, diodos e semicondutores em geral, têm suas correntes de fuga aumentadas sensivelmente quando a temperatura de suas junções aumenta, conforme mostra a figura 19.

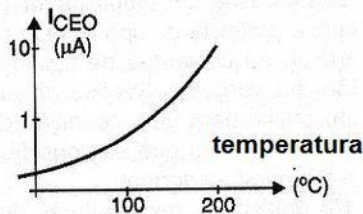


Figura 19 – As correntes de fuga dos componentes dependem da temperatura

Em outras palavras, a resistência no sentido inverso das junções dos semicondutores diminui quando a temperatura aumenta.

No entanto, componentes, como um resistor de fio, possuem coeficientes positivos de temperatura, ou seja, sua resistência aumenta quando a temperatura aumenta.

Podemos citar também os NTCs (Negative Temperature Coefficient) que são componentes cuja resistência diminui com o aumento da temperatura, conforme mostra a figura 20.

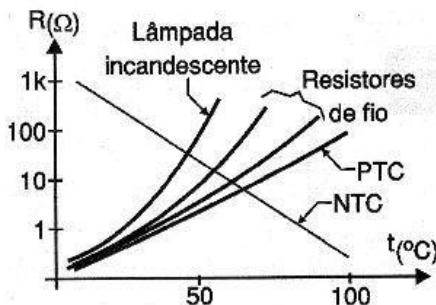


Figura 20 – Componentes com coeficientes positivos de temperatura

Num circuito eletrônico como, por exemplo, uma etapa de saída de áudio de um rádio transistorizado ou de um amplificador de pequena potência do tipo mostrado na figura 21, as correntes de repouso estão na verdade fixadas de um modo crítico para uma condição de funcionamento no que se considera uma temperatura normal.

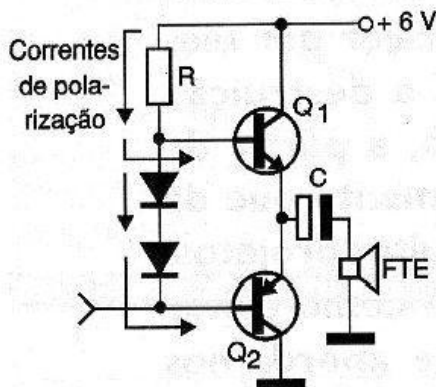


Figura 21- Circuito com correntes de polarização críticas em relação à temperatura

Na prática as temperaturas dos componentes deste circuito variam, tanto em função da temperatura dos locais em que eles funcionam como também pelo próprio calor gerado que depende do modo de seu funcionamento.

Quando exigido à plena potência, o transistor tende a gerar mais calor e com isso a aquecer a ponto de mudar as condições de operação ideais do próprio circuito em que ele se encontra.

Isso ocorre de maneira acentuada em aplicações industriais, ou ainda em veículos, onde o ambiente hostil contribui para que temperaturas extremas possam ser alcançadas com facilidade.

Da mesma forma que a esfera nas condições de equilíbrio que tomamos como exemplo, o funcionamento de uma etapa deste tipo pode tender a três condições.

Os componentes podem ter características tais e estarem ligados de tal forma que, não importando a temperatura de operação (dentro de uma faixa de valores que não implique em sua destruição) um eventual aumento de uma resistência seja compensado pela alteração de outra de modo a manter constantes as correntes e, portanto, a polarização do circuito.

Neste caso, não se alteram as quantidades de calor geradas pelos componentes e o equilíbrio térmico do aparelho pode ser considerado indiferente.

A complexidade da maioria dos circuitos, tanto em função da elevação da temperatura como do número de componentes e da variedade de comportamentos que não são lineares com a temperatura torna esta condição muito difícil de ser obtida.

Em outras palavras, esses circuitos operam num estado de equilíbrio térmico instável

Veja que seria interessante termos um aparelho cujas características de funcionamento fossem totalmente independentes da temperatura ambiente, pois os problemas que justamente estamos analisando neste item não ocorreriam.

No entanto, o que se torna perigoso para a integridade de um aparelho, é que podemos ter uma condição de equilíbrio instável.

Tomemos por exemplo uma etapa de saída de um amplificador de áudio, em push-pull, conforme configuração mostrada na figura 22.

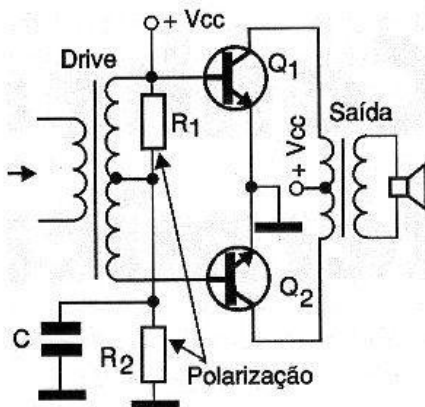


Figura 22 – Circuito de potência encontrado em aplicações comuns, tais como amplificadores, rádios, inversores, etc.

Os componentes que polarizam as bases dos transistores são calculados para um valor que produza uma corrente de repouso que não comprometa os transistores de saída e que ao mesmo tempo, com a aplicação de um sinal de áudio, tenhamos uma amplificação com o rendimento e a fidelidade desejada.

Vamos supor, entretanto, que por algum motivo o amplificador seja levado a uma operação num local de temperatura maior do que a prevista como normal. Isso pode ainda ser agravado por uma condição de ventilação deficiente (alguém colocou alguns CDs justamente tampando os furos de ventilação do aparelho sobre a caixa, coisa muito normal para este tipo de equipamento).

Com a elevação da temperatura aumenta a corrente de fuga dos transistores que se soma com a corrente de base.

O resultado é que a corrente de coletor é determinada pela corrente de base e com o aumento da primeira, o resultado é um aumento da corrente de coletor em condição de repouso.

O aumento da corrente de coletor tem uma consequência importante: faz com que o transistor gere mais calor, e ele tem que dissipar este calor. Ora, para dissipar mais calor, o transistor se aquece mais e o resultado da elevação adicional da temperatura não poderia ser outro: aumenta a corrente de fuga que se soma à corrente de base.

O efeito é semelhante ao de uma "bola de neve" aumentando a corrente de base aumenta a de coletor; aumenta a temperatura e novamente a corrente de base e o resultado final não poderia ser outro: a corrente no componente se torna tão intensa e o calor gerado, que a queima é inevitável!

Veja então que bastará um "empurrãozinho" inicial para que o processo vá tomando corpo, com uma "deriva térmica" que faça o circuito fugir das condições ideais de funcionamento levando os componentes mais sensíveis à queima.

Para um circuito como este é preciso agregar recursos que impeçam que este fenômeno ocorra.

Um modo simples de se compensar os efeitos da elevação da temperatura que tende a aumentar a corrente nos transistores é conseguido com o uso de um termistor ou NTC, ligado conforme mostra a figura 23.

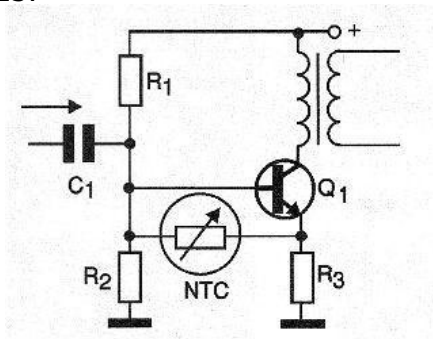


Figura 23 – Usando um NTC para compensar as características de temperatura de um transistor

O termistor, NTC ou resistor com coeficiente negativo de temperatura (Negative Temperature Coefficient) é um componente que, conforme o nome diz, diminui de resistência quando a temperatura aumenta.

Ligado entre a base do transistor e o emissor (através do enrolamento do transformador) ele tende a diminuir a tensão de polarização e com isso reduzir a corrente de base quando a temperatura aumenta.

Ora, isso faz com que a corrente total no transistor se mantenha e ele não tenda a aquecer mais.

-3.7 - Especificações

Como no caso do capítulo anterior, em que tratamos dos diodos, as características dos componentes são especificadas através de símbolos que o usuário deve conhecer.

Já tratamos dos principais símbolos também no nosso Curso de Eletrônica – Curso Básico e no nosso livro Formulas Para Eletrônica – vol. 1

No entanto, podemos recordar o principal de forma rápida e partir especificamente para os símbolos que e especificações que encontramos nos datasheets de transistores de potência.

Para as tensões, correntes e potências, usamos P , I e V , quando essas grandezas são contínuas, ou seja, não variam. É comum, usarmos as letras minúsculas para especificar valores instantâneos.

Também usamos a letra "o" para indicar quando o terceiro terminal do componente, em relação ao qual é feita a especificação se encontra aberto.

Por exemplo, V_{ce} significa a tensão entre o coletor e o emissor, mas V_{ceo} , significa a mesma tensão, mas com o terminal de base (que é o terceiro terminal) aberto, pois "o" vem de open (aberto em inglês).

Da mesma forma, são indicados se a especificação é um mínimo ou um máximo pelas abreviações min e max.

Se bem que existam normas em nosso país para a elaboração dos datasheets e folhas de dados, na maioria dos

casos, quando consultamos as informações sobre componentes, elas estão num documento que não foi produzido no nosso país.

Temos de nossa autoria um interessante texto na seção “Inglês Para a Eletrônica” que ajuda bem a entender como devemos interpretar mínimo e máximo numa documentação técnica (tanto em inglês como em português).

Veja mais em Anexos o termo: **When A Minimum is A Maximum?**

Nas linhas seguintes deste capítulo vamos analisar as principais especificações para transistores de potência, com seu significado e um breve comentário explicando seu uso e onde são encontradas.

Se bem que existam normas para estabelecer como os parâmetros para transistores e outros componentes são usados, ocorrem variações de país para país e de fabricante para fabricante.

As que veremos a seguir são as principais, servindo como ponto de partida para os leitores que desejam ir além e também para possibilitar um uso seguro dos componentes envolvidos.

Normas

Na elaboração de documentos técnicos como manuais, trabalhos de conclusão de curso, etc. é de extrema importância que se utilizem as normas vigentes em nosso país estabelecidas pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas)

3.7.1 - Parâmetros Gerais

Estes indicam algumas características não relacionadas com grandezas elétricas, como:

a) Número ou tipo

Trata-se da codificação que o fabricante usa para designar o componente. Para transistores, podemos tanto usar a

nomenclatura americana em que os transistores começam com a designação "2N" (2N3055, 2N2222, etc.), a nomenclatura japonesa "2S" (2SA2543, 2SB3321, 2SC2856, etc.), e ainda a nomenclatura européia (que é a adotada em nosso país) dada pelo código Pro Electron.

A nomenclatura Americana é normalizada pela JEDEC Solid State Technology Association, que consiste num conselho que estabelece as normas para dispositivos de estado sólido.

JEDEC é o acrônimo para Joint Electron Device Engineering Council.

No Brasil temos a ABNT que através de normas estabelece, por exemplo, os símbolos gráficos usados com semicondutores (NBR-5452-SB25), além de outras que podem ser obtidas a partir do site da ABNT (WWW.abnt.org.br).

Nesse código, as letras iniciais do tipo de componente dão muitas indicações sobre o mesmo, sendo importante conhecer. Vamos analisar cada um dos códigos:

3.7.2 - Código Pro-Electron

Esse código é usado na identificação de semicondutores sendo adotado principalmente na Europa.

O código é formado por duas ou três letras seguidos por um número de série (sufixo) com o seguinte significado:

A primeira letra indica o material usado na confecção do componente, conforme a seguinte tabela:

A = Material com largura de faixa proibida de 0,6 eV a 1,0 eV, como exemplo mais comum o germânio (Ge)

B = Material com largura de faixa proibida de 1,0 a 1,3 eV como o silício (Si)

C = Material com largura de faixa proibida acima de 1,3 eV como o arseneto de gálio (GaAs)

D = Material com largura de faixa proibida menor que 0,6 eV como o InSb

E – Materiais compostos como os utilizados em sensores de efeito Hall, sensores, diversos, etc.

A segunda letra indica a aplicação do dispositivo conforme a seguinte tabela:

A:Diodo detector, comutador ou misturador de RF
 B:Varicap
 C:Transistor, AF, pequenos sinais
 D:Transistor, AF, potência
 E:Diodo Tunnel
 F:Transistor de alta frequência, pequeno sinal
 G:Multichips
 K:Dispositivo de efeito Hall
 L:Transistor, HF, potência
 M: Dispositivos Hall
 N:Acoplador óptico
 P:Dispositivo sensível à radiação (foto-diodo, por exemplo)
 Q:Dispositivo que produz radiação (LED, por exemplo)
 R:Tiristor, Baixa potência
 S:Transistor para comutação
 T:Tiristor, Potência
 U:Transistor, potência, comutação
 X:Diodos múltiplos, varistores, recuperação rápida
 Y:Retificador
 Z:Zener, ou diodo regulador de tensão

A terceira letra indica que o dispositivo é indicado para aplicações industriais ou profissionais, assim como comerciais. O sufixo é usualmente W,X,Y ou Z.

O número de série vai de 100 a 9999. Um sufixo adicional normalmente determina a faixa de ganho, como nas normas JEDEC.

Exemplos:

BC548A – Transistor de silício de baixa potência com faixa A de ganhos

BAW68 – Diodo para aplicações profissionais em

RF
 BD135 – transistor de silício de potência

BF494 – transistor de silício de baixa potência para RF

Códigos específicos são usados para diodos retificadores e diodos zener, analisados no capítulo anterior.

3.7.3 - JEDEC

O código JEDEC é definido pela norma EIA RS-236-B de junho de 1963.

Nele é utilizado um número, seguido da letra N e uma sucessão alfanumérica indicando o componente especificamente. Conforme já vimos, usamos 1N para os diodos e 2N para os transistores, o N indicando que o material usado é o silício.

Neste código, para os diodos é também possível usar um código de cores. Nele, as faixas indicam o número que segue o 1N, conforme a mesma codificação usada para os resistores com o adicional termos também uma letra possível, conforme a tabela.

Primeiro caso: uma faixa preta seguida por duas faixas que representam um dígito cada uma, conforme a tabela abaixo, e se existir uma letra como sufixo ela é dada pela quarta faixa, conforme a mesma tabela.

Dígito	Cor	Letra
0	Preto	-
1	Marrom	A
2	Vermelho	B
3	Laranja	C
4	Amarelo	D
5	Verde	E
6	Azul	F
7	Violeta	G
8	Cinza	H
9	Branco	

Segundo caso: sequência de três dígitos, conforme a tabela e se existir um sufixo, será dado pela quarta faixa.

Terceiro caso: sequência de quatro dígitos conforme a tabela sendo a quinta indicando letra conforme a mesma tabela. A leitura sempre é feita do catodo para o anodo.

3.7.4 - JIS

JIS é o acrônimo para Japanese Industrial Standard, sendo a norma adotada pelos fabricantes japoneses de semicondutores.

A norma que fixa a designação de semicondutores é a JIS-C-7012 onde o primeiro dígito indica o número de junções (2 para transistores e 3 para FETs de dupla comportam por exemplo).

Em seguida temos a letra S e depois novamente uma letra com o significado dada pela tabela a seguir:

Segunda Letra	Tipo de Semicondutor
Nenhuma	Diodo
A	Transistor bipolar PNP de RF
B	Transistor bipolar de áudio PNP
C	Transistor bipolar NPN de RF
D	Transistor bipolar NPN de áudio
E	Diodo
F	Tiristor
G	Diodo Gunn
H	Transistor unijunção
J	FETs de canal P (junção ou MOS)
K	FETs de canal N (junção ou MOS)
M	Triac
Q	LED
R	Retificador
S	Diodo de sinal
T	Diodo de avalanche
V	Varicap
Z	Diodo zener

Em alguns casos, no invólucro do componente podem ser omitidas as primeiras letras. Por exemplo, um transistor 2SD965 pode vir com a marcação simplesmente de D965.

É preciso tomar cuidado, pois a marcação D965 pode ser confundida com BD965.

3.7.5 - Outras Normas

Além dessas, podemos ainda encontrar componentes antigos ao fazer a manutenção de equipamentos sendo especificados por normas próprias. Além disso, muitas empresas ainda comercializam tais componentes.

Uma das normas que ainda podemos encontrar é a do sistema britânico CV também conhecido como norma européia antiga.

Nela temos duas ou três letras seguidas de um número de série.

A primeira letra é o O, indicando que se trata de um dispositivo semiconductor. A segunda e terceira letra indica a categoria de dispositivo como:

A – diodo
AP- foto-diodo
AZ – diodo zener
OC e OD – transistor

Exemplo:

OA70 – diodo semiconductor
OC74 - transistor

Conhecimento das normas

Veja que essas normas são válidas para todos os outros componentes que estudaremos neste livro. É importante que o leitor as conheça.

b) **Invólucro**

Os transistores de potência, assim como todos os componentes eletrônicos possuem invólucros próprios que são especificados pelos fabricantes através de códigos.

Basicamente são usadas duas designações principais: TO seguidos de três cifras para os componentes discretos comuns ou

com terminais e SOT seguidos de três cifras para componentes SMD.

Veja que estes códigos não dizem muito sobre a disposição dos terminais que é específica para cada componente. É comum que sempre se associe o terminal do meio à base de um transistor, quando na verdade, para os transistores de potência é comum que o terminal do meio seja o coletor.

Na figura 24 exemplos de transistores de potência em invólucros metálicos e plásticos.

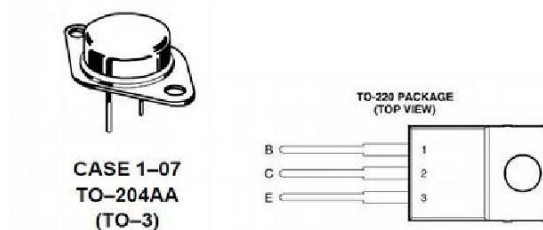


Figura 24 – Invólucros comuns para transistores de potência

Veja que é comum termos sufixos para um mesmo componente que podem indicar uma variação do invólucro como, metálico, plástico, com disposição de terminais diferente, etc.

c) **Polaridade**

Para os transistores bipolares podemos ter dois tipos, conforme a polaridade. NPN e PNP. Esta especificação deve ser conhecida para que possamos utilizar o componente num projeto.

Polaridade

É comum que correntes e tensões num transistor PNP sejam indicadas por valores negativos.

d) Especificações de grandezas elétricas

Através das especificações elétricas é que podemos prever o funcionamento do transistor num circuito. As especificações normalmente são feitas por símbolos, que na maioria dos casos são os mesmos para qualquer fabricante (normatizados, por exemplo, pela IEEE 255).

No entanto, em datasheets antigos ou de fabricantes de determinadas origens, as especificações podem ser diferentes.

É claro que na maioria dos manuais de componentes, que reúnem as especificações de muitos componentes, um apêndice é dado, descrevemos os símbolos e significados.

Os símbolos e termos correspondentes que daremos a seguir são os principais e são válidos não apenas para transistores de potência como também para outros tipos de transistores, SCRs, Triacs, diodos e muito mais.

Por este motivo, este item não mais será repetido nos capítulos futuros deste livro.

C_{ibo} - Capacitância de entrada com a base aberta (já vimos que a letra "o" no final do símbolo indica que o circuito está aberto. Para os transistores é a capacitância entre a base e o emissor, com o coletor desligada. Esta capacitância influi bastante na velocidade de comutação do dispositivo.

f_t - Frequência de transição - Há uma definição complexa desta especificação, mas para os leitores que ainda estão estudando, podemos dizer que se trata da frequência na qual o ganho do transistor se torna unitário, ou seja, a máxima frequência em que ele pode ser usado como amplificador.

h_{FE} - ganho estático de corrente ou a relação entre a corrente DC de coletor e a corrente de emissor. Veja que, para as especificações estáticas as siglas são dadas em maiúsculo "FE". (também dado por Beta - β)

h_{fe} - ganho de sinal para pequenos sinais ou a relação entre a intensidade de uma corrente AC de coletor e a corrente AC de base, para pequenos sinais. Veja o "fe" minúsculo para indicar que se trata uma grandeza para sinal, ou uma intensidade que varia com o tempo.

Obs.: outras especificações para os parâmetros híbridos (hxx) podem ser vistas no nosso livro *Fórmulas Para Eletricidade e Eletrônica – volume 1*

I_B – Corrente dc no terminal de base do transistor

I_C – Corrente dc no terminal de coletor do transistor I_E

– Corrente dc no terminal de emissor do transistor

I_b – Valor rms da corrente AC no terminal de base do transistor.

I_c – Valor rms da corrente AC no terminal de coletor do transistor

I_e – Valor rms da corrente AC no terminal de emissor do transistor

i_b – Valor instantâneo da corrente AC no terminal de base do transistor.

i_c – Valor instantâneo da corrente AC no terminal de base do transistor

i_e – Valor instantâneo da corrente AC no terminal de emissor do transistor

I_{CBO} – Corrente entre coletor e base com o emissor aberto

I_{CEO} – Corrente entre coletor e emissor com a base aberta

Obs.:

A condição em que a especificação é feita é dada pela terceira letra do símbolo, e que conforme já vimos, temos o "o" para indicar (open), ou o terceiro terminal aberto. Outras letras têm o seguinte significado:

R – retornando ao terminal emissor através de uma resistência específica.

S – curto-circuitado ao terminal de emissor

V – retornando ao terminal de emissor através de uma tensão específica

X – retornando ao terminal de emissor através de um circuito específico

Estas especificações são determinadas pela norma IEEE255

Desta forma continuamos com:

I_{CER} – Corrente entre coletor e emissor com uma resistência entre base e emissor.

I_{CES} – Corrente entre coletor e emissor com a base curtocircuitada ao emissor.

I_{CEV} – Corrente entre coletor e emissor com uma tensão especificada aplicada entre a base e o emissor.

I_{CEX} – Corrente entre o coletor e o emissor com um circuito especificado ligado entre a base e o emissor.

I_{CM} – Corrente de pico de coletor

P_{TOT} – Dissipação total de potência.
Normalmente

especificada para uma temperatura ambiente de 25° C. É a potência máxima que o componente dissipar de forma segura.

T_j – Temperatura da junção – é a temperatura máxima que a junção do transistor pode atingir sem perigo de dano.

T_{amb} – É a temperatura ambiente considerada na especificação, normalmente 25° C para a maioria dos casos.

T_{stg} – Temperatura máxima de armazenamento (stg = storage)

V_{bb}, V_{cc}, V_{ee} – Tensão de alimentação

V_{bc}, V_{be}, V_{ce} – Tensão entre os terminais indicados – valor positivo quando na ordem indicada e negativo na ordem inversa. Assim, um valor negativo indica normalmente um transistor PNP.

$V_{be(Sat)}$ – Tensão de saturação entre base e emissor – é a tensão que faz com que a junção base-emissora conduza a corrente a ponto de saturar o transistor

Além dessas, existem outras especificações que envolvem tempos e temperaturas, importantes tanto para dimensionamento de dissipadores como também para operação em regime pulsante (PWM, osciladores, inversores, etc.) e que serão vistas oportunamente.

-3.8 – Transistores de Alta Tensão

Em aplicações que envolvem altas tensões, transistores bipolares especiais devem ser usados.

Estes transistores pastilhas que são construídas de modo que tensões elevadas entre a o coletor e o emissor sejam suportadas, podendo chegar os valores a mais de 1 000 V.

No entanto, quando otimizamos um transistor para que ele consiga operar com estas tensões, outras características são sacrificadas, tais como o ganho e a faixa de frequências em que eles podem operar.

Assim, é comum que estes transistores tenham ganhos tão baixos como 2 a 10 vezes apenas, e sua frequência máxima de operação não passe de algumas dezenas de 1 quilohertz.

Podemos citar como exemplos os transistores BU207, BU208 e BU209 que tem as características dadas abaixo.

	BU207	BU208	BU209	
V_{CESM} max. ($V_{BE} = 0$; peak value)	1300	1500	1700	V
I_C max. (d. c.)	5	5	4	A
P_{tot} max. ($T_{mb} \leq 95^\circ C$)	12.5	12.5	12.5	W
h_{FE} (min) ($I_C = 4.5A$; $V_{CE} = 5V$)	2.25	2.25	-	
			2.25	
t_f (typ) ($I_C = 4.5A$; $I_B = 1.8A$)	0.9	0.7	-	μs
			0.7	μs

Se bem que possam operar com tensões máximas até 1 700 V, seu ganho é de apenas 2,25 vezes.

Este é um tipo de transistor antigo que é ainda encontrado em aplicações que envolvam alta tensão.

Muito melhores que os bipolares para este tipo de aplicação, que envolva alta tensão, conforme veremos são os Power MOSFETs e os IGBTs.

Estes transistores serão estudados nos próximos capítulos.

De qualquer forma, é importante observar que estes transistores também possuem limites seguros de operação dados pela curva SOA, que já estudamos neste capítulo, que significa que tanto a tensão máxima como a corrente máxima especificadas não podem ser alcançadas simultaneamente.

Da mesma forma, como qualquer transistor o ganho diminui com a corrente de coletor. Na figura 25 temos um exemplo de curva de degradação de ganho de um transistor comum.

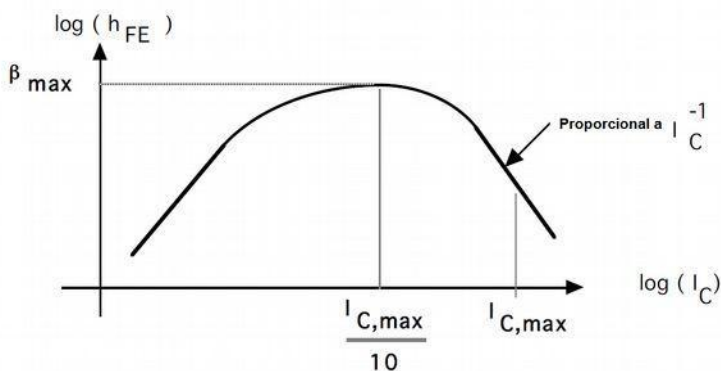


Figura 25 – Perda de ganho com a corrente de coletor

Veja que o ganho máximo ocorre com aproximadamente 1/10 da corrente máxima de coletor.

Por esse motivo, quando é especificado o ganho de um transistor num datasheet, ele indica para que intensidade de corrente ele é válido.

Ganhos

Transistores com tecnologias modernas tendem a ser mais rápidos e apresentar maior ganho, mesmo operando com tensões elevadas. A consulta aos fabricantes pode revelar o melhor tipo para uma aplicação.

Termos em Inglês:

O texto em inglês que incluímos neste capítulo “quando um mínimo é um máximo” (When a Minimum is a Maximum?) mostra que existem muitos termos em inglês utilizados nas especificações dos componentes e que é muito importante que os conheçamos.

Alguns termos mais a serem considerados: Breakdown – ruptura

On-state – estado em que o componente está conduzindo

Off-state – estado em que o componente não está conduzindo

Safe – seguro, segura

BJT – Bipolar Junction Transistor – transistor bipolar de junção

Termos para pesquisa:

- PWM
- Invólucros (semiconductor packages)
- Transmissão de calor
- Radiação térmica
- Darlington

Questionário

1. Numa aplicação para um transistor que tenha uma V_{ce} máxima de 50 V e uma corrente máxima de coletor (I_c) de 3 A, a potência máxima que podemos obter é:
 - a) Maior que 150 W
 - b) 150 W
 - c) 100 W
 - d) Depende da aplicação

- 2) A curva SOA de um transistor determina:
 - a) A frequência máxima de operação
 - b) Os pontos de operação para que a dissipação fique em limites seguros
 - c) A maior corrente que podemos obter no coletor deste transistor
 - d) A potência máxima que obtemos quando usamos o transistor

- 3) Pela norma JIS, temos um transistor cuja marcação é D135. Podemos dizer que se trata de um:
 - a) 2N135
 - b) BD135
 - c) 2SD135
 - d) BU135

- 4) Pela norma européia (código Pro-Electron), podemos dizer que o componente BD435 é um:
 - a) Transistor NPN de uso geral
 - b) Transistor de silício de potência
 - c) Transistor NPN de silício de potência
 - d) Transistor de alta tensão

- 5) Quando a corrente de coletor de um transistor aumenta, podemos dizer que:
 - a) Aumenta seu ganho
 - b) Diminui seu ganho
 - c) Diminui sua frequência de transição
 - d) Aumenta sua capacidade de dissipação

- 6) O "o" da especificação V_{ce0} significa:
 - a) Que o valor é válido para a base em curto com a terra
 - b) Que o valor é válido para o transistor no limite de dissipação
 - c) Que o valor é medido com a base aberta
 - d) Que o valor é dado para a corrente máxima entre coletor e emissor

Capítulo 4 - MOSFETs de Potência

Estudaremos neste capítulo os transistores de efeito de campo de potência ou MOSFETs de potência, também conhecidos como "Power MOSFETs". Com características que permitem sua aplicação com vantagens em relação aos bipolares, estes transistores são encontrados praticamente nos mesmos circuitos. Temos MOSFETs de potência em fontes chaveadas, inversores, drivers, controles, PWM e muito mais. Conforme veremos, muitas das características dos MOSFETs de potência são as mesmas dos bipolares, mas com diferenças de valores que devem ser conhecidas para sua aplicação correta. Para conhecer o princípio de funcionamento deste componente, sugerimos a leitura do capítulo correspondente de nosso Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol 2. Teremos neste capítulo os seguintes itens:

- [-4.1 – O MOSFET de potência](#)
- [-4.2 – Invólucros](#)
- [-4.3 – SOAR](#)
- [-4.4 – Características e Especificações](#)
- [-4.5 – Tempos](#)
- [-4.6 – Cuidados no Uso](#)

Introdução

No nosso Curso de eletrônica – Eletrônica Analógica – Vol 2, estudamos o princípio de funcionamento dos transistores de efeito de campo MOS (Metal-Oxide Semiconductor).

Uma breve recordação do princípio de funcionamento pode ajudar o leitor entender melhor como podemos obter transistores de efeito de campo capazes de operar com correntes intensas e tensões elevadas, ideais para aplicações de potência.

-4.1 – O MOSFET de potência

Conforme já estudamos MOSFET significa Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, ou Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico.

Nele, o que temos é uma estrutura como a mostrada na figura 1, em que duas regiões N são formadas sobre um substrato P.

Sobre o substrato forma-se uma finíssima película de material isolante que consiste num óxido de metal e sobre ela apóia-se uma região condutora metálica.

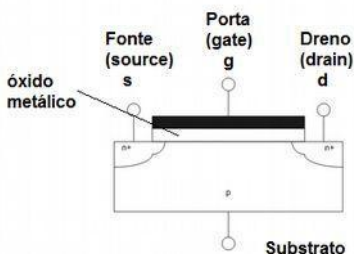


Figura 1- Estrutura do MOSFET

Este é um transistor de canal N, mas podemos inverter a polaridade das regiões, obtendo um transistor de canal P.

No MOSFET descrito, quando uma tensão positiva é aplicada ao terminal de gate, ela cria na placa de metal (na verdade silício policristalino) um campo elétrico que forma uma região N, uma espécie de canal invertido no substrato, por onde a corrente pode circular entre o dreno e a fonte.

Este fenômeno que ocorre nos materiais semicondutores é denominado inversão-superficial.

O valor desta tensão determina a condutividade desta região e, portanto, as características de amplificação do dispositivo.

Para um transistor "invertido" ou de canal P, é preciso aplicar uma tensão negativa no gate para que o campo aplicado ao substrato forme uma região P condutora.

Na figura 2 temos os símbolos adotados para representar os dois tipos de transistores MOSFETs.

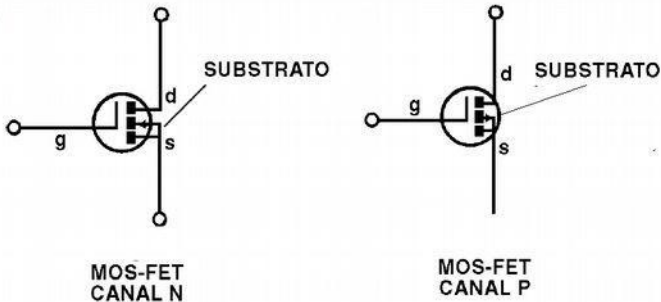


Figura 2 – Símbolos para os MOSFETs de canal N e P.

Nas regiões n são ligados dois eletrodos que serão a fonte (source) e o dreno (drain). Na placa metálica sobre a região semicondutora liga-se o eletrodo de controle que a comporta ou gate.

Para a comporta ou simplesmente porta, o termo "gate" é muito usado mesmo na documentação em português.

O funcionamento do MOSFET é, portanto, bem diferente do transistor bipolar em comum.

O transistor bipolar é um típico amplificador de corrente que opera com portadores de carga majoritários. Isso significa que este dispositivo controla a corrente a corrente entre coletor e emissor a partir de uma corrente de entrada.

O resultado é um dispositivo de baixa impedância de entrada.

Para os MOSFET a operação é através de portadores minoritários de carga. O MOSFET controla a corrente entre dreno e fonte a partir de uma tensão de entrada.

O resultado é um dispositivo de muito alta impedância de entrada.

Para um MOSFET podemos considerar a região que interliga o dreno à fonte, ou seja, o canal, como um resistor.

Quando aplicamos uma tensão ao gate, a inversão faz com que a resistência do mesmo reduza, com a condução da corrente. No entanto, este resistor não apresenta características lineares.

Como o MOSFET utiliza portadores majoritários na sua operação, ele não armazena cargas e com isso pode ser muito mais rápido que os transistores bipolares.

Um outro efeito muito importante que deve ser considerado vem justamente da física dos semicondutores.

Os materiais dispositivos semicondutores portadores minoritários têm um coeficiente negativo de temperatura, ou seja, sua resistência diminui quando a temperatura aumenta.

Assim os transistores bipolares tendem a diminuir a velocidade quando a temperatura aumenta e também a conduzir mais intensamente a corrente, levando a possibilidade da deriva térmica que estudamos no item anterior.

Por outro lado, os MOSFETs são dispositivos que operam com portadores majoritários, ficando mais rápidos quando a temperatura aumenta e também diminuindo a corrente de modo a compensar um efeito que causaria uma deriva térmica.

Uma consequência interessante da construção de um MOSFET é o aparecimento de um diodo parasita entre o dreno e a fonte, resultante da própria estrutura do componente, conforme mostra a figura 3.

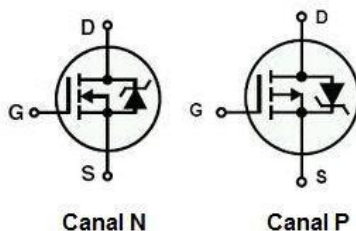


Figura 3 – O diodo parasita no MOSFET

Este diodo é interessante, pois serve justamente como elemento de proteção na comutação de cargas indutivas (diodo clamp).

Veja que não existe este diodo equivalente nos transistores comuns de potência, exceto nos Darlingtons onde ele precisa ser incluído.

História

Na verdade, os transistores de efeito de campo foram inventados antes dos transistores bipolares comuns. No entanto, na época que isso ocorreu não havia tecnologia para sua construção e com isso os bipolares apareceram antes no mercado.

Para uma construção normal, a estrutura de um MOSFET é muito pequena só suportando pequenas correntes.

A forma mais simples de se obter uma estrutura que suporte maior corrente é trabalhando com a geometria.

Assim, temos os V-MOS que possuem uma estrutura conforme a mostrada na figura 4 em que se obtém um canal maior fazendo com que ele penetre no substrato, adquirindo o formato de um "V".

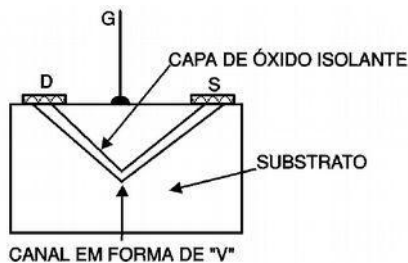


Figura 4 – O V-MOS

Se bem que seja uma forma de se obter um MOSFET de maior corrente não é a solução ideal.

Se a estrutura for aumentada simplesmente, características como a velocidade de operação e a tensão máxima de operação ficam comprometidas.

Assim, uma forma de se obter maior capacidade de corrente, consiste em montar diversas estruturas como esta em paralelo.

Existem então diversas tecnologias de montagem para os MOSFETs de potência como, por exemplo, as que damos a seguir:

a) Lateral MOSFET

Na figura 5 temos a estrutura de um MOSFET desse tipo que tem uma construção simples e apresenta uma grande eficiência dada a utilização mais proveitosa da superfície do material semiconductor.

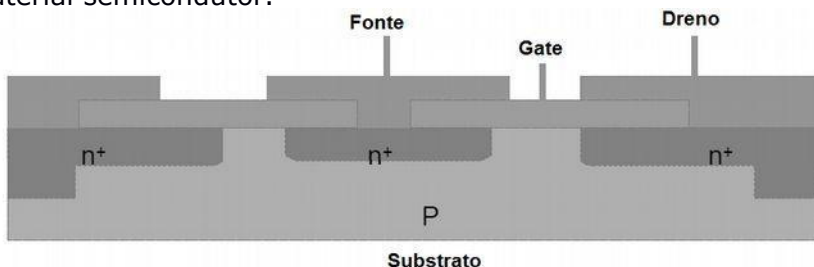


Figura 5 – Construção de um Lateral MOSFET

As principais vantagens deste tipo de MOSFET são a pequena potência do sinal necessária a sua excitação e a alta velocidade de comutação.

A pequena potência se deve ao fato de que praticamente nenhuma corrente flui pela entrada depois que a pequena capacitância de gate é carregada.

A desvantagem está na alta resistência do canal havendo limitações para sua redução principalmente em relação aos custos.

b) MOSFET de Dupla Difusão

Na figura 6 temos um exemplo de estrutura de MOSFET que utiliza esta tecnologia.

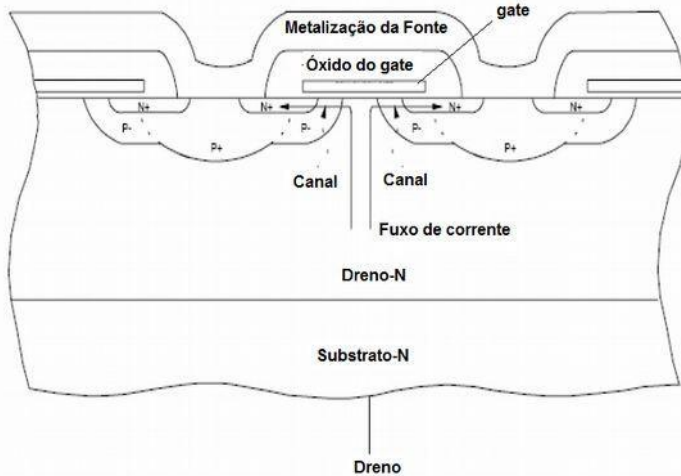


Figura 6 – MOSFET de Dupla Difusão

Para se obter maior capacidade de corrente, muitas regiões N das fontes são ligadas em paralelo formando células.

Num único transistor podemos encontrar de 5 000 a 25 000 dessas células, o que contribui para reduzir a resistência entre o dreno e a fonte (R_{dson}) tornando assim o transistor muito mais eficiente, inclusive aumentando a velocidade de comutação.

Para este tipo de estrutura existem diversos arranjos possíveis como, por exemplo, disposições em quadrados, triângulos, hexágonos, etc.

Na figura 7 temos um exemplo de estrutura em hexágonos formando células paralelas, de modo que cada célula se comporta como um MOSFET independente, todos ligados em paralelo.

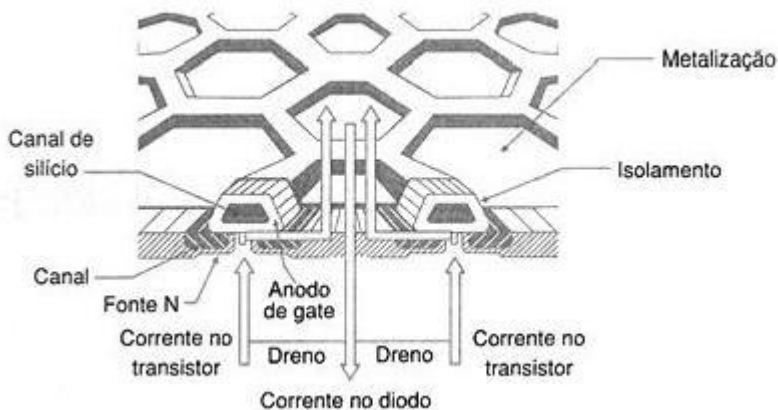


Figura 7 - Estrutura em hexágonos formando células num MOSFET de potência.

c) MOSFET Vertical

Esta é outra estrutura possível para a construção de MOSFETs de potência. Na figura 8 mostramos como ela é numa vista em corte muito ampliada.

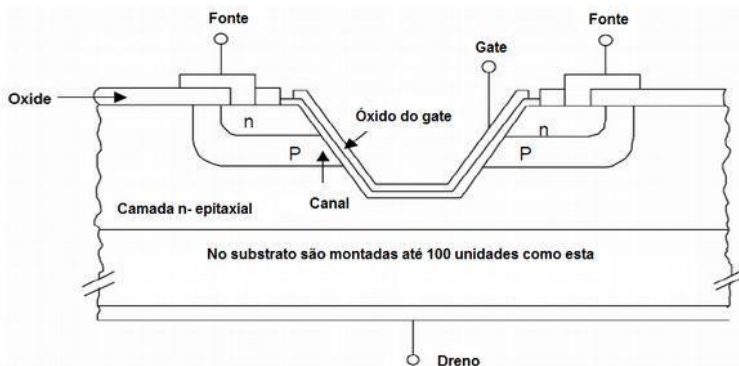


Figura 8 – O MOSFET vertical

Este tipo de MOSFET pode ser utilizado exatamente como os demais, apresentando boa capacidade de manuseio de correntes elevadas.

d) MOSFET T

Este MOSFET utiliza um outro tipo de estrutura que o torna bastante eficiente no manuseio de correntes elevadas e também em termos de velocidade.

Na figura 9 temos esta estrutura.

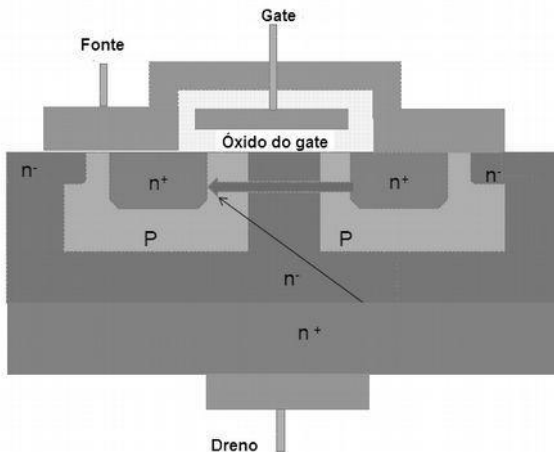


Figura 9 – MOSFET T

Nesta estrutura a superfície superior corresponde totalmente à conexão à fonte.

Uma das vantagens deste tipo de estrutura é a sua facilidade de construção.

A capacidade de condução de um MOSFET e, portanto, sua potência máxima está diretamente ligada a resistência que ele apresenta entre o dreno e a fonte denominada $R_{ds(on)}$.

Como em qualquer componente, a quantidade de calor gerado é dada pela corrente que ele conduz e pela queda de

tensão entre os seus terminais, no caso do MOSFET, a resistência entre o dreno (d) e a fonte (s).

Se essa resistência for baixa, a queda de tensão é pequena e, com isso, a quantidade de calor gerada na condução é baixa.

Hoje em dia, a preocupação maior dos fabricantes é oferecer MOSFETs que tenham as $R_{ds(on)}$ as mais baixas possíveis sendo comuns os valores da ordem de fração de ohm.

Com a utilização da estruturas triangulares, quadradas ou hexagonais com muitas células ligadas em paralelo, é como se a resistências entre dreno e fonte ficassem em paralelo, possibilitando a obtenção de $R_{ds(on)}$ muito baixas.

Nos MOSFETs comuns podemos encontrar de 5 000 a 25 000 células ligadas em paralelo num único componente.

Estruturas

Os fabricantes estão constantemente procurando novas estruturas para seus componentes no sentido de aumentar a capacidade de trabalho com correntes elevadas e a velocidade de comutação.

Os MOSFETs podem operar com tensões de até mais de 1 000 V dependendo do tipo e com correntes muito intensas que, em alguns casos, chegam a várias dezenas de ampères.

Podemos então controlar potências de carga de elevados valores, com um ganho muito elevado, o que torna estes dispositivos ideais para uso em fontes de alimentação de computadores, amplificadores de áudio, controle de solenóides, motores, relés e lâmpadas.

No entanto, existem problemas a ser considerados quando usamos esses componentes.

A fina camada de óxido que isola o eletrodo de controle (gate) do canal pode ser rompida com facilidade por uma tensão mais elevada.

Assim, descargas estáticas que ocorram no manuseio podem furar essa capa e inutilizar o componente, conforme mostra a figura 10.



Figura 10 – Descargas estáticas podem inutilizar o componente.

Cuidados especiais no manuseio, transporte e armazenamento são recomendados.

ESD

As descargas eletrostáticas (ESD) são responsáveis pela destruição de muitos tipos de componentes eletrônicos, normalmente os que possuem FETs, tais como os circuitos integrados. Os próprios FETs e MOSFETs são sensíveis a estas descargas.

4.1.2 – Utilização

Conforme vimos, enquanto que num transistor bipolar NPN é preciso aplicar uma tensão positiva na base para que a junção base-emissor seja polarizada no sentido direto e ele conduza, num MOSFET preciso aplicar uma tensão positiva ao gate para

que ela crie o campo que libere a passagem a corrente pelo canal.

No transistor bipolar uma tensão da ordem de 0,7 V é suficiente para se obter a polarização, mas num MOSFET precisamos de uma tensão maior.

Isso significa que precisamos de tensão mais alta para excitar estes transistores.

Conforme mostra a família de curvas de um destes componentes na figura 11, precisamos de pelo menos 2 V para que ele conduza e para um bom funcionamento precisamos bem mais.

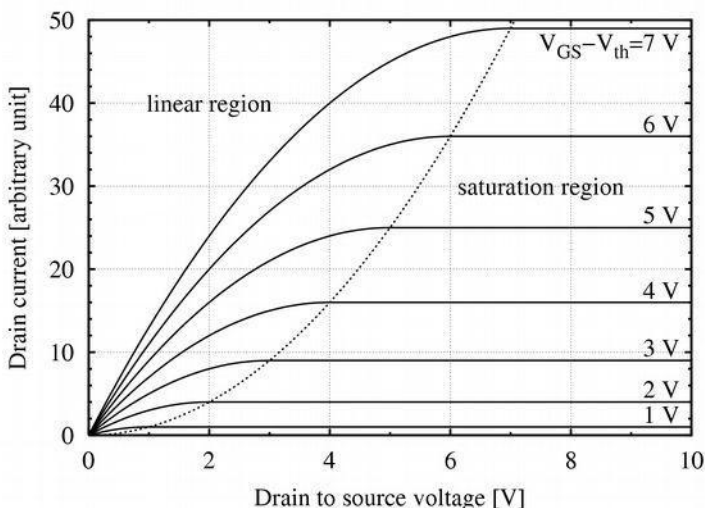


Figura 11 – Família de curvas de um MOSFET

Veja que, para conseguirmos as maiores correntes entre o dreno e a fonte precisamos de tensões elevadas de gate, que chegam aos 7 V.

Observamos também que, como num transistor bipolar comum, temos uma região linear em que o dispositivo trabalha como um amplificador e uma região de saturação em que o dispositivo trabalha como um comutador.

Na região linear podemos usá-lo como um amplificador de sinais, por exemplo, um amplificador de áudio ou ainda numa etapa que gere sinais senoidais para um transdutor ultrassônico a partir de um oscilador.

Curvas

As curvas características dos MOSFETs lembram bastante a dos transistores comuns apenas com a diferença de que num caso temos tensão x corrente e no outro, tensão x tensão.

As características lineares deste componente, que não possui um ponto de crossover que nos transistores bipolares afeta a fidelidade de reprodução, permite que os MOSFETs sejam usados em excelentes amplificadores de áudio, com etapas como a mostrada na figura 12.

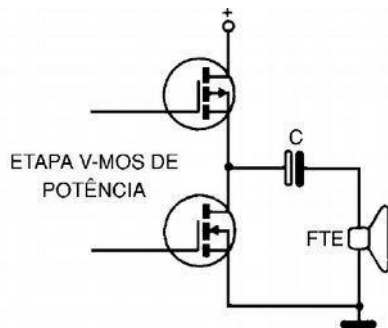


Figura 12 – Etapa de saída com V-MOS de potência para amplificador de áudio

No modo saturado podemos usá-lo para controlar cargas de alta corrente como motores, solenóides, lâmpadas, atuadores, etc.

Veja, entretanto, que esta necessidade de se ter uma tensão algo elevada para sua comutação traz algumas

dificuldades quando pretendemos fazer o controle a partir de lógica digital.

Assim, os 5 V que obtemos na saída dos circuitos integrados TTL são insuficientes para saturar um MOSFET.

Uma saída é usando um resistor pull-up (ligado ao positivo da alimentação com um CI open-collector).

Na figura 13 temos o modo de se fazer isso.

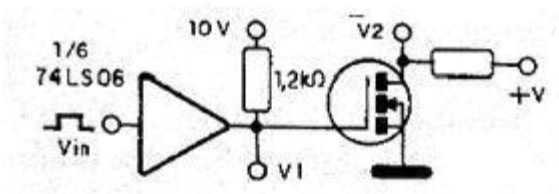


Figura 13 – Usando um CI open collector com resistor pull-up

O ideal é utilizar circuitos excitadores apropriados para se obter uma tensão de driver maior e para isso existem diversas configurações possíveis.

Na figura 14, por exemplo, temos um circuito em push-pull com transistores bipolares que utiliza uma alimentação de 15 V.

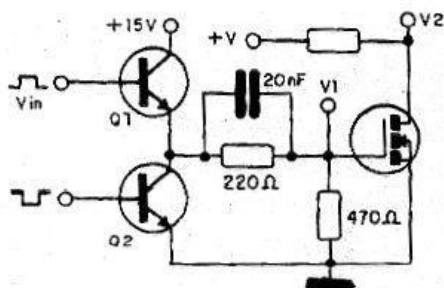


Figura 14 – Usando transistores bipolares

Um circuito completo para excitação por TTL usando transistores bipolares é mostrado na figura 15. Observe o uso do resistor pull-up com alimentação de 15 V.

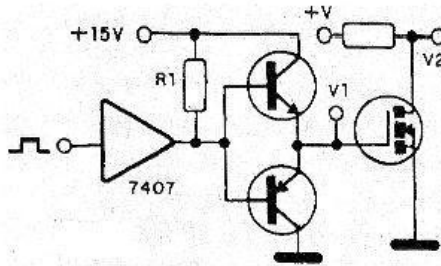


Figura 15 – Circuito de excitação TTL

Além disso, como um circuito de alta impedância, temos dois elementos parasitas que influem no modo com esse componente deve ser polarizado.

Em série com a comporta (g) temos um resistor R que representa a fuga que existe no isolamento entre a comporta e o canal, já que ele não é perfeito. Esse resistor tem um valor da ordem de muitos megohms.

A corrente que circula nestas condições é da ordem de nanoampères.

Temos ainda uma capacitância que aparece entre a comporta e a fonte e entre a comporta e o dreno, também de valor muito baixo.

Na figura 16 temos as duas capacitâncias combinadas.

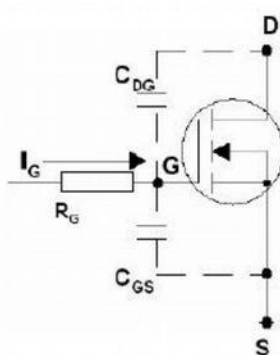


Figura 16 – Circuito equivalente de entrada de um MOSFET

Essa resistência e a capacitância de entrada determinam algumas características importantes do MOSFET que veremos mais adiante.

De qualquer forma, quando comparamos os MOSFETs com os bipolares, vemos diferenças importantes dadas na tabela mais adiante.

Para os circuitos integrados CMOS o disparo é mais simples, já que eles podem ser alimentados com tensões de 10 V ou mais, ideais para se comutar um MOSFET.

No entanto, eles não são rápidos e isso pode limitar sua aplicação num projeto.

Os melhores resultados serão sempre obtidos quando um circuito apropriado for intercalado entre lógica TTL ou CMOS e o MOSFET.

Excitação

Apesar do MOSFET ter uma impedância muito alta e poder ser excitado por sinais de potências baixíssimas, a tensão deve ser mais alta do que no caso de um transistor bipolar. Isso exige o uso de circuitos especiais.

4.1.3 - Comparação entre MOSFETs de Potência e Transistores Bipolares de Potência

MOSFETs	BIPOLAR
Dispositivo de portadores de carga majoritários	Dispositivo de portadores de carga minoritários
Não apresenta efeitos de armazenamento de cargas	Apresenta efeitos de armazenamento de cargas entre a base e o coletor
Alta velocidade de comutação, menos sensível à temperatura que os bipolares	Baixa velocidade de comutação, sensível à temperatura
Corrente de Drift (processo rápido)	Corrente de difusão (processo lento)
Excitado por tensão	Excitado por corrente
Impedância de entrada puramente capacitiva; não exige corrente DC	Baixa impedância de entrada; exige corrente DC
Circuito de excitação simples	Circuito de excitação completa devido à alta corrente de base exigida
Coefficiente de temperatura predominantemente negativo na resistência	Coefficiente de temperatura predominantemente positivo na corrente de coletor
Sem deriva térmica	Apresenta deriva térmica
Os dispositivos podem ser ligados em paralelo com algumas precauções	Os dispositivos não podem ser ligados em paralelo facilmente devido a problemas de casamento de V_{be} e concentração local de correntes.
Menos susceptível à segunda barreira de ruptura	Susceptível à segunda barreira de ruptura
Característica I-V seguindo a lei do quadrado em baixas correntes, e característica I-V linear para altas correntes	Característica I-V exponencial
Operação linear maior e menos harmônicas	Maiores produtos de intermodulação e modulação cruzada
Baixa resistência no estado on (baixa tensão de saturação) devido a modulação de condutividade da região de alta condutividade	Alta resistência no estado on e, portanto, maiores perdas de condução
Corrente de dreno proporcional à largura do canal	Corrente de coletor aproximadamente proporcional ao comprimento da linha de emissor e sua área
Baixa transcondutância	Alta transcondutância
Alta tensão de ruptura devido a região levemente dopada da região de bloqueio do canal de dreno.	Alta tensão de ruptura devido a região levemente dopada da junção base-coletor.

Faremos no próximo item, em que estudaremos os IGBTs, uma nova comparação entre o MOSFET e aquele componente.

-4.2 – Invólucros

Os invólucros utilizados pelos fabricantes de MOSFETs são praticamente os mesmos utilizados para os transistores de potência.

Além dos tipos padronizados JEDEC com designações TO, por exemplo, temos também alguns tipos específicos.

Na figura 14 temos alguns exemplos de invólucros de MOSFETs de potência comuns.



Figura 14 - Invólucros para MOSFETs da série OptMOS da Infineon e um MOSFET com invólucro metálico da International Rectifier

Um fator importante que facilita o uso dos MOSFETs de potência é a baixíssima resistência $R_{ds(on)}$ que pode ser obtida atualmente com as tecnologias que cada vez mais se aperfeiçoam.

Com isso, podemos obter MOSFETs com grandes capacidades de corrente e dissipações muito pequenas (R_{dson} muito baixas).

O resultado é que diferentemente dos bipolares de potência, podemos ter MOSFETs de potência em invólucros SMD, conforme mostramos na figura 14.

Invólucros

Na verdade, existem centenas de invólucros diferentes para os MOSFETs, criados pelos seus fabricantes em função do tipo de aplicação a que se destinam. Manuais de invólucros podem ser baixados pela Internet. Muitos manuais de MOSFETs começam com uma seção (longa) em que descrevemos invólucros de seus produtos.

-4.3 – SOAR

Da mesma forma que no caso dos transistores bipolares, as condições de dissipação devem ser observadas quando os utilizamos.

Na figura 15 temos a curva SOA para um MOSFET de potência típico.

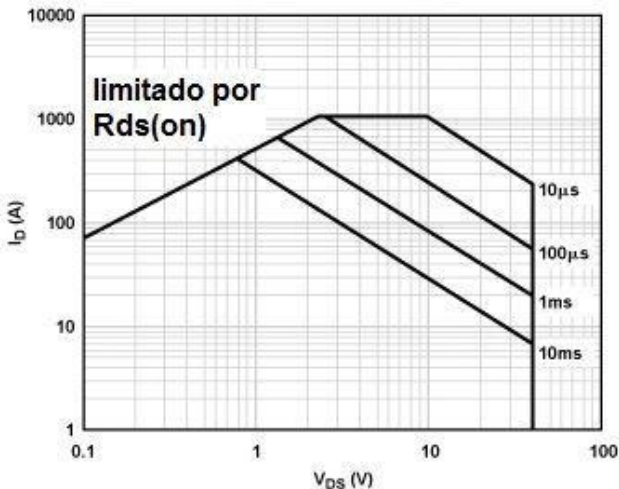


Figura 15 – Característica SOA para um MOSFET de potência

Esta curva é para o MOSFET típico que tem uma corrente de dreno máxima de 1000 A e uma tensão máxima (V_{dss}) entre dreno e fonte de 40 V.

A $R_{ds(on)}$ deste componente é de 0,15 ohms com uma dissipação máxima de 150 W.

Observe que temos uma delimitação da área para operação contínua e uma delimitação para operação com pulsos.

Também temos uma área cuja operação é limitada pela $R_{ds(on)}$. Como nos transistores bipolares de potência, quem utilizar um MOSFET de potência deve tomar cuidado para que as condições de operação não saiam da área segura.

Por exemplo, uma operação com 10 V x 10 A estará na área segura, mas com 20 A, ele estará fora.

Nos datasheets dos MOSFETs de potência a curva SOA está sempre presente, possibilitando assim ao projetista verificar se os pontos de operação que se pretende para o componente estão na área segura.

-4.4 – Características e Especificações

Os Power MOSFETs são especificados por um número de fábrica. De posse deste número, consultando manuais ou folhas de dados podemos chegar as especificações. As principais são:

- a) Máxima tensão entre dreno e fonte (V_{ds})

É a máxima tensão que o MOSFET pode manusear sem queimar. Para os tipos comuns está entre 20 e 600 V. Esta especificação também pode ser dada como $V_{ds(max)}$.

- b) Máxima corrente de dreno (I_d)

É a máxima corrente que pode atravessar o componente quando em operação. Os MOSFETs de potência mais comuns podem controlar correntes de 1 a mais de 1 000 A .

- c) Potência de dissipação (P_d)

É a potência máxima que o componente pode dissipar. Existem tipos comuns que chegam a mais de 200 W.

d) Resistência entre dreno e fonte (R_{ds})

Trata-se da resistência que o componente apresenta a plena condução (on).

Esta resistência é muito importante, pois determina a quantidade de calor que o componente dissipará numa aplicação. Quanto menor for o valor da $R_{ds(on)}$ de um MOSFET de potência mais eficiente ele é no controle de correntes elevadas.

Tipos comuns podem ter uma resistência entre dreno e fonte menor que 0,01 ohms. Muitos equipamentos modernos usam MOSFETs de potência para o controle de motores, solenóides e outras cargas de alta corrente.

e) Capacitâncias entre os eletrodos (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds})

Temos três capacitâncias presentes num MOSFET de potência. O fato de a comporta ser isolada dos demais eletrodos faz com que ela se comporte como a armadura de um capacitor.

Essa capacitância é importante nos circuitos de comutação, conforme vimos, pois antes do MOSFET ligar, ao ser estabelecido o sinal de comporta, este capacitor precisa ser carregado.

Assim, estas capacitâncias determinam a velocidade de comutação e também a energia que deve ser gasta no processo que é dada pelo tempo e intensidade da corrente de carga do capacitor. Na figura 16 temos as três capacitâncias indicadas.

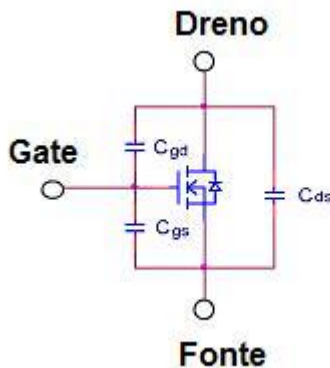


Figura 16 – As capacitâncias dos MOSFET

Os valores típicos destas capacitâncias são da ordem de picofarads. No entanto, estas capacitâncias são indicadas de outra forma nos datasheets, conforme se segue:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

Onde:

C_{iss} é a capacitância de entrada no terminal de gate em, relação

Ao dreno e a fonte.

C_{oss} é a capacitância de saída, medida entre com o gate ligado à fonte.

C_{rss} é denominada capacitância de transferência inversa.

Outras especificações

Além dessas e das especificações de tempo do item a seguir, encontramos muitas outras nos datasheets dos MOSFETs. Sua utilização depende do tipo de projeto que está sendo realizado.

- 4.5 – Tempos

A aplicação mais comum para os MOSFETs de potência é na comutação de cargas de alta potência, em drivers, inversores de frequência, controles de motores, etc.

Assim, os tempos de operação relacionados com este componente são de vital importância para sua utilização prática.

Por esse motivo, separamos os tempos relacionados com a operação dos MOSFETs das demais características, dada sua importância. A seguir os principais tempos:

Tempos para comutação de comporta:

a) Turn-on delay (tempo para ligar) - é o intervalo de tempo que decorre entre a aplicação de um pulso na entrada (Vin) até que a saída atinja 90% de sua amplitude máxima (V1).

b) Turn-on rise time (tempo de subida) - é o tempo que, após a aplicação do pulso de comutação, a corrente de dreno demora para subir de 10% para 90% de seu valor máximo.

c) Turn-off delay (tempo para desligar) - é o contrário do turn-on time, ou seja, o tempo que decorre a partir do momento em que o pulso de disparo deixa de ser aplicado até que a tensão de saída cai para 10% de seu valor máximo.

d) Turn-off fall time (tempo de descida) - é o tempo que decorre entre o instante em que o sinal de entrada deixa de aplicada, para que a corrente de dreno caia de 90% de seu valor máximo para 10% deste valor.

Tempos para comutação de dreno:

a) Turn-on delay (intervalo de tempo para ligar) - é o intervalo de tempo que decorre entre a aplicação do pulso de entrada até que a corrente de dreno atinja 10% de seu valor máximo.

b) Turn-on fall time (tempo de descida ao ligar) - É o tempo que decorre entre a aplicação do pulso de entrada até que a tensão na saída (V2) caia a 10% do valor máximo.

c) turn-off delay (tempo de desligamento) - intervalo de tempo para que a corrente cai de 90% a 10% de seu valor máximo após o pulso de comutação na entrada.

d) Turn-on off rise time (tempo de subida no desligamento) - é o intervalo que decorre entre o instante em que o pulso de comutação deixa de ser aplicado e a tensão de saída (dreno) sobe para 90% de seu valor máximo.

Na figura 17 temos as identificações dos tempos indicados.

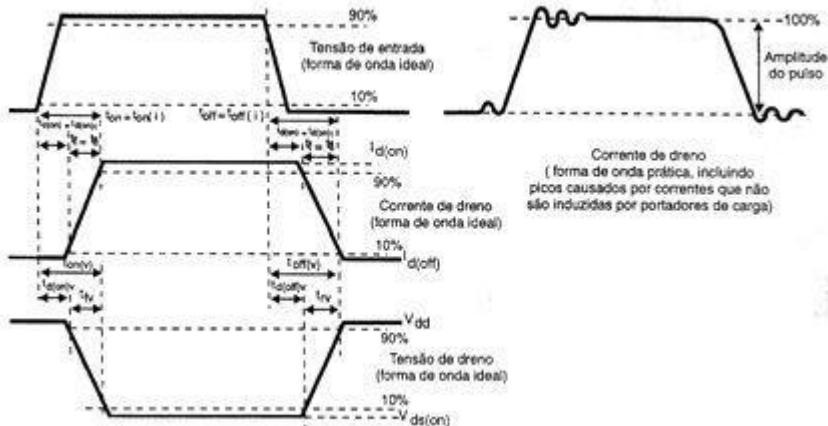


Figura 17 – Tempos de comutação do MOSFET

4.5.1 – Amplificadores Lineares com MOSFETs

Outra aplicação importante para os MOSFETs de potência é na amplificação de sinais, por exemplo, em amplificadores de áudio.

Além das aplicações em eletrônica de consumo (amplificadores de alta-fidelidade), os amplificadores lineares também podem ser utilizados em aplicações industriais como, por exemplo, na amplificação de sinais senoidais para transdutores ultrassônicos, além de outras.

As características deste componente, sem um ponto de crossover, como ocorre com os transistores bipolares, fazem com que as características de fidelidade dos amplificadores que o utilizem sejam excelentes, se aproximando da qualidade dos amplificadores valvulados.

Na figura 18, o leitor poderá ver um exemplo de aplicação em que temos um amplificador de áudio utilizando MOSFET

podendo fornecer potências de mais de 100 W a um alto-falante num amplificador.

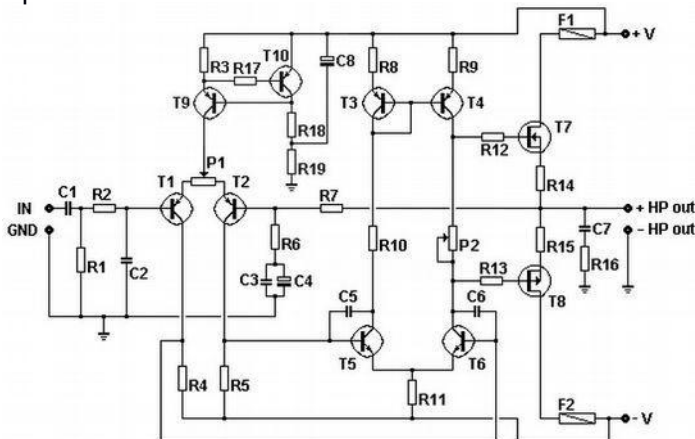


Figura 18 – Amplificador de áudio com MOSFET

Vamos explicar melhor porque a qualidade de som deste tipo de amplificador é melhor do que a de um amplificador que usa transistores bipolares comuns.

Conforme já estudamos, um transistor bipolar comum só começa a conduzir realmente a corrente quando a tensão em sua base atinge uns 0,6 V. Isso significa que se tivermos um sinal senoidal, quando a tensão passa pelo ponto de zero volt, ou seja, cruza a linha de zero volt, c

Conforme o leitor poderá constatar pela figura 19, o transistor não acompanha esta variação de modo linear.

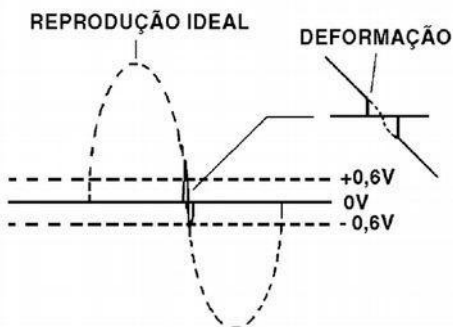


Figura 19 – A distorção por “crossover” (cruzamento)

Neste cruzamento, chamado de “*crossover*” em inglês, o transistor manifesta esta impossibilidade de trabalhar com tensões abaixo de 0,6 V, e com isso causa uma distorção do sinal. Se bem que pequena, ela pode significar uma perda da fidelidade de sinal que nos amplificadores comuns pode ficar entre 0,1 e 2% tipicamente.

No entanto, os transistores MOS de potência, como todos os FETs não apresentam o ponto de *crossover* nas condições normais de operação, o que significa que não ocorre este tipo de distorção na amplificação de sinais de áudio.

O resultado é que, com estes transistores podemos elaborar etapas de saída de amplificadores de áudio com taxas de distorção tão baixas como 0,001%. Sem dúvida, uma taxa tão pequena de distorção não pode ser percebida pelo ouvido mais sensível.

Amplificadores

Se bem que este curso se destine muito mais às aplicações industriais dos semicondutores de potência, além de outras relacionadas, não podemos esquecer a eletrônica de potência dos equipamentos de consumo e nela incluímos os equipamentos de som, alarmes, controles de eletrodomésticos e muito mais.

4.5.2 - Na Prática

Os transistores de efeito de campo de potência (Power-FETs, V-FET, D-FET e outros) podem controlar correntes muito intensas e por isso encontram algumas aplicações importantes nos equipamentos elétricos comuns. A principal é em fontes de alimentação. As fontes de alimentação de uma grande quantidade de equipamentos modernos são tipo chaveado e operam com correntes intensas.

Nelas, um transistor de alta potência, normalmente um MOSFET de potência, funciona como uma chave que abre e fecha rapidamente, determinando quanto de corrente passa e com isso a tensão na saída.

Um circuito apropriado determina o tempo de fechamento do transistor em função da tensão de saída, ou seja, faz a regulagem. Um componente cujas características se aproximam bastante das dos transistores de efeito de campo é a válvula pentodo.

Antigamente, as etapas de saída de amplificadores de alta fidelidade eram feitas com este tipo de válvula. Na figura 20 o leitor poderá ver uma etapa típica em "push-pull", como já conhecemos das lições anteriores, mas com válvulas pentodo de potência.

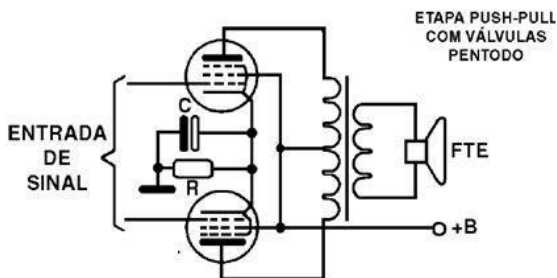


Figura 20 – Etapa de saída em push-pull com válvulas

Entretanto, ao lado da qualidade de som, garantida pela não existência da distorção por *crossover*, tais etapas apresentavam uma série de inconvenientes, além do fato das válvulas precisarem de muito mais energia para funcionar e serem componentes volumosos.

Os transformadores deveriam ter características especiais, e para potências elevadas consistiam em componentes pesados e caros. Um transformador de saída para um amplificador, do tipo "*ultra-linear*", não pesava menos de 3 quilos!

Obs.: existem ainda à venda amplificadores valvulados de excelente qualidade a preços elevadíssimos. Estes amplificadores atendem a um público especial que prefere pagar mais por um equipamento que se considera tradicional e que, segundo esses adeptos, "têm melhor qualidade de som".

4.6 – Cuidados no Uso

Muitos leitores podem pensar que, por serem dispositivos de potência e, portanto, robustos, os MOSFETs assim como os IGBTs, que ainda estudaremos, não exigem maiores cuidados no manuseio ou mesmo nos testes.

Neste item mostramos o que se deve e o que não se deve fazer quando se trabalha com MOSFETs de potência e IGBTs.

Apesar de serem dispositivos de potência capazes de operar com tensões elevadas entre o dreno e a fonte, e de conduzirem correntes intensas, a presença de um elemento MOS de controle os torna sensíveis à problemas de descargas estáticas e de sobretensões nesses eletrodos.

Um pico de tensão indevido nesse eletrodo pode danificar de modo irreversível o componente.

A presença dessas portas também exige cuidados quando os MOSFETs de potência são testados, pois nesse procedimento tensões indevidas podem ser aplicadas com os mesmos resultados catastróficos finais.

A seguir daremos algumas informações importantes que o profissional deve ter em mente quando trabalha com esses dispositivos.

1. Tenha em mente sempre as características inversas do dispositivo

Os MOSFETs eles possuem internamente um diodo anti-paralelo no próprio chip, conforme mostra a figura 21, o qual serve para absorver esses pulsos de polaridade inversa que são gerados na comutação de cargas indutivas.

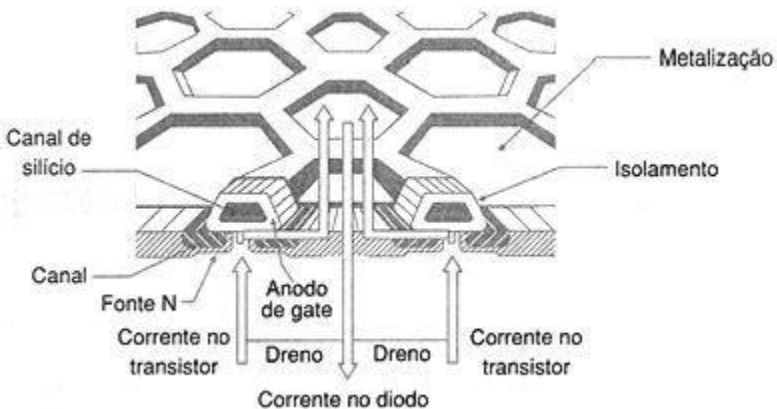


Figura 21 – Os MOSFETs possuem um diodo anti-paralelo na sua própria estrutura.

2. Cuidado ao manusear e testar MOSFETs de Potência

O manuseio direto do componente pode causar danos se ocorrer uma descarga eletrostática. Para evitar problemas são dadas as seguintes recomendações:

Os dispositivos com portas MOS devem ser mantidos em suas embalagens anti-estática ou em recipientes metálicos até serem testados ou usados. De preferência, a pessoa que os manuseia deve estar aterrada.

Os dispositivos devem ser manuseados segurando-se pelo invólucro e não pelos terminais.

Ao testar, deve-se assegurar que os equipamentos de teste estão devidamente aterrados.

Deve-se sempre antes ligar os terminais de teste ao componente para somente depois energizá-los.

Se o dispositivo for testado com um traçador de curvas deve-se ligar em série com a comporta um resistor de 100 ohms para amortecer oscilações espúrias.

Ao se mudar a faixa de testes do instrumento, deve-se assegurar que a tensão aplicada ao dispositivo seja reduzida a zero.

Testes

Nos livros da série “Como Testar Componentes” de Newton C. Braga, os leitores encontrarão os procedimentos gerais para os testes dos semicondutores de potência descritos neste volume.

3. Tome cuidado com picos de tensão entre a comporta e a fonte.

A capa isolante entre a comporta e o substrato do dispositivo é extremamente fina podendo ser rompida por picos de tensão relativamente baixos, conforme mostra a figura 22.

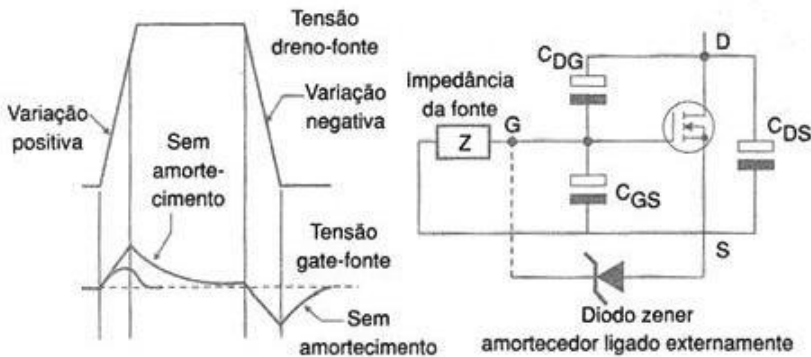


Figura 22 – Picos de tensão no MOSFET

Vemos, por essa figura que assumindo que a impedância da fonte excitadora seja alta, qualquer pulso positivo de comutação será refletido como um transiente positivo. A intensidade desse pulso depende das capacitâncias envolvidas no processo.

Pela mesma figura, vemos que isso também ocorre quando o dispositivo é desligado, ou seja, na transição negativa, quando não existe nenhum recurso de amortecimento.

A taxa de produção desse transiente de comporta varia entre 1 e 6. Assim, uma variação na tensão dreno-fonte de 600 V pode refletir numa variação da tensão entre comporta e fonte de 50 V.

Na prática, como os dispositivos MOS conduzem com aproximadamente 4 V, a transição positiva não causa problemas. No entanto, a transição negativa pode causar picos que superam a capacidade de isolamento do dispositivo. O projetista deve estar atento a esse fato.

Além do amortecimento da carga comutada pelo uso de diodos, deve -se também cuidar para que a impedância do circuito de comporta seja a mais baixa possível.

4. Cuidado com os Picos de Coletor ou Dreno

Picos de tensão no dreno ou no coletor induzidos pela comutação de cargas indutivas são perigosos. Na figura 23 mostramos como um pico de tensão é induzido no processo de comutação.

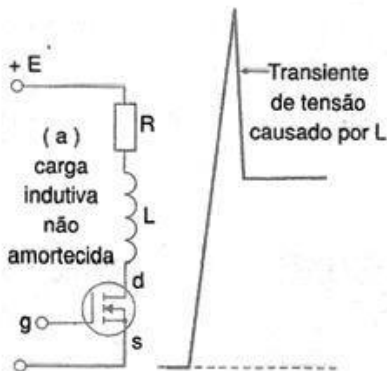


Figura 23 – Transiente de comutação de carga indutiva

Na figura 23 mostramos o que ocorre quando o dispositivo é desligado, com a tensão gerada pela presença de uma indutância no circuito. Tanto mais rápido o dispositivo, maior será a tensão gerada nesse processo.

Na prática um amortecimento reduz essa tensão, conforme mostra a figura 24, mas a tensão que resta pode ainda ser perigosa para o dispositivo comutador.

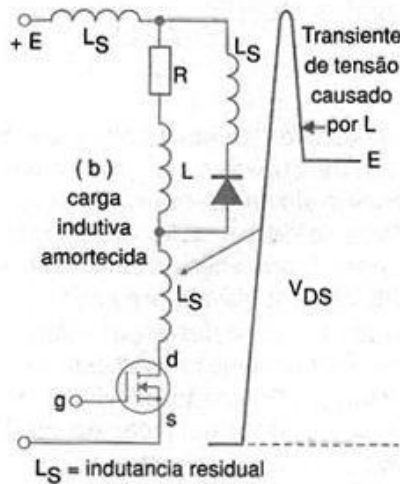


Figura 24 – Redução do amortecimento por um diodo

O que ocorre é que o diodo amortecedor, ligado em paralelo com a carga indutiva, não tem uma ação instantânea e, além disso, apresenta uma certa resistência.

O projetista de circuitos comutadores de cargas indutivas deve tomar muito cuidado para não deixar indutâncias parasitas que possam afetar a ação do diodo. Além disso, deve estar atento para a quantidade de energia que o dispositivo pode manusear nas condições de comutação. As folhas de dados devem ser lidas com atenção.

Uma possibilidade importante é a mostrada na figura 25, em que temos um diodo zener em paralelo com o elemento comutador.

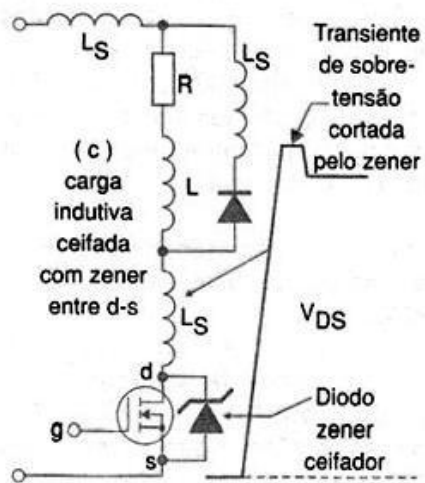


Figura 25 – Usando um diodo zener

O dispositivo usado no amortecimento dos picos de comutação deve ser conectado o mais próximo quanto seja possível dos terminais de dreno e fonte.

Na figura 26 temos outra alternativa para ajudar no amortecimento de picos gerados na comutação de cargas indutivas. Trata-se de um circuito de amortecimento que usa um diodo, um capacitor e um resistor.

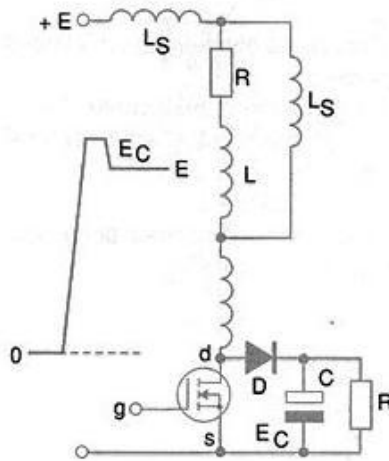


Figura 26 – Circuito de amortecimento bem elaborado

O capacitor atua como um reservatório armazenando a energia gerada na comutação enquanto que o resistor deve ser dimensionado para ser capaz de absorver a energia gerada no processo de comutação da carga indutiva.

Outro circuito usado no amortecimento da alta tensão gerada na comutação é o conhecido "snubber", mostrado na figura 27.

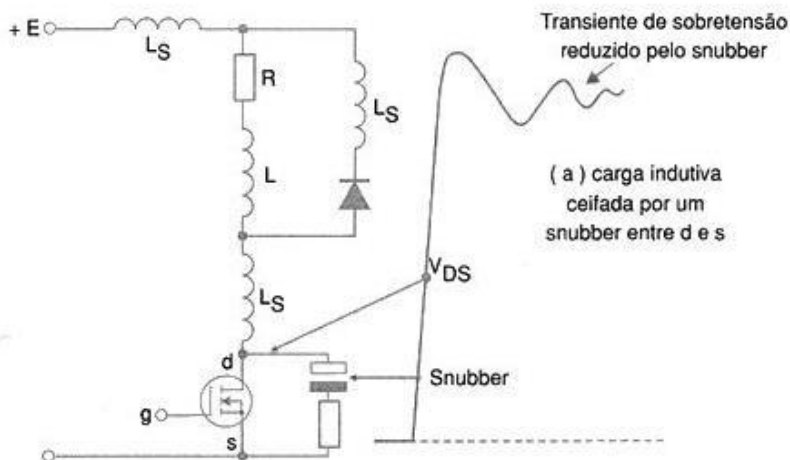


Figura 27 – Usando um snubber

O que temos é um circuito ressonante em série que amortece o transiente gerado, produzindo uma oscilação amortecida onde o resistor dissipa a energia desenvolvida no processo.

5. Não exceder os limites de corrente

Todos os dispositivos de potência possuem especificações do pico máximo de corrente que podem conduzir. Esses limites nunca devem ser excedidos.

Cargas frias

Existem cargas que em determinadas condições de funcionamento, tais como motores, elementos de aquecimento quando estão frios, que podem exigir correntes muito altas quando ligados.

Uma técnica usada para se evitar que esses limites não sejam superados consiste no uso de dispositivos sensores de corrente. Esses circuitos desligam automaticamente o circuito se a corrente superar determinado valor.

Um caso importante em que picos de corrente podem ser gerados é mostrado na figura 28.

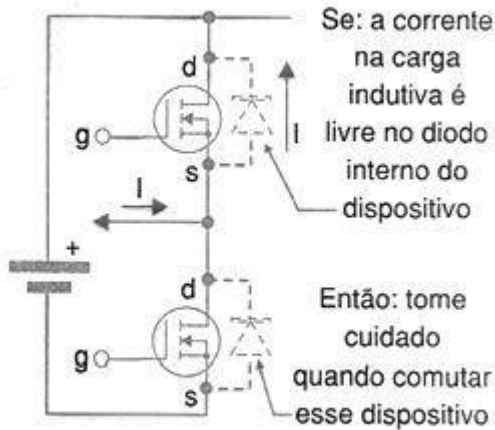


Figura 28 – Picos de comutação de dois MOSFETs em série

Esse pico pode ser gerado quando se passa do estado de condução de um transistor para outro. Isso ocorre pelo tempo de recuperação dos diodos usados na proteção dos transistores.

Quando um dos transistores entrar em condução, o diodo que protege o outro dispositivo pode não ter ainda se recuperado do estado de condução e com isso temos praticamente um curto-circuito gerando um forte transiente de corrente. Esse transiente pode causar danos ao dispositivo semicondutor.

A solução para se evitar problemas desse tipo é usar um diodo com um tempo muito curto de recuperação (fast recovery diode ou diodo de recuperação rápida).

Termos em Inglês

Neste caso também, uma boa quantidade de termos técnicos em inglês são usados para designar as características dos MOSFETs e seus circuitos. Alguns termos importantes:

Safe- seguro
Recovery – recuperação
Fast – rápido
Crossover – cruzamento
Arbitrary – arbitrário
Unit - Unidade
Gate – porta ou comporta
Drain – dreno
Source - Fonte

Termos para pesquisa

- SOAR ou SOA
- Dissipação máxima
- Semicondutores N e P
- FETs de junção
- Push-Pull
- Snubber

Questionário

- 1) O material que isola a comporta (gate) de um MOSFET do canal é formado por:
 - a) Sulfato de cobre
 - b) Óxido de silício
 - c) Óxido de metal nobre
 - d) Mica

- 2) Num MOSFET de canal N, para termos a condução da corrente entre o dreno e a fonte é preciso:
 - a) Aterrar a comporta
 - b) Aplicar uma tensão negativa à comporta
 - c) Aplicar uma tensão positiva à comporta
 - d) Ligar um resistor à comporta

- 3) A impedância de entrada de um MOSFET é:
 - a) Muito baixa
 - b) Média
 - c) Muito alta
 - d) Depende da configuração

- 4) As curvas SOA são usados para determinar que condições de operação de um MOSFET?
 - a) Sua resposta de frequência
 - b) As condições seguras de dissipação na operação
 - c) A tensão máxima de operação
 - d) A corrente máxima de operação

- 5) A capacidade de condução de um MOSFET é tanto melhor quanto:
 - a) Maior for sua corrente máxima dreno-fonte
 - b) Menor for sua $R_{ds(on)}$
 - c) Maior sua capacitância de entrada
 - d) Maior sua dissipação

Capítulo 5 - Os IGBTs

Nos capítulos anteriores estudamos os Transistores Bipolares de potência e os MOSFETs de potência, analisando seu princípio de funcionamento, suas características e especificações. Um componente de extrema importância para a eletrônica de potência atual é o IGBT que, na verdade, se caracteriza por reunir as características dos bipolares e dos MOSFETs num único componente. Isso o dota de características únicas que o tornam ideal para aplicações em controle, eletrônica embarcada, fontes chaveadas, inversores e muito mais. É deste componente que trataremos neste capítulo. Neste capítulo teremos os seguintes itens:

[-5.1 - O IGBT](#)

[-5.2 - SOA](#)

[-5.3 - Invólucros](#)

[-5.4 - Características e especificações](#)

[-5.6 - Comparação entre MOSFETs e IGBTs - Qual o melhor em aplicações até 100 kHz?](#)

[-5.7 - Como Testar IGBTs](#)

Introdução

Reunindo as características de comutação dos transistores bipolares de potência à alta impedância de entrada dos transistores de efeito de campo, o IGBT se torna cada vez mais popular nos circuitos de controle de potência de uso industrial e até mesmo em eletrônica de consumo e embarcada.

Os IGBTs podem controlar correntes intensas que chegam a centenas de ampères sendo facilmente disparados, dada sua altíssima impedância de entrada.

Entender como funciona este componente é de fundamental importância para todos que trabalham com eletrônica de potência. Sua presença intensa em equipamentos

de todos os tipos exige que o profissional saiba como trabalhar com ele.

-5.1 – O IGBT

IGBT é o acrônimo para Insulated-Gate Bipolar Transistor, ou seja, transistor bipolar com comporta isolada.

Trata-se de um transistor que na condução, ou seja, entre o coletor (C) e o emissor (E), se comporta como um transistor bipolar, mas não é disparado por uma corrente, pois em lugar da base temos uma comporta (gate) como num transistor de efeito de campo.

Assim, seu disparo é feito por uma tensão, o que faz com que nesta operação, o dispositivo se comporte como um MOSFET.

Podemos então dizer que esse dispositivo “combinado” tem as características dos dois componentes:

- a) Como um MOSFET
 1. É controlado por uma tensão
 2. Exige os mesmos circuitos de disparo que os utilizados com os MOSFETs de potência
 3. A velocidade de comutação é maior do que a obtida com os transistores bipolares

- b) Como um Bipolar
 1. A queda de tensão que ocorre quando o dispositivo conduz é bem menor do que a que ocorre num MOSFET em condução
 2. O IGBT não possui um diodo inverso intrínseco
 3. Não há tensão de bloqueio inversa

Veja então que os transistores bipolares de potência possuem características que permitem sua utilização no controle de correntes elevadas com muitas vantagens. No entanto, as suas características de entrada, exigindo correntes elevadas, já que operam como amplificadores de corrente trazem certas desvantagens em algumas aplicações.

Por outro lado, os transistores de efeito de campo MOS de potência podem também controlar potências elevadas com muitas vantagens pelo fato de que exigem tensão para o disparo, pois embora sejam dispositivos de alta impedância, têm como desvantagem uma baixa velocidade de comutação devida às capacitâncias de comporta que aumentam com a intensidade de corrente (largura do canal) que deve ser controlada.

Juntando o que há de bom nestes dois tipos de transistores, o IGBT é um componente que se torna cada vez mais recomendado para comutação de cargas de alta corrente em regime de alta velocidade.

Na figura 1 temos o símbolo usado para representar o IGBT.

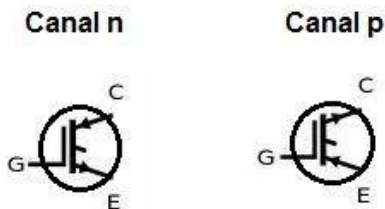


Figura 1 – Símbolo do IGBT

Na mesma forma que no caso dos transistores bipolares e MOSFET temos dois tipos de IGBTs quanto à polaridade, os quais determinam o sentido de condução da corrente entre o coletor e o emissor. Estes tipos são equivalentes aos NPN e PNP dos transistores bipolares, sendo denominados de "canal n" ou de "canal p".

Os mais comuns, e que utilizaremos nos nossos exemplos, são os de canal n.

5.1.1 – A estrutura do IGBT

Na figura 2a temos a estrutura de um transistor de efeito de campo de potência (MOSFET), enquanto que na figura 2b temos a estrutura de um IGBT.

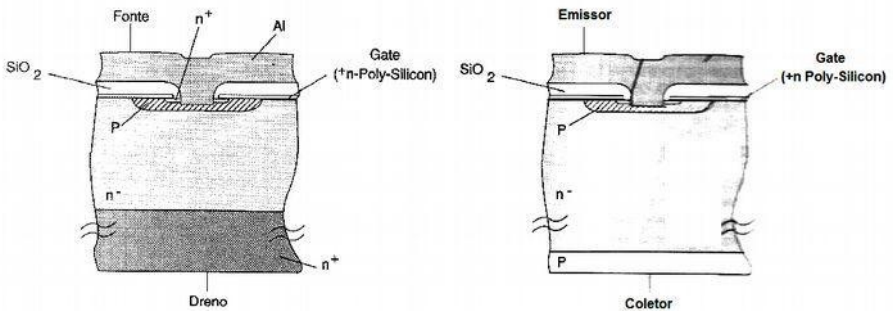


Figura 2 – A estrutura do MOSFET e do IGBT

Conforme podemos observar, a única diferença que existe nas duas estruturas é a presença de uma zona p+ no IGBT.

Pela presença desta camada, lacunas são injetadas na camada n altamente resistiva de modo que um excesso de portadores é criado.

Com o aumento de condutividade resultante da camada n, pode-se reduzir a tensão no estado ON do IGBT.

O resultado disso é que obtemos para o IGBT uma redução considerável na tensão no estado de máxima condução, conforme indicam as curvas da figura 3.

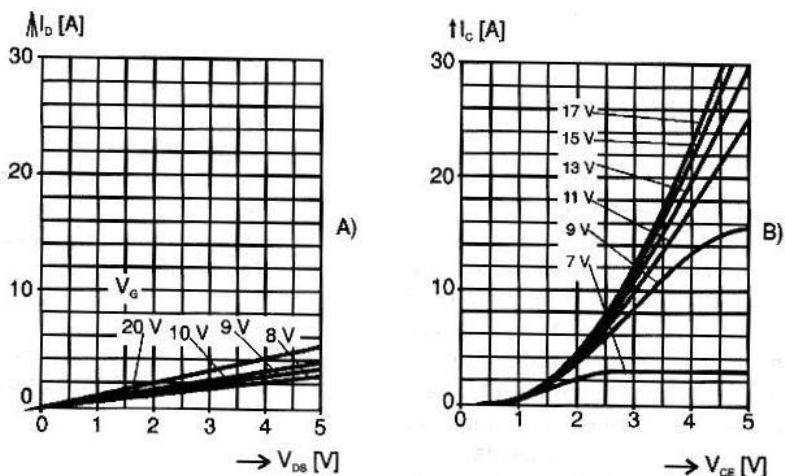


Figura 3 – Comparação das características entre os MOSFETs de potência e o IGBT

Enquanto que as tensões sobem quase que linearmente com o aumento da corrente num MOSFET de potência comum, no IGBT a tensão sobe de maneira muito menos acentuada com o aumento da corrente.

Veja que para um aumento da corrente de 0 a 6 ampères, a tensão sobe de 0 para 5 V com alimentação de 20 V no caso do MOSFET de potência, enquanto que para um IGBT alimentado com 17 V, a tensão sobe de 0 para apenas 4 V aproximadamente, quando a corrente vai a 24 ampères.

O que acontece é que a resistência R_{dson} (resistência entre dreno e fonte em condução) é influenciada principalmente por uma região central pouco dopada, o que é essencial para se obter uma capacidade de bloqueio da tensão.

Com a presença de uma camada p no IGBT, temos um excesso de portadores na região central. Em consequência da voltagem limiar, que é criada na junção pn do lado do coletor, um transistor IGBT de 1000 V tem uma resistência no estado ON

reduzida de um fator de 5 vezes quando comparada com a de um MOSFET de mesmas características de bloqueio e mesma área de pastilha.

5.1.2 – Circuito Equivalente e Estruturas

Podemos comparar um IGBT a um circuito formado por um transistor de efeito de campo que controla a corrente de base de um transistor bipolar, veja figura 4.

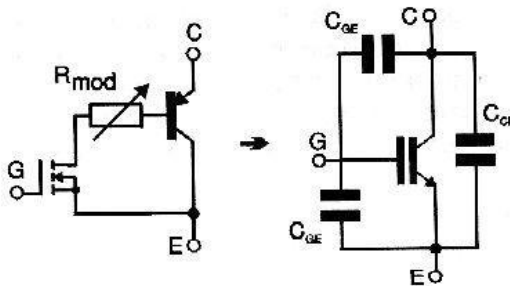


Figura 4 – Circuito equivalente a um IGBT

Circuito equivalente

Quando damos o circuito equivalente a um componente, por exemplo, dois diodos em oposição para um transistor bipolar, ou dois transistores complementares para um SCR, isso não significa que dois diodos ou dois transistores ligados da maneira indicada resultam num transistor ou num SCR. É o que ocorre aqui, a equivalência é apenas para efeito de análise do funcionamento do componente.

Na figura 4 também temos as capacitâncias parasitas deste circuito que influem principalmente na sua velocidade de comutação.

Uma outra forma de representar o circuito equivalente de um IGBT é exemplificada na figura 5.

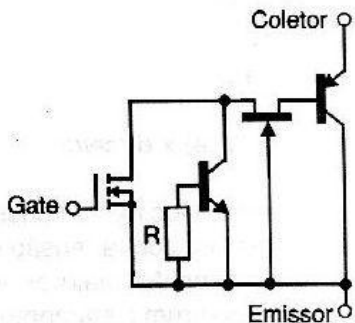


Figura 4 – Outra representação para um circuito equivalente ao IGBT

Nesta representação temos um transistor PNP excitado por MOSFET de canal N numa configuração pseudo-Darlington. O transistor JFET foi incluído no circuito equivalente para representar a contração no fluxo de corrente entre os poços p.

Atualmente existem duas estruturas básicas utilizadas na construção dos IGBTs, as quais são mostradas na figura 6.

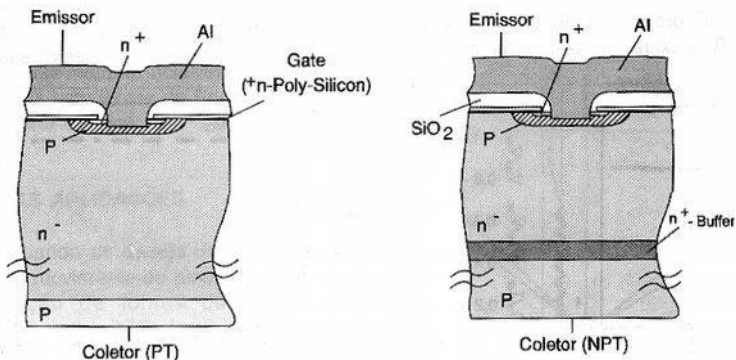


Figura 6 – Estruturas do IGBT

A primeira é denominada estrutura PT e a segunda NPT, que foi desenvolvida pela Siemens.

A estrutura PT (*Punch Through* = socada através) tem camadas epitaxiais características e uma região N+ dopada (camada *buffer*) e uma região N- sobre um substrato dopado com polaridade p.

O tempo de vida dos portadores de carga é minimizado pela forte difusão de metal, ou por radiação de alta energia.

O material de base da estrutura NPT (*Non Punch Through*) é um *wafer* homogêneo dopado com impurezas N-. Do lado de trás, uma camada p especialmente formada é criada durante o processamento do *wafer*. Neste caso, não é necessário limitar o tempo de vida dos portadores de carga.

Em ambos os casos a estrutura de célula de um IGBT típico é formada do lado frontal.

Estrutura equivalente

Outras estruturas equivalentes são adotadas, havendo em alguns casos a inclusão de um tiristor reverso que pode ter influência em simulações e que por isso deve ser considerado.

5.1.3 – Características de Comutação

Os IGBTs são componentes usados principalmente como comutadores em conversores de frequência, inversores, etc.

Nestas aplicações normalmente uma carga indutiva é ligada e desligada, podendo com isso aparecer tensões inversas elevadas contras as quais o dispositivo deve ser protegido.

Esta proteção é feita com o uso de diodos ou ainda com circuitos semelhantes ao que estudamos no caso dos MOSFETs de potência no capítulo anterior.

Quando o IGBT liga novamente, o fluxo de corrente no diodo funciona inicialmente como um curto.

A carga armazenada tem que ser removida inicialmente para que o diodo bloqueie a tensão. Isso faz com que apareça

uma corrente que se soma à corrente da carga, a qual é chamada de corrente reversa de recuperação do diodo ou I_{rr} .

O máximo da corrente I_{rr} ocorre quando a soma das tensões instantâneas sobre o IGBT e o diodo igualam a tensão de alimentação, de acordo com exemplo no gráfico da figura 7.

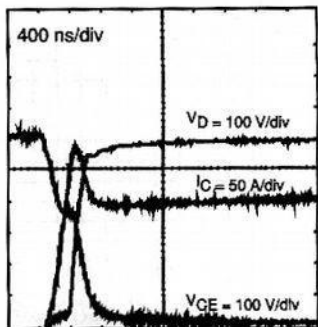


Figura 7 – Correntes no IGBT na comutação

Quando o IGBT desliga, o resultado é uma variação de corrente, e isso faz com que um pico de sobretensão apareça devido à variação da corrente nas indutâncias parasitas, veja a figura 8.

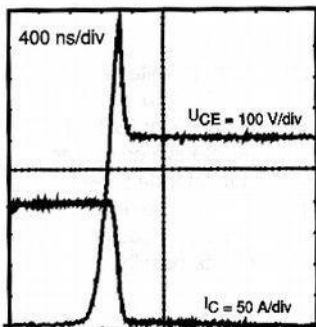


Figura 8 – Transientes no IGBT

Este pico de tensão é responsável por perdas e exige um aumento no tempo morto entre a condução de dois dispositivos semelhantes quando usados numa configuração de meia-ponte.

Um ponto importante que deve ser levado em consideração em todo dispositivo de comutação é o Efeito Miller.

O Efeito Miller nada mais é do que a realimentação da tensão coletor-emissor (V_{ce}) através da capacitância existente entre a comporta e o coletor do dispositivo (C_{gc}).

Isso quer dizer que uma variação da tensão entre coletor e emissor (V_{ce}) tem o mesmo efeito que uma fonte de corrente interna no circuito de polarização, onde a intensidade desta corrente é dada pela expressão:

$$i_g = C_{gc}(V_{ce}) \times dV_{ce}/dt$$

Infelizmente, C_{gc} não é constante, mudando de valor com a tensão entre coletor e emissor. As maiores variações de C_{gc} ocorrem justamente com pequenas tensões entre emissor e coletor.

Em consequência disso temos explicações para alguns comportamentos do IGBT:

a) Quando o IGBT liga (*turn-on*) - partindo de V_{ce} alto e V_{ge} igual a zero ou negativo - com uma corrente constante carregando a comporta, um aumento linear da tensão de comporta é obtido. Com a queda da tensão entre coletor e emissor (V_{ce}) a corrente de polarização de comporta é usada para carregar C_{gc} , e a tensão de comporta permanece constante.

b) Mais tarde, quando a tensão entre o coletor e o emissor cai, C_{gc} aumenta de valor de tal forma que, uma pequena variação de V_{ce} é suficiente para levar a um aumento da corrente de comporta. Somente quando a corrente necessária à carga se reduz novamente é que a tensão de comporta aumenta. Este comportamento pode ser observado pelo gráfico da figura 9.

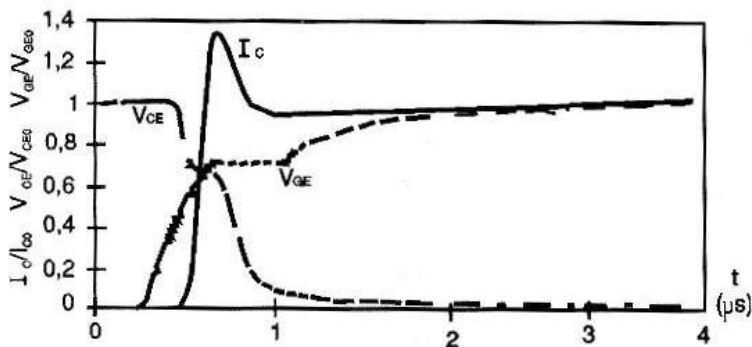


Figura 9 – Comportamento do IGBT na comutação.

c) Quando o IGBT desliga - partindo de V_{ce} baixa, V_{ge} positiva ou maior que a tensão limiar - V_{th}) - a tensão de comuta inicialmente decresce quase que linearmente (pela fonte de corrente constante de descarga). A diminuição da capacitância com o aumento da carga aumenta a tensão. Como existe uma fonte de polarização que está drenando corrente da comuta, a tensão comuta-emissor mantém-se constante.

Em consequência, V_{ce} aumenta e a maior parte da corrente de descarga da comuta é usada para manter a tensão de comuta constante.

O processo de carga termina quando V_{ce} alcança a tensão de operação. Na figura 10 mostramos o que acontece na forma de um gráfico.

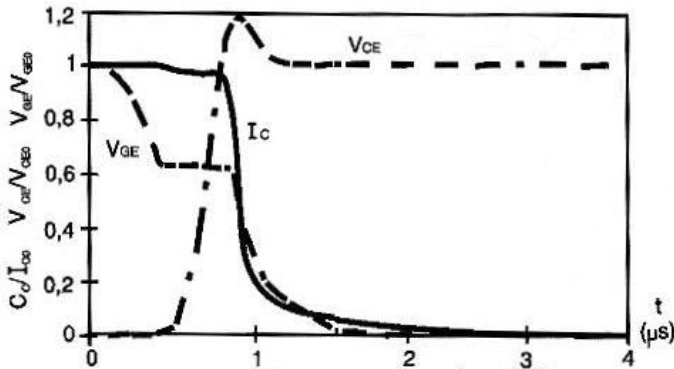


Figura 10 – Desligamento do IGBT

É devido ao Efeito Miller que a corrente de comporta durante a comutação (ligando ou desligando) é usada antes de tudo para mudar a carga de C_{gc} .

Isto explica porque, carregando ou descarregando, a comporta tem sua velocidade de resposta reduzida. Deve ser mencionado que as mudanças de C_{gc} e V_{cc} regulam por si próprias de tal forma que apenas a corrente disponível na comporta é usada. Isso esclarece porque um resistor de grande valor ligado em série com a comporta faz com que todos os eventos que envolvam a comutação de um IGBT tenham seu tempo de duração aumentado.

Avançado

Este item aborda de uma maneira um pouco mais avançada o que ocorre quando um IGBT comuta. Para ter um conhecimento básico sobre o componente, este item pode ser desconsiderado.

-5.2 – SOA

Da mesma forma que os componentes que já vimos até agora, os IGBTs também precisam operar de forma segura.

Para saber quais são os limites do IGBT também temos gráficos que delimitam as áreas de operação segura (SOA ou Safe Operating Area), que no caso levam em conta também a comutação do dispositivo.

De fato, enquanto que nos demais dispositivos preocupamo-nos principalmente com o que ocorre quando o dispositivo está em condução ou não condução, em termos de tensões e correntes, no caso dos IGBTs precisamos ir um pouco além.

SOA para outros componentes

Veja nos itens anterior o que é a Safe Operating Area ou Área de Operação Segura para entender melhor o que explicaremos a seguir.

Quando os IGBTs comutam cargas altamente indutivas, como ocorre no controle de motores, surgem tensões inversas e mesmo fenômenos que podem colocar em risco a integridade do dispositivo.

Assim, conforme vimos no item anterior, diversos fenômenos ocorrem na comutação de um IGBT. Veremos a seguir como estes fenômenos influem na determinação do modo de operação segura desse componente.

Temos então três fronteiras de SOA a serem consideradas quando trabalhamos com um IGBT.

Estas condições levam em conta que:

- a) Com alta tensão e baixa corrente, a tensão máxima é limitada pela tensão de ruptura.

- b) Com alta corrente e baixa tensão, a corrente máxima é limitada pelas condições de travamento do tiristor parasita
- c) Com corrente e tensão, essas grandezas são limitadas pela dissipação.

5.2.1 – FBSO (Forward-Biased Safe Operating Area)

FPSO é a área de operação segura quando o IGBT está polarizado no sentido direto ou de condução. Isso ocorre quando uma polarização positiva é aplicada ao gate do IGBT na comutação positiva, ou seja, quando ele é ligado.

Quando o IGBT comuta uma carga indutiva sem a presença de um snubber, esta característica é importante.

A FPSO de um IGBT é a tensão máxima positiva que pode aparecer sobre o IGBT quando ele está saturado.

5.2.2 – RBSOA (Reverse-Biased Safe Operating Area ou Turn-Off SOA)

A sigla significa Área de Operação Segura com Polarização Inversa. Trata-se da região de operação segura quando o IGBT é desligado.

Isso ocorre quando a comporta (gate) deixa de receber uma polarização positiva, caindo para zero o seu valor ou ainda para um valor negativo.

Para esta característica, a presença de um snubber é importante. Se levarmos em conta o circuito equivalente do IGBT, podemos obter um valor elevado para a RBSOA reduzindo o ganho do transistor PNP interno.

Para estas características os IGBTs de canal n e de canal p se comportam de maneiras diferentes.

Na figura 11 temos as características SOA para um IGBT típico.

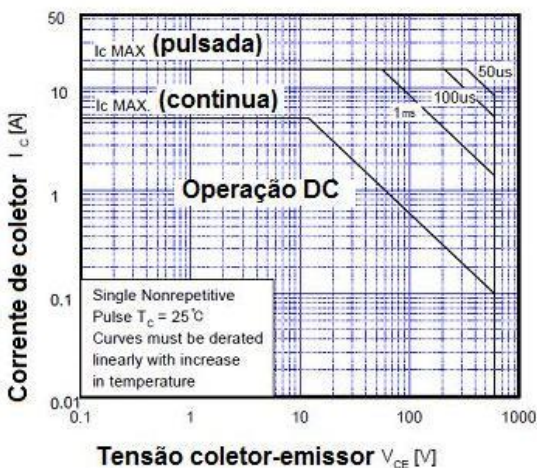


Figura 11 – SOA para um IGBT típico

5.2.3 – SCSOA (Short Circuit Safe Operating Area)

SCSOA significa Área de Operação Segura em Curto-Circuito. Ela indica a tensão máxima entre o coletor e o emissor do IGBT quando a comporta é curtocircuitada ao emissor.

Se esse limite for ultrapassado, o IGBT pode ser destruído pelo rompimento da junção entre o coletor e o emissor.

-5.3 – Invólucros

Os invólucros em que são encontrados os IGBTs são basicamente os mesmos encontrados para os transistores bipolares de potência e para os MOSFETs de potência.

Isso significa que, pela simples observação desses componentes não podemos saber do que se trata. Precisamos ter o número do tipo para poder, através de um datasheet saber exatamente do que se trata.

Na figura 12 temos exemplos de invólucros comuns para os IGBTs de menor corrente.

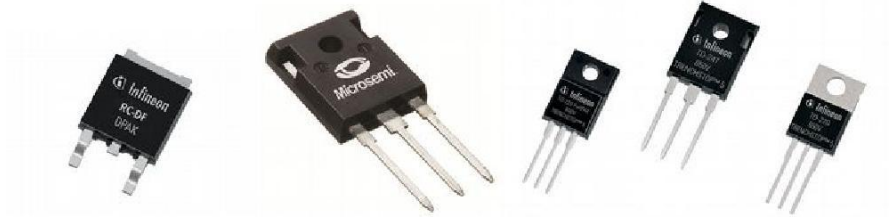


Figura 12 – Invólucros comuns para IGBTs

No entanto, a capacidade de condução destes dispositivos leva a existência de IGBTs em invólucros especiais de alta capacidade de dissipação, projetados para serem instalados em grandes dissipadores de calor.

Existem ainda módulos que reúnem num único invólucro diversos IGBTs de alta capacidade de corrente, como o mostrado na figura 13.



Figura 13 – Módulos IGBT

Os módulos da figura podem contém dois ou mais IGBTs já interligados para aplicações de altíssima potência.

-5.4 – Características e especificações

As características dos IGBTs, assim como dos transistores bipolares e dos MOSFETs são dadas por famílias de curvas, como as mostradas na figura 14.

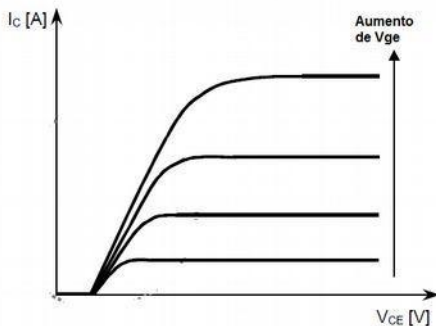


Figura 14 – Família de curvas de um IGBT

Em especial interessam os pontos próximos ao início da condução, que são dados na figura 15.

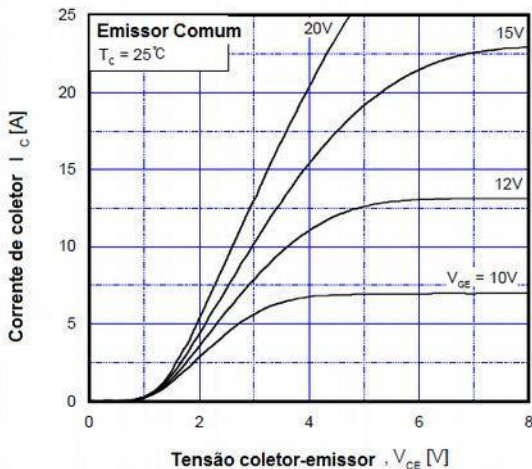


Figura 15 – Região das curvas próximas ao início da condução

Veja que este tipo de transistor precisa de tensões mais elevadas para saturação, o que exige circuitos de disparo.

Pelas curvas características podemos saber exatamente como se comporta o dispositivo que pretendemos usar. No entanto, é usada uma simbologia para os parâmetros usados e que agora descrevemos.

Como nos demais dispositivos os parâmetros de funcionamento são dados em função de duas condições: máximos absolutos (Absolute Maximum Ratings) e condições recomendadas de operação dadas pelas características elétricas (Electrical Characteristics).

Além disso, temos as especificações de temperatura (Thermal Characteristics) que indicam os limites para esta grandeza, os quais também devem ser obedecidos para que o componente funcione de maneira correta dentro daquilo que o fabricante oferece de desempenho.

Quando um mínimo é um máximo

Sugerimos que o leitor releia o item do Capítulo 3 em que mostramos que num datasheet os mínimos e máximos podem causar certa confusão. No artigo de nossa série Inglês Para Eletrônica, explicamos o que pode ocorrer "When a Minimum is a Maximum";

Os máximos absolutos não podem ser ultrapassados de maneira alguma sem o perigo da destruição do componente.

Evidentemente o dispositivo não deve operar nunca nos máximos, mas sim dentro de uma faixa que leva em consideração as tolerâncias e com isso o máximo de segurança na utilização.

Esta faixa é dada pelas condições recomendadas de operação ou características elétricas.

5.4.1 – Máximos Absolutos (Absolute Maximum Ratings)

As principais especificações de máximos absolutos para os IGBTs são:

V_{CES} – Tensão máxima entre o coletor e o emissor – é o valor máximo de tensão permitido entre o coletor e o emissor quando a comporta e o emissor são colocados em curto (indicado pelo S). Se esta tensão for ultrapassada o IGBT será destruído pelo rompimento da junção entre o coletor e o emissor.

V_{GES} – Tensão máxima entre comporta e emissor – é o valor máximo de tensão permitido entre estes dois eletrodos. Normalmente situa-se entre 20 e 25 V dependendo da espessura da camada de óxido que isola a comporta. Deve ser verificado o datasheet específico do componente.

I_C – Corrente de coletor – normalmente especificada para uma temperatura ambiente de 25° C. É a corrente máxima DC que pode ser conduzida pelo dispositivo nas condições de temperatura indicadas pelo fabricante. Nas aplicações práticas, costuma-se considerar a temperatura do invólucro do dispositivo num valor de 100° C.

I_{CM} – Corrente Máxima Pulsante de Coletor – é a corrente de pico que o dispositivo pode conduzir nas condições de temperatura máxima da junção. Ela é especificada para uma determinada taxa de repetição dos pulsos, ciclo ativo e condições determinadas de repetição. Veja esta especificação no gráfico SOA em que temos as regiões seguras delimitadas conforme a largura dos pulsos.

P_D – Potência máxima de dissipação – normalmente especificada pela uma temperatura ambiente de 25° C ou ainda para uma temperatura do invólucro de 10° C. É a potência máxima que o dispositivo pode dissipar.

T_J – Temperatura de operação da junção – normalmente adotada para a indústria o valor de 150° C.

T_{stg} – Temperatura de armazenamento – normalmente é adotada a faixa de -55° C a 150° C.

T_L – Temperatura máxima de soldagem – normalmente indicada para um tempo máximo de 5 segundos. Os valores dependem do invólucro e está em torno de 300° C.

5.4.2 – Características Elétricas (Electrical Characteristics)

a) Com o componente desligado (off)

BV_{CES} – Tensão de ruptura coletor-emissor (Collector-Emitter Breakdown Voltage) – é a tensão de ruptura entre o coletor e o emissor quando a comporta está curtocircuitada ao emissor, sob determinado valor de corrente.

I_{CES} – Corrente de corte de coletor (Collector Cut-Off Current) – é a máxima corrente de fuga entre o coletor e o emissor com o a base e uma determinada tensão aplicada à comporta.

b) Com o componente conduzindo (on)

$V_{GE(th)}$ – Tensão limiar gate-emissor (G -E Threshold Voltage) – é a tensão que aplicada entre o emissor e a comporta faz com que o dispositivo inicie a condução. Normalmente é especificada para o ponto em que a corrente de coletor atinge um determinado valor.

$V_{CE(Sat)}$ - Tensão de saturação entre o coletor e o emissor (Collector to Emitter Saturation Voltage) – esta característica do IGBT é importante para se determinar as perdas do dispositivo no

estado de condução. Ela indica a queda de tensão que ocorre no dispositivo sob determinada tensão, normalmente dada para uma tensão de gate de 15 V. Esta característica tem um coeficiente negativo de temperatura, ou seja, diminui com o aumento da temperatura.

c) Características dinâmicas

Normalmente as características dinâmicas de operação de um IGBT são especificadas para uma $V_{ge} = 0$ V e uma frequência de 1 MHz. A alimentação (VCE) é feita com uma tensão de 30 V. As principais são:

C_{ies} – Capacitância de entrada (Input Capacitance) – é a capacitância entre a base e o restante do dispositivo com o coletor curto-circuitado ao emissor.

C_{oes} – Capacitância de saída (Output Capacitance) – é a capacitância medida no coletor quando a comporta é curto-circuitada ao emissor.

C_{res} – Capacitância inversa de transferência (Reverse Transfer Capacitance) – É a capacitância entre o coletor e a comporta.

Na figura 16 temos a representação dessas capacitâncias.

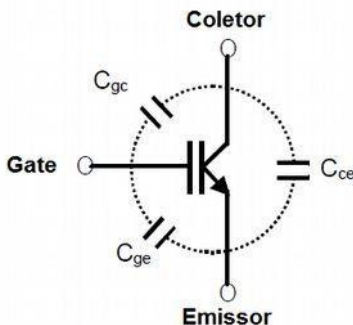


Figura 16 – Capacitâncias num IGBT

d) **Tempos**

As características de comutação são de grande importância para um IGBT.

Na figura 17 temos uma representação gráfica para as correntes e tensões num IGBT na comutação.

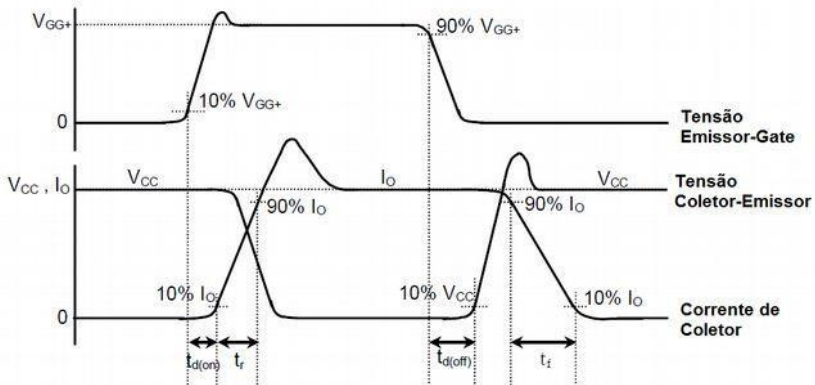


Figura 17 – Características de comutação

Para esta figura, definimos os seguintes tempos:

$t_{d(on)}$ – Tempo de retardo para o disparo (Turn-On Delay Time) – trata-se do tempo que demora para que a corrente atinja 10% da corrente máxima a partir do momento de aplicação do pulso de comutação.

t_r – Tempo de subida (Rise Time) – tempo que demora para que a corrente de coletor atinja 90% da corrente máxima, a partir do momento em que o pulso de comutação é aplicado.

$t_{d(off)}$ – Tempo de desligamento (Turn-Off Time) – tempo que demora para que a tensão entre o emissor e o coletor atinja

10% do V_{cc} a partir do instante em que o pulso de disparo é removido.

t_f – Tempo de descida (Fall Time) – tempo que demora para a corrente de coletor cair 90% para 10% do valor nominal sendo ignorado o instante em que o pulso é removido.

Nos datasheet são dadas estas específicas na forma de gráficos.

Gráficos

A melhor forma de se analisar o comportamento dinâmico de muitos componentes eletrônicos é através de gráficos. O leitor deve estar preparado para saber interpretar informações que tenham sido plotadas num gráfico.

e) Características Térmicas

Na figura 18 temos o circuito térmico equivalente a um IGBT.

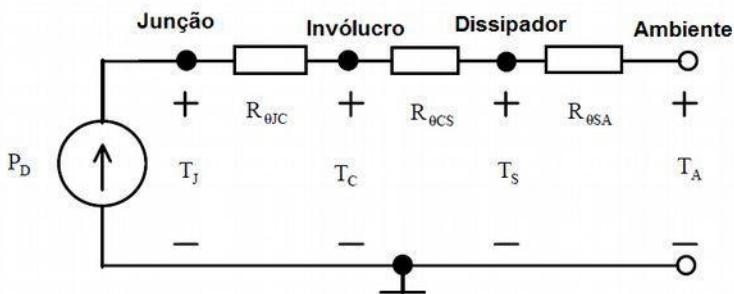


Figura 18 – Circuito térmico de um IGBT

Neste circuito temos:

$R_{\theta CS}$ – Resistência térmica Invólucro para o dissipador (Thermal Resistance, Case to Sink) – a resistência térmica do invólucro do componente para o dissipador, a qual varia com o tipo do invólucro, tipo de isolamento e tipo de pasta térmica usada, além do método de montagem do dissipador.

$R_{\theta SA}$ – Resistência térmica do dissipador para o ambiente (Thermal Resistance, Sink to Ambient) – determinada pela geometria do dissipador e pelo método de refrigeração, além da área do dissipador.

$R_{\theta JC}$ – Resistência térmica da junção para o invólucro (Thermal Resistance, Junction to Case) – e a resistência encontrada pelo calor gerado para passar da junção do componente para seu invólucro. Depende do modo como o componente é fabricado, sendo especificada pelo fabricante.

Dissipadores

O problema do circuito térmico e da dissipação de calor ficará melhor entendido depois do leitor estudar o capítulo em que trataremos dos dissipadores de calor.

5.6 – Comparação entre MOSFETs e IGBTs - Qual o melhor em aplicações até 100 kHz?

As aplicações industriais que envolvem o controle de potência em inversores, aquecimento indutivo, controle de motores, fontes chaveadas, etc. se baseiam em dois tipos principais de componentes: o IGBT e o MOSFET de potência.

Como escolher o dispositivo ideal para uma aplicação? Quais são as diferenças, principalmente relativas às perdas entre os dois tipos de dispositivos?

Neste item analisamos as principais diferenças entre os dois tipos de dispositivos.

Uma das preocupações que o engenheiro de projetos de sistemas de potência tem nos dias atuais é escolher o dispositivo ideal de controle para a sua aplicação.

Em especial, as características dos semicondutores de potência mais usados para esta finalidade, que são o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) e o MOSFET de potência (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor), deixam qualquer profissional em dúvidas.

Para os tipos básicos de IGBT e MOSFET a diferença principal está na estrutura interna. Enquanto no MOSFET a conexão de dreno está em contacto direto com a camada -n, no IGBT existe uma camada adicional +p que é justamente o elemento bipolar.

Para um MOSFET comum de alta tensão a resistência $R_{ds(on)}$ (resistência entre o dreno e a fonte quando o transistor está saturado) é relativamente elevada justamente devido à esta estrutura unipolar.

Para um IGBT a resistência em condução é muito menor devido a modulação de portadores de carga.

Mas, existem ainda diferenças grandes em relação ao tempo que o dispositivo leva para desligar.

Para o MOSFET o tempo que o transistor leva para deixar de conduzir a corrente depende apenas da capacitância de gate, enquanto que para o IGBT este tempo é maior, dependendo das características da própria estrutura do semicondutor.

Isso significa que o tempo de desligamento de um MOSFET pode ser desprezado quando comparado ao de um IGBT, nas aplicações que envolvem sinais de frequências elevadas.

Por este motivo, os IGBTs são preferidos para as aplicações que operam com baixas frequências de comutação, enquanto que os MOSFETs de potência têm um melhor desempenho nas aplicações em que correntes de frequências mais elevadas devam ser controladas.

É claro que a necessidade de se ter sistemas com cada vez menor tamanho e melhor desempenho, faz com que as exigências para as características dos dois tipos de componentes

sejam cada vez mais importantes ao se escolher um desses componentes para um projeto.

Assim, para os IGBTs existem tecnologias novas como a Trench e Fieldstop que possibilitam uma redução da tensão de saturação Coletor-Emissor ($V_{ce(sat)}$). Outras tecnologias possibilitam uma redução nas perdas dinâmicas.

Isso significa que os IGBTs são componentes ideais para aplicações em que baixas frequências são usadas como controles de motores, no-breaks e além disso uma gama menor de aplicações que empregam frequências mais elevadas.

Para os MOSFETs existem também novas tecnologias disponíveis que reduzem as perdas inerentes de condução o que torna o dispositivo eficiente em frequências que atingem algumas centenas de quilohertz.

No projeto de qualquer circuito que envolva o controle de potência, a escolha do dispositivo correto para controlar a corrente principal é um ponto sensível para o qual o profissional deve estar atento.

Se não existem dúvidas de que, nas baixas frequências, o melhor é usar um IGBT e nas altas frequências um MOSFET de potência, o que fazer quando temos um projeto que opere numa faixa intermediária de frequências?

O que deve ser considerado num projeto deste tipo?

O que vamos fazer a seguir é uma comparação entre os IGBTs e os MOSFETs de potência mais modernos verificando a eficiência de cada um nas aplicações para a faixa média de frequências.

Começamos por mostrar na figura 19 os símbolos adotados para os dois tipos de componentes, observando-se que podemos ou não ter nos dois casos os diodos anti-paralelos para absorção de transientes de comutação.

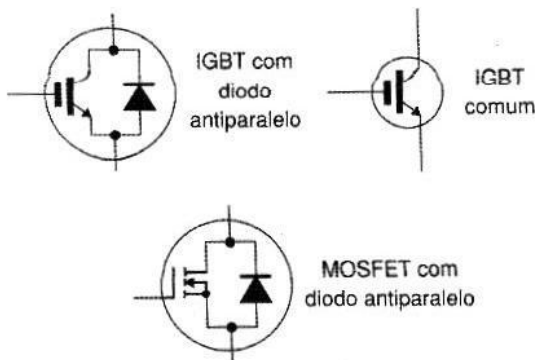


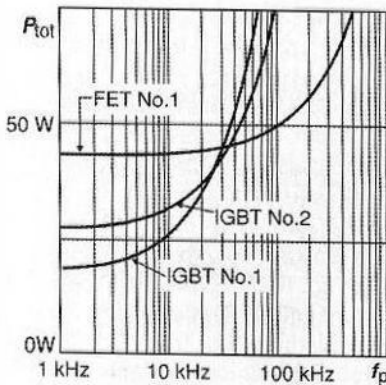
Figura 19 – Símbolos para o IGBT e MOSFET

É importante levar em consideração a presença destes diodos, pois existem aplicações em que ele é necessário e outras em que este componente não é necessário. Desta forma, analisaremos os dois casos.

Aplicações com o diodo anti-paralelo

Neste tipo de aplicação, a comparação deve ser feita no sentido de que a máxima capacidade de corrente por dispositivo deve ser levada em conta.

Na figura 20 mostramos uma comparação entre as perdas de potência $P(\text{tot})$ e a frequência dos pulsos (f_p) para componentes em invólucros TO-220 e TO-263 na linha de dispositivos de 600 V.



Perdas totais x frequência de pulsos
para IGBT e FET em invólucros TO-220.
IGBT nº1 - IGBT Fast, 15A
IGBT nº2 - Alta Velocidade, 15A
FET nº1 - Cool MOS C3, 13A
Sinal retangular $I_s = 15A$, $D=0,5$, $V_s = 400V$,
 $T_c = 100^\circ C$, $T_j = 150^\circ C$.

Figura 20 - Perdas x Frequência

Conforme podemos pelas curvas, o IGBT leva vantagens em relação ao FET nas baixas frequências até uns 30 kHz, enquanto que o MOSFET leva vantagens acima de uns 60 kHz, principalmente quando passamos dos 100 kHz.

Neste intervalo, fica difícil decidir sobre qual deve ser usado pois as características estão próximas. O IGBT no1 é um IGBT rápido de 15 A enquanto que o IGBT no2 é um tipo "fast". O MOSFET é um CoolMOS da Infineon para 13 ampères.

5.6.1 - Tamanho da Pastilha

Uma consideração importante que deve ser feita na comparação dos IGBTs com os MOSFETs de potência se relaciona com o tamanho da pastilha de silício usada para a fabricação de cada um.

O que se faz neste estudo, neste caso, é comparar um IGBT de 15 A com um FET de apenas 7 A .

Na simulação mostrada na figura 21 temos as seguintes considerações a fazer:

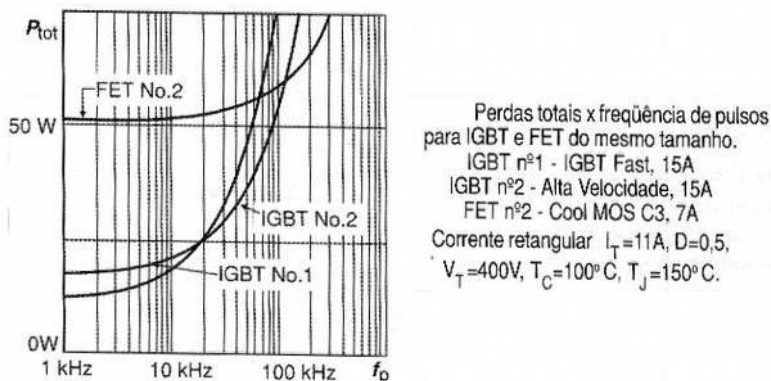


Figura 21 – Perdas x Frequência de pulsos

Na figura 21 a corrente é limitada ao valor nominal do transistor. Levando em conta os resultados plotados na figura 21 fica evidente que um IGBT e um FET com o mesmo tamanho de pastilha, operando com a mesma densidade de corrente tem seus pontos de coincidência de características em torno de 100 kHz para as perdas de potência.

Nesta figura o IGBT no1 é um tipo Fast com corrente de 15 A, o IGBT no 2 é um IGBT de alta velocidade e o FET é CoolMOS de 7 A.

Veja que nas frequências abaixo de 30 kHz as vantagens dos IGBTs em relação aos MOSFETs se tornam bastante acentuadas.

Tempos

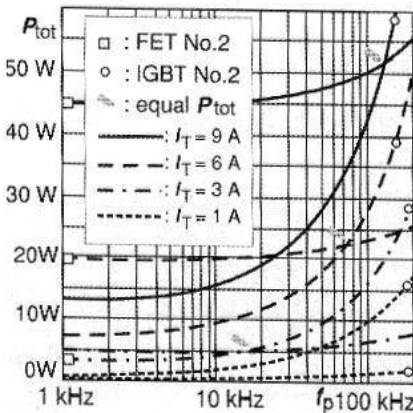
Os IGBTs, se bem que possuam uma região de sua família de curvas em que podem operar de modo linear, na prática são empregados principalmente como dispositivos comutadores. Por esse motivo, os tempos envolvidos na sua operação são muito importantes.

5.6.2 - Aplicações com Pulsos de Médias Frequências

Quando comparados aos FETs os IGBTs possuem uma junção P- N inerente devido a modulação de portadores de carga. Devido à presença desta junção PN, o IGBT pode ser substituído por uma tensão de joelho e uma resistência diferencial.

Para as baixas correntes, a queda de tensão num IGBT depende principalmente desta voltagem de joelho enquanto que a queda de tensão no FET depende apenas do valor da resistência $R_{ds(on)}$, o que significa que ela é baixa mesmo para correntes pequenas.

Na figura 22 temos as perdas totais de um transistor para correntes variando entre 1 e 9 ampères, comparando o desempenho de FETs e IGBTs com o mesmo tamanho de pastilha.



- Degradação de corrente e perdas totais versus frequência de pulso para o IGBT e CoolMOS do mesmo tamanho.
 IGBT nº2 - Alta Velocidade, 15A
 FET nº1 - Cool MOS C3, 7A
 Corrente retangular $D=0,5$,
 $V_T=400\text{V}$, $T_J=150^\circ\text{C}$.

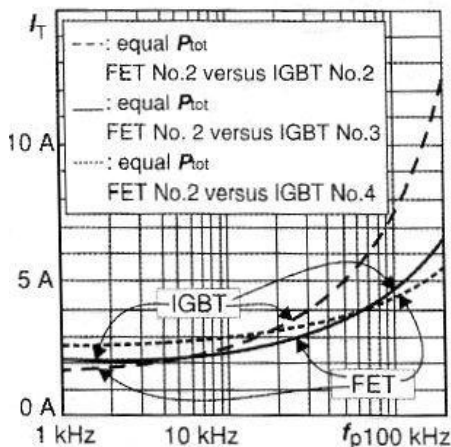
Figura 22 – Perdas em função da frequência

Nesta curva, o IGBT nº2 é um tipo de alta velocidade para 15 A e o FET é um tipo CoolMOS de 7 A .

As frequências em que os IGBTs e os FETs apresentam as mesmas perdas são marcadas.

Fica claro, por estas curvas que nas aplicações onde o transistor é usado com correntes muito altas as perdas do IGBT tornam-se muito piores do que as apresentadas pelo FET .

Na figura 23 os pontos em que se têm iguais perdas de potência são marcados. A linha tracejada mostra o resultado para o IGBT quando comparado com um FET com o mesmo tamanho de silício.



Pontos de igual perda de potência.
 IGBT nº2 - Alta Velocidade, 15A
 IGBT nº3 - Alta Velocidade, 6A
 IGBT nº4 - Alta Velocidade, 4A
 FET nº2 - Cool MOS C3, 7A
 Corrente retangular D=0,5,
 $V_T=400V$, $T_J=150^\circ C$.

Figura 23 – Comparação de perdas

Para os pontos de operação à esquerda da linha marcada o IGBT leva vantagem, mas à direita é o FET que leva vantagem.

Em suma, usando um IGBT com apenas 40% das dimensões de um FET pode-se obter menores perdas numa frequência de pulso de 12 kHz na condição de trabalho com 3 A de corrente.

Isso ocorre, porque quanto menor for o tamanho da pastilha de silício, mais dominantes se tornam as perdas por condução.

Como resultado de tudo isso, torna-se claro que o IGBT é um componente competitivo mesmo em aplicações que tenham uma ampla faixa de tensões.

Para aplicações em que o custo é importante o IGBT é atraente, devido ao tamanho menor do componente. Para aplicações em que custo e eficiência são importantes, o custo por unidade deve ser considerado.

Nas aplicações otimizadas em que as perdas menores dos FETs são importantes, este fator deve ser considerado.

5.6.3 - Aplicações com Modo Standby

Nas aplicações que tenham o modo standby como, por exemplo, em aparelhos tais como televisores, videocassetes, deve-se levar em conta num projeto o consumo na condição de espera (standby).

Nesta condição uma corrente muito pequena, uma fração da corrente nominal do componente é conduzida. Neste caso os MOSFETs são os mais apropriados para esta modalidade de aplicação.

Tabela comparativa:

Faixa de Frequências	Aplicação	IGBT	FET
Menor que 20 kHz	Conversão de potência de alta eficiência com baixa frequência de pulsos (drivers, inversores para energia solar, etc.)	+	-
20 kHz a 100 kHz	Conversão de potência de alta eficiência com frequência média de pulsos (controle de corrente, lâmpadas fluorescentes, no-breakes, etc.)	+	+
20 kHz a 100 kHz	Fontes de alimentação com frequência média de pulsos sem modo standby (fontes chaveadas, PFC, etc.)	+	+
20 kHz a 100 kHz	Fontes de alimentação com frequência média de pulsos sem modo standby para aplicações críticas (fontes chaveadas, PFC, etc.)	-	+
20 kHz a 100 kHz	Fontes de alimentação com frequência média de pulsos e modo standby (fontes chaveadas, PFC, etc.)	-	+
acima de 100 kHz	Fontes de alimentação com alta frequência de pulsos (fontes chaveadas, PFC, etc.)	-	+

-5.7 - Como Testar IGBTs

Os IGBTs são amplamente utilizados em inversores de freqüência, controles de potência, fontes chaveadas e conversores DC/DC.

Estes componentes possuem características híbridas, com uma porta isolada como um MOSFET e junções entre o coletor e emissor como um transistor bipolar.

Um dos testes mais comuns para a prova de um IGBT é o teste dinâmico que consiste em se colocar como carga uma lâmpada de 40 a 100 W no seu coletor e alimentar o circuito com uma tensão de até 100 VDC.

Com a comporta ligada ao emissor do transistor, ele deve permanecer no corte e com isso a lâmpada apagada.

Ligando a comporta ao coletor (o que deve ser feito com um resistor de 10 k ohms), o transistor satura e a lâmpada acende. Este procedimento dinâmico é mostrado na figura 24.

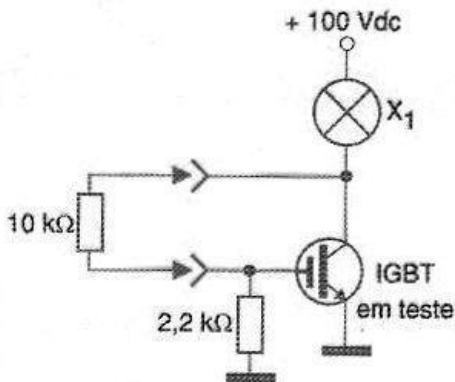


Figura 24 – Teste dinâmico do IGBT

Se a lâmpada permanecer acesa nas duas prova o IGBT está em curto e se permanecer apagada, o IGBT está aberto. O

leitor deve estar atento para a máxima tensão que pode ser aplicada entre a comporta e o emissor do transistor que em geral é 20 V.

Se o teste for feito com tensões maiores, a tensão aplicada à comporta deve ser sempre inferior à 20 V.

Testes

Antes de fazer os testes, consulte o datasheet no sentido de verificar quais são as tensões que devem ser aplicadas, não ultrapassando os limites indicados pelo fabricante.

No entanto, um teste semelhante pode ser feito com multímetro analógico e mesmo com alguns tipos de multímetros digitais que tenham tensão de prova suficiente para saturá-lo, quando colocados nas escalas de resistências ou teste de diodos.

Para esta finalidade podemos inicialmente fazer um teste de curto-circuito, conforme mostra a figura 25.

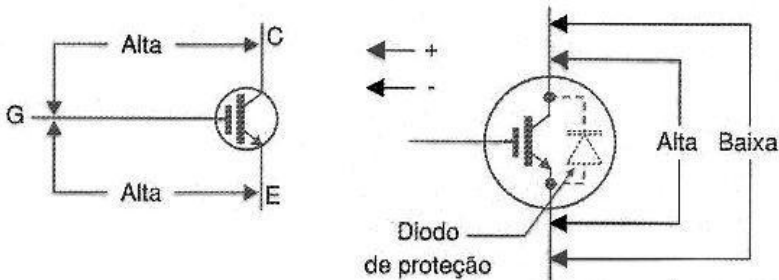


Figura 25 – Teste com o multímetro

Medimos inicialmente a resistência entre os terminais de gate e o coletor e depois entre o gate e o emissor.

Nas duas medidas devemos ter leituras de altas resistências. Por alta resistência entendemos valores acima de 10 M ohms.

Se em qualquer das medidas tivermos uma leitura de baixa resistência ou mesmo média (entre 10 k e 1M ohms), o IGBT está inutilizado por curto ou ainda fuga excessiva. Se ele passar neste teste, medimos a resistência entre coletor e emissor.

Num sentido ela deve ser alta e no outro, baixa, pois devemos considerar o diodo de proteção que estes componentes têm, conforme mostra a figura 4.

Uma leitura de baixa resistência nas duas medidas indica um IGBT em curto e uma leitura de resistência algo baixa onde deveria ser muito alta (entre 10 k e 1 M) indica um componente com fugas. Em ambos os casos, o componente não deve ser utilizado.

Dependendo da tensão da bateria do multímetro, pode ser realizado um teste de comutação relativamente simples. Para isso, utilizamos a conexão da figura 26 com o multímetro numa escala intermediária de resistências.

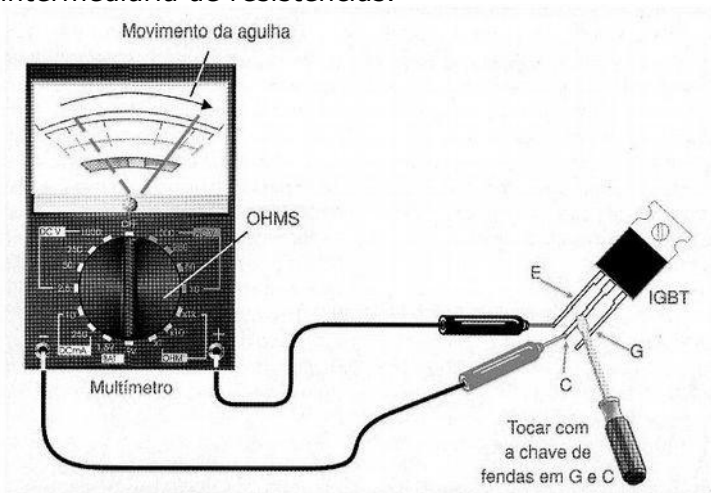


Figura 26 – Teste com o multímetro

Tocando com uma chave de fendas ou fazendo uma ponte entre o gate (g) e o coletor (C) do transistor, ele deve comutar.

Isso fará com que a resistência caia, passando de um valor muito alto para um valor mais baixo que depende das características do IGBT em teste e do próprio multímetro.

No entanto, é preciso levar em conta que a bateria interna de alguns multímetros não tem tensão suficiente para levar o componente a condução.

Para não ter dúvidas se este teste se aplica com o multímetro de que se dispõe, será interessante tentar com um IGBT que sabemos estar em bom estado.

Uma forma de se testar um IGBT com o multímetro no caso de não ser possível a prova direta descrita é a mostrada na figura 27.

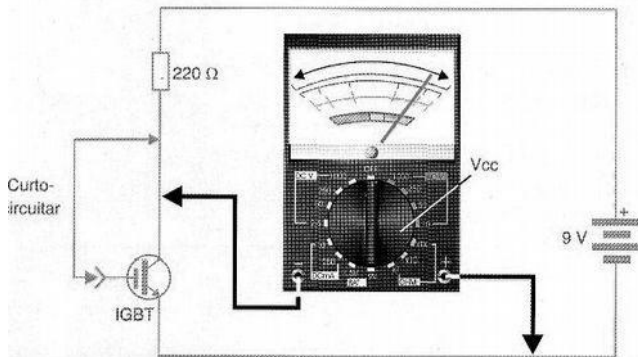


Figura 27 – Multímetro e fonte externa no teste de IGBT

Uma bateria de 9 V ou mesmo uma fonte de tensão maior (20 V) fornece a tensão necessária à polarização do componente e com isso uma leitura de corrente aumentando com o toque pode ser feita para o caso de um componente em bom estado.

5.7.1 - Circuito de Teste de IGBT

Existem formas simples de se testar um IGBT. No entanto, com o uso de um gerador de funções e de um osciloscópio,

podemos ir além e determinar as características do componente em teste.

Na figura 28 mostramos um circuito para esta finalidade. Este circuito serve para a maioria dos IGBTs comuns e é simples de implementar. Também podemos utilizá-lo com finalidade didática para demonstrar as características deste componente.

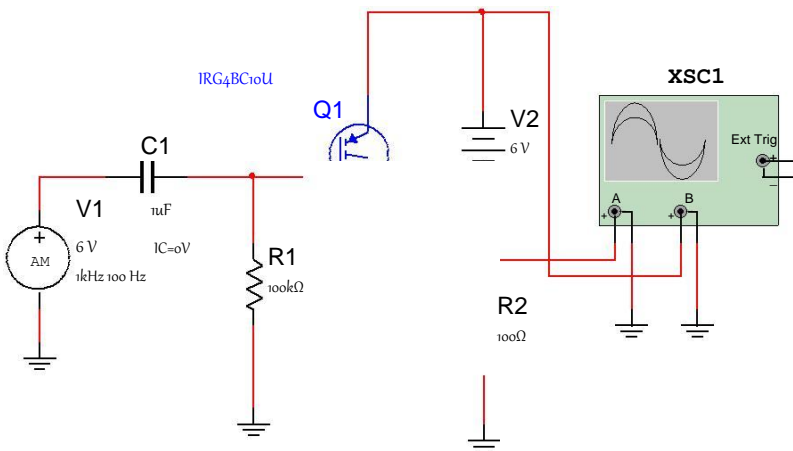


Figura 28 – Circuito de teste para IGBT

Neste circuito o osciloscópio é ajustado para a função B/A, ou seja, sinais do eixo Y em função do eixo X e a sensibilidade típica dos dois eixos é de 2 V/div.

Veja que também precisamos de uma fonte de alimentação de 6 V para os testes. O gerador de sinais é ajustado para produzir um sinal de 1 kHz modulado em amplitude em 100 Hz com uma profundidade de 1 unidade.

Na figura 29 temos o sinal que deve ser observado para um IGBT em bom estado na simulação feita no Multisim.

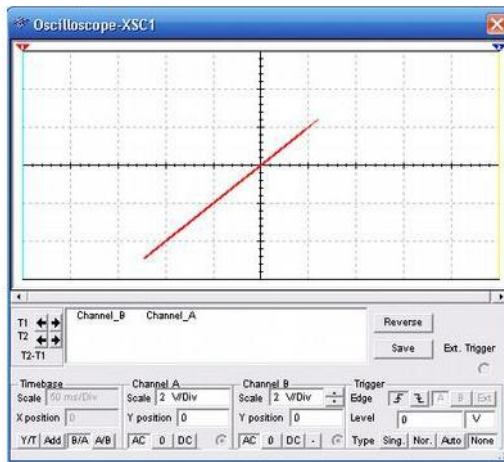


Figura 29 – Sinal observado no teste do IGBT

Os valores dos componentes utilizados podem ser alterados assim como os sinais de prova, em função das características do IGBT testado.

Termos em inglês

Uma boa quantidade de termos em inglês é específica para IGBTs. Já vimos diversos deles ao tratar desses componentes nos próprios itens. Outros termos:

Punch – socar

Rise – subir

Fall – cair

Standby – espera Reverse

– inversa, reversa

Transfer – transferência

Ratings – especificações

Thermal – térmico

Tied – ligado

Forward – direto

Turn-on – ligar / Turn-off - desligar

Termos para pesquisa

Curvas características

Polarização

Degradação térmica

Termos para pulsos

Tempos de comutação em semicondutores

Potência dissipada

Questionário

- 1) Um IGBT reúne as características de que componentes?
 - a) Bipolar com diodo
 - b) Bipolar com SCR
 - c) MOSFET com diodo
 - d) MOSFET com bipolar

- 2) A impedância de entrada de um IGBT é:
 - a) Alta
 - b) Média
 - c) Baixa
 - d) Muito baixa

- 3) Os IGBTs são usados principalmente em:
 - a)** Circuitos RF
 - b)** Circuitos de áudio
 - c)** Circuito de comutação
 - d)** Controles PWM

- 4) Para um IGBT as curvas SOA possuem:
 - a) Uma região
 - b) Duas regiões
 - c) Três regiões
 - d) Quatro regiões

- 5) A tensão típica de comutação de um IGBT que deve ser aplicada ao gate para saturação é da ordem de:
- a) 0,6 V
 - b) 1,5 V
 - c) 5,0 V
 - d) 15 V

Capítulo 6 - Tiristores – O SCR

Nos capítulos anteriores estudamos os Transistores Bipolares de potência, os MOSFETs de potência e os IGBTs analisando seu princípio de funcionamento, suas características e especificações. A partir de agora estudaremos uma nova família de componentes usados nos controles de potência. É a família dos tiristores ou diodos de quatro camadas que tem como componente inicial o SCR ou diodo controlado de silício. Encontrado numa infinidade de aplicações, este componente pode controlar correntes intensas e tensões que superam os 1 000 V. Este capítulo terá então os seguintes itens:

- 6.1 – Estrutura e funcionamento do SCR
- 6.2 – Especificações
- 6.3 – Considerações sobre o uso
- 6.4 – Aplicações em corrente contínua
- 6.5 – Aplicações em corrente alternada
- 6.6 – Interferências e filtros
- 6.7 – O GTO

Introdução

Uma família importante de dispositivos utilizados principalmente em controles de potência é a dos tiristores (Thyristor) ou diodos de quatro camadas.

Formados por uma estrutura em que quatro camadas de materiais semicondutores P e N são formadas, eles apresentam características de resistência negativa e de disparo muito interessantes para aplicações em controle.

Dependendo do arranjo dessas camadas de materiais semicondutores, poderemos ter diversos tipos de dispositivos que atualmente são utilizados em aplicações práticas tanto envolvendo circuitos de corrente contínua como alternada.

O dispositivo que estudaremos neste item é o primeiro da série, e também um dos mais utilizados, sendo encontrado em inversores, controles PWM, controles lineares e muito mais.

O primeiro SCR foi proposto por William Schokley, mas só começou a ser comercializado em 1956. Mas, foi em 1967 que o C106 da General Electric se tornou popular sendo até hoje comercializado, com versões mais modernas como os TIC106 ou MCR106.

Este componente com capacidade de condução de 3 a 4 A, conforme o fabricante foi seguido de tipos que hoje podem operar com milhares de ampères e milhares de volts, usados em controles de motores de locomotivas, máquinas industriais e muito mais.

-6.1 – Estrutura e funcionamento do SCR

SCR significa Silicon Controlled Rectifier que traduzindo nos leva a Retificador Controlado de Silício ou ainda Diodo Controlado de Silício. Trata-se de um semiconductor que lembra no comportamento um diodo, mas que pode ser controlado ou disparado externamente e com isso deixar passar correntes intensas.

Estruturalmente o SCR consiste num diodo de 4 camadas, conforme o leitor poderá constatar pela figura 1.

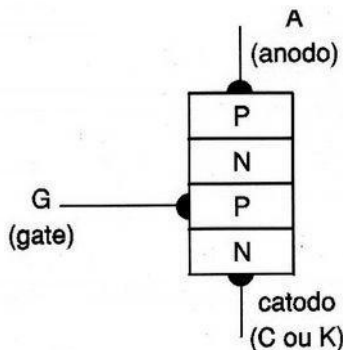


Figura 1 – Estrutura equivalente ao SCR (diodo de quatro camadas)

Estas quatro camadas, se cortadas da forma que o leitor poderá ver pela figura 2 nos levam ao circuito equivalente do SCR, que é formado por dois transistores complementares unidos pelos seus elementos.

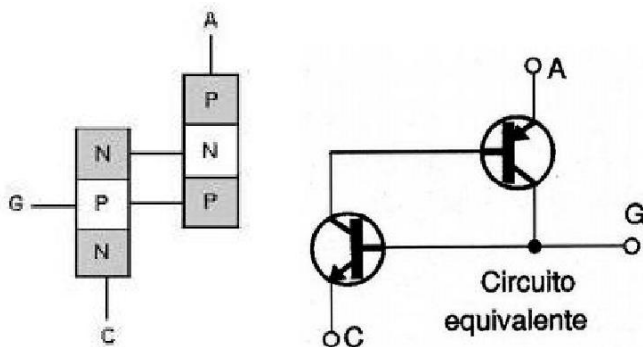


Figura 2 – A estrutura formada pode ser considerada a dois transistores interligados

Na figura 3 temos o símbolo adotado para representar os SCRs os aspectos dos tipos mais comuns.

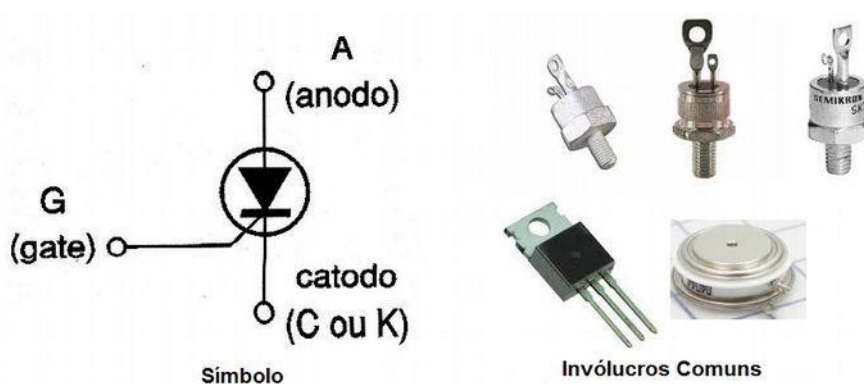


Figura 3 – Símbolo e aspectos dos SCRs mais comuns

Veja que os tipos mais usados possuem recursos para montagem em radiadores de calor. Os SCRs são identificados por um código de fábrica.

Uma série muito comum é a TIC da Texas, com tipos como o TIC106 e outros, além da série MCR como o MCR106 da Motorola.

No entanto, é preciso estar atento porque o prefixo TIC também serve para designar outros componentes da família dos tiristores.

Assim, se tomarmos este circuito equivalente, será bem mais fácil analisar como funciona o SCR, se bem que na prática, dois transistores ligados da forma indicada não dêem origem a um componente com as mesmas características de um SCR fabricado em estrutura única.

Analisemos então como funciona este circuito equivalente. Conforme podemos ver, os dois transistores estão ligados de modo a formar uma "chave regenerativa", ou seja, o coletor de um está ligado na base do outro e o coletor do outro na base do primeiro. Uma das bases corresponde ao eletrodo de disparo o "gate" (comporta - abreviada por G).

Para polarizar o SCR de modo a termos seu funcionamento normal, devemos aplicar uma tensão positiva ao anodo, deixando o catodo sob potencial mais baixo, ou seja, negativo.

Nestas condições, apenas uma corrente muito fraca pode circular pelo componente devida a fugas dos elementos internos. Esta corrente é da ordem de milionésimos de ampère, e normalmente é desprezada, conforme o leitor poderá ver na figura 4.

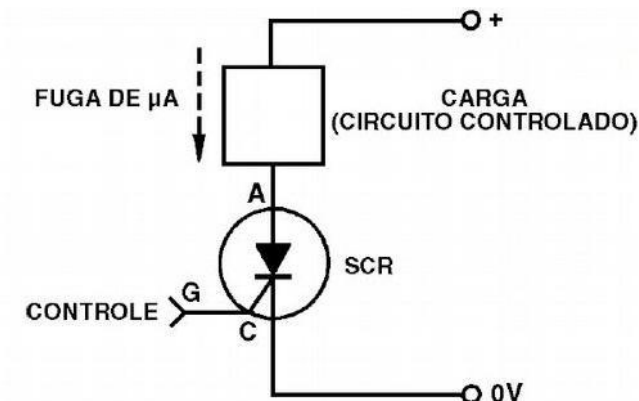


Figura 4 – Pequena corrente de fuga circulando entre o anodo e o catodo de um SCR

Fugas

Todos os componentes que possuam junções semicondutoras quando não estão em condução apresentam fugas. Neles, pequenas correntes podem circular quando as junções são polarizadas no sentido inverso devido a portadores de carga liberados pela agitação térmica (temperatura) ou outros fenômenos como a própria presença de radiação ionizando no local.

Para disparar o SCR devemos aplicar um sinal positivo no elemento de comporta (G), de modo que a junção base-emissor do transistor NPN seja polarizada no sentido direto.

Nestas condições, a corrente que circula pela base deste transistor é amplificada dando origem a uma corrente maior de coletor.

Mas, o coletor do transistor NPN está ligado à base do transistor PNP e, de tal forma que, circulando corrente nesta conexão, ela terá um sentido tal que fará o transistor PNP entrar em ação, amplificando-a.

O resultado é que, agora, por um efeito que se propaga, temos o aparecimento de nova corrente amplificada no coletor do transistor PNP.

Veja, entretanto, que o transistor PNP tem seu coletor ligado de volta à base do transistor NPN, fechando assim um sistema de realimentação. Desta forma, a corrente de coletor do transistor PNP vem se somar à corrente de disparo, aumentando ainda mais a corrente no transistor NPN.

O resultado final é que todas as correntes neste circuito vão aumentar de intensidade até o máximo determinado pelas características de saturação do componente e, mesmo que tenhamos retirado o sinal inicial que deu origem ao processo, o componente continua conduzindo por um efeito de realimentação, conforme mostra a figura 5.

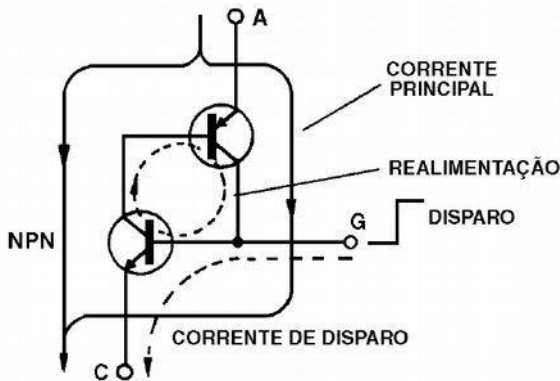


Figura 4 – O processo de realimentação que leva o SCR ao disparo

Circula então entre o anodo e o catodo do componente uma forte corrente que não depende mais do sinal que foi usado no disparo.

Circuito equivalente

Não são todos os componentes que admitem um circuito equivalente funcional. No caso do SCR podemos simular seu funcionamento com dois transistores, mas como a corrente principal circula pela base de um dos transistores, o dispositivo obtido tem pequena capacidade de corrente.

SCRs comuns são muito sensíveis podendo conduzir correntes de até alguns ampères entre o anodo e o catodo, quando um sinal de disparo de menos de 1 mA é aplicado à sua comporta.

Para desligar o SCR, pois ele continua conduzindo mesmo depois de desaparecida a corrente de comporta inicial, temos diversas possibilidades.

Uma delas consiste em interromper por um momento a corrente principal, que circula entre o anodo e o catodo. Basta então desligar por um momento a alimentação para que o SCR desligue e fique à espera de um novo pulso de disparo. A figura 6 mostra como isso pode ser feito.

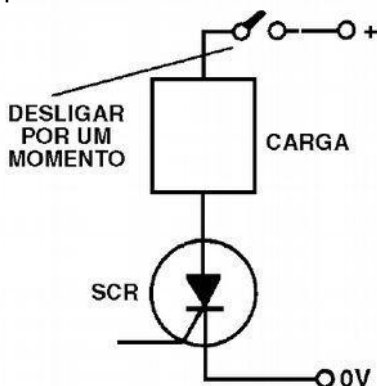


Figura 6 – Interrompendo a alimentação para desligar um SCR

Outra possibilidade consiste em curto-circuitar por um momento o anodo e o catodo, conforme mostra a figura 7.

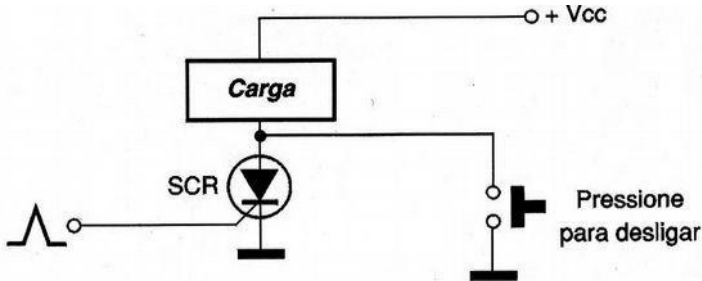


Figura 7 – Desligando o SCR com um curto entre o anodo e o catodo

Na verdade, pressionando o interruptor em paralelo com o SCR por um instante, o que estamos fazendo na realidade é reduzir a zero a tensão entre o anodo e o catodo, cortando assim o fluxo principal de corrente pelo componente.

Uma terceira maneira de se "desligar" o SCR consiste em reduzir a corrente principal a um valor mínimo abaixo daquele que o componente precisa para funcionar.

De fato, quando disparado, o SCR precisa de uma intensidade mínima de corrente entre seu anodo e o catodo para se manter ligado.

Esta, corrente é denominada "corrente de manutenção", abreviada por I_H nos manuais (de Holding Current) e vale algumas dezenas de miliampères para os tipos comuns, conforme o leitor poderá observar clicando na figura 8.

Observe o leitor que realmente o SCR se comporta como um diodo, pois a corrente principal só pode circular entre o anodo e o catodo num único sentido, daí o símbolo adotado.

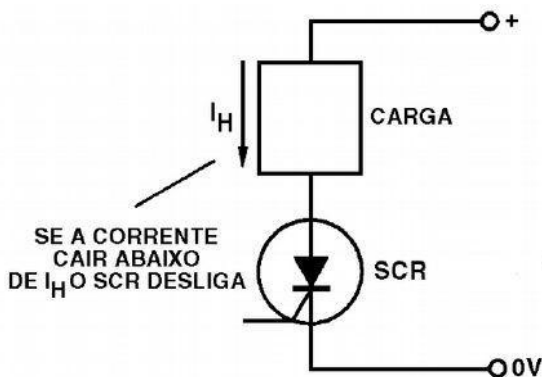


Figura 8 – A corrente de manutenção

O fato de que este componente só pode conduzir a corrente num sentido e que uma vez disparado, assim se mantém mesmo depois de desaparecida a corrente que o ligou, traz alguns inconvenientes para determinados projetos, mas estes inconvenientes podem ser superados, conforme veremos com a utilização de outros componentes da mesma família.

GTO

Existem SCRs que podem ser desligados por um sinal de comporta. Estes componentes denominados GTOs ou "Gate Turn-Off" serão estudados no final deste capítulo.

A curva característica do SCR lembra a dos diodos semicondutores, conforme podemos ver pela figura 9.

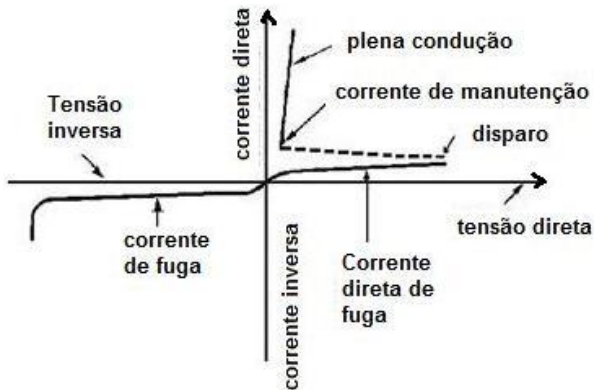


Figura 9 – A curva característica do SCR

Mais adiante, quando analisarmos as especificações dos SCRs o significado dos principais pontos assinalados ficará mais claro.

Na interessante família dos tiristores à qual pertence o SCR, encontramos outros dispositivos como o GTO (*Gate Turn-Off SCR*) que é justamente um SCR que pode ser “desligado” pela aplicação de um pulso negativo na sua comporta; encontramos os TRIACs que são dispositivos comutadores bilaterais, ou seja, de comportamento semelhante aos SCRs, mas que podem conduzir a corrente em ambos os sentidos; encontramos os DIACs, SUS, SBSs e muitos outros.

Neste mesmo livro o leitor ainda vai conhecer vários deles, incluindo o GTO que é um SCR que desliga com um sinal de gate.

-6.2 – Especificações

Os SCRs podem operar com correntes de vários ampères e, quando desligados, podem manter tensões de centenas ou mesmo milhares de volts entre seu anodo e o catodo.

No entanto, ao usarmos um SCR, mesmo sendo muito robusto em relação aos transistores bipolares e MOSFETs comuns

que são mais delicados, temos também que observar alguns limites e também cuidados.

Uma inversão indevida de polaridade ou das condições do sinal de disparo, mesmo que de alguns poucos volts, ou ainda um excesso de corrente ou tensão entre o anodo e o catodo podem levar o componente à queima.

Damos a seguir as especificações que devem ser observadas quando usamos um SCR num projeto:

- Tensão máxima entre o anodo e o catodo (VD e VR)

Quando o SCR está desligado, ele pode suportar uma tensão máxima que o polariza tanto no sentido direto como inverso, que é dada acordo com o tipo. A abreviação VR nos manuais se refere à tensão inversa, enquanto que o VD se refere à tensão direta.

Os valores em questão se referem a máximos contínuos, já que se tivermos um pico de curta duração, o componente poderá ainda suportá-lo. O valor máximo do pico é também dado nos manuais e é maior do que o valor contínuo, conforme a figura 10.

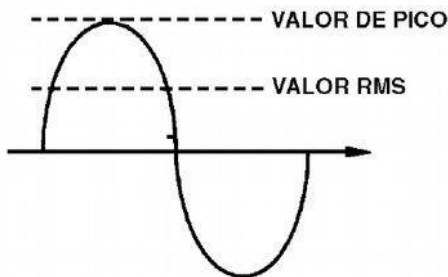


Figura 10 – Valor de pico e rms de um sinal senoidal

- Corrente máxima no sentido direto (ID)

É a corrente máxima contínua que o SCR pode conduzir uma vez disparado. Se o circuito trabalhar com corrente pulsante, no caso os semiciclos de uma corrente alternada que são

senoidais, também podemos especificar o valor RMS, conforme o leitor poderá ver clicando na figura 11.



Figura 11 – Valores rms

Quando um SCR está conduzindo a corrente, ele ainda apresenta uma certa resistência. Seu comportamento é tal que entre o anodo e o catodo, independentemente da intensidade da corrente conduzida, existe uma queda de tensão da ordem de 2,0 V.

Esta tensão, multiplicada pela intensidade da corrente conduzida determina a quantidade de calor produzida no componente.

Assim, para uma corrente de 3,0 ampères temos: $3,0 \times 2,0 = 6,0$ watts de potência gerada, que precisa ser dissipada convenientemente.

- Corrente de manutenção (holding current – I_h)

É a menor corrente que pode circular entre o anodo e o catodo quando o SCR se encontra disparado, sem que ele desligue.

- Potência de dissipação (P_d)

Esta potência, na realidade, já está determinada pela corrente máxima, pois como vimos, a queda de tensão de 2,0 V no componente na condução direta é constante.

- Corrente de disparo (IGT)

A corrente mínima que deve circular pelo eletrodo de comporta do SCR para que ele dispare é um dado muito importante em qualquer projeto que envolva este componente, pois ela é uma medida de sua sensibilidade.

Para os SCRs comumente encontrados nos circuitos de computadores e em muitos aparelhos de uso comum além dos usados em nossos trabalhos, esta corrente pode estar entre 100 ou 200 μA até 100 ou 200 mA dependendo do tipo.

Para fazer circular pelo componente a corrente de disparo temos de vencer a barreira de potencial da junção base-emissor do transistor NPN "equivalente" ao SCR, conforme mostra a figura 12.

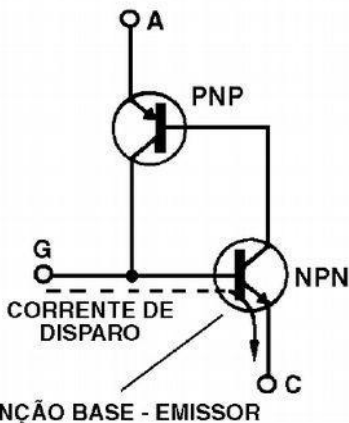


Figura 12 – A corrente de disparo

Precisamos então de uma tensão que tipicamente estará entre 0,6 V e 1,0 V para os tipos comuns, chegando em alguns casos a 2 V.

- Velocidade de operação (dV/dt e di/dt)

Quando disparamos um SCR, a tensão entre o anodo e o catodo não cai imediatamente a zero, dando assim passagem

para a corrente total. O SCR é um dispositivo relativamente lento e isso deve ser considerado no uso e na própria substituição.

Medimos a velocidade da operação de um SRC através da taxa de variação da tensão no desligamento, ou seja, a variação da tensão de anodo em cada microssegundo (dV/dt) conforme mostra o gráfico da figura 13.

Nele também mostramos que ao desligar o dispositivo a corrente não cai a zero imediatamente, mas sim numa taxa designada por di/dt .

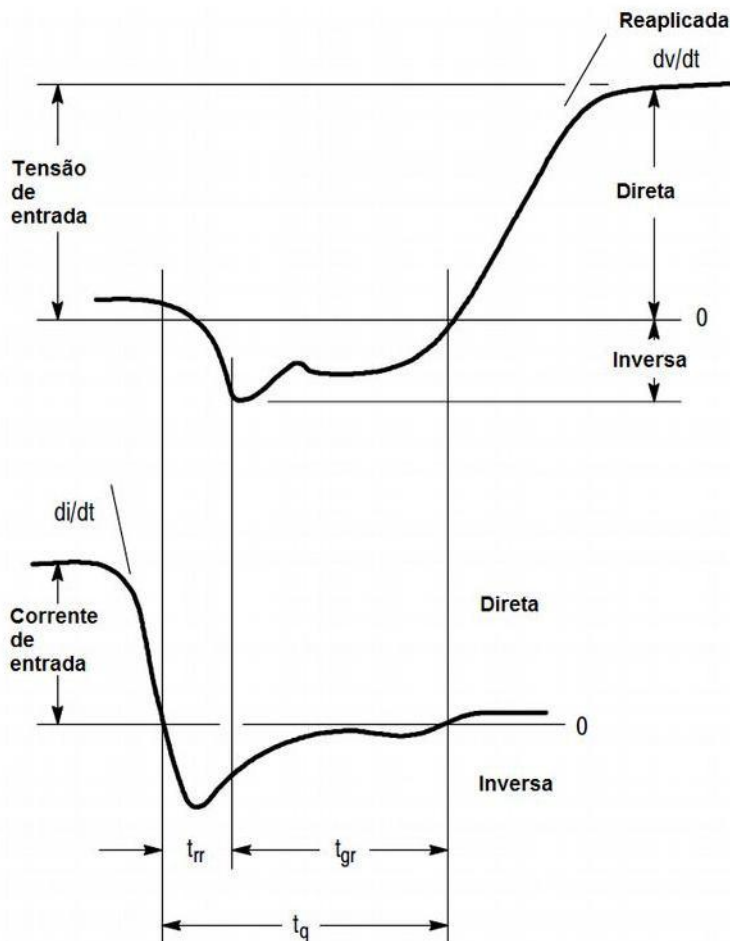


Figura 13 – As correntes e tensões no desligamento de um SCR

Em função destas especificações precisamos tomar cuidados com o uso do SCR, que vão além de obedecer os limites indicados pelos manuais.

Além delas encontramos outras que podem ser úteis quando realizamos projetos com estes componentes como: resistências térmicas, temperaturas, etc. e que são semelhantes às especificadas para outros componentes que já estudamos neste livro.

Datasheet

Sempre é importante consultar o datasheet do componente que se pretende usar para conhecer exatamente suas características e ver se são compatíveis com o que se deseja num projeto.

-6.3 – Considerações sobre o uso

Um cuidado muito importante que deve ser tomado com este tipo de componente é o de nunca tentar aplicar um pulso ou tensão de disparo negativa na comporta quando o anodo estiver negativo em relação ao catodo, conforme mostra a figura 14.

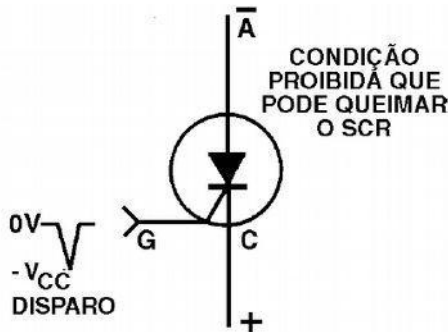


Figura 14 – Condição que pode causar dano ao SCR

Se isso ocorrer, o SCR pode queimar. Uma solução para evitar que isso aconteça, é ligar um diodo na comporta do componente, se no circuito em que ele funcionar houver a

possibilidade de ocorrer a inversão, tanto do disparo como da alimentação.

Na figura 15, mostramos como esse diodo é ligado.



Figura 15 – Usando um diodo de proteção

Para melhor aproveitamento de nossa lição será interessante dividir as aplicações do SCR em dois grupos: circuitos de corrente contínua e circuitos de corrente alternada.

Nos equipamentos eletrônicos em geral poderemos encontrar os dois tipos de circuitos e o leitor deve estar preparado para fazer sua identificação.

-6.4 - Circuitos de corrente contínua

Nos circuitos de corrente contínua, não temos muitos problemas de utilização, já que basta manter o anodo positivo em relação ao catodo.

A carga é ligada normalmente em série com o anodo, conforme mostra a figura 16.

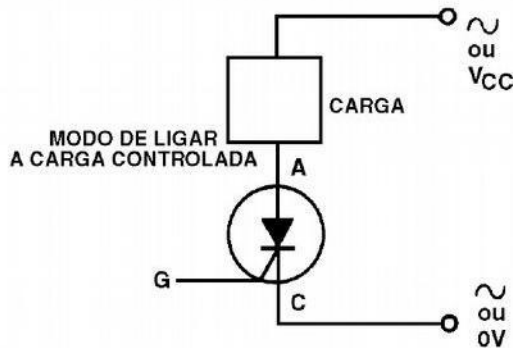


Figura 16 – Conexão normal da carga ao SCR

É possível em alguns casos ligar a carga ao catodo, conforme mostra a figura 16, no entanto, não se trata de procedimento muito interessante já que desta forma é dificultado o disparo, pois normalmente precisaremos de uma tensão que será a soma da tensão normal de disparo com a tensão que representa a queda na carga.

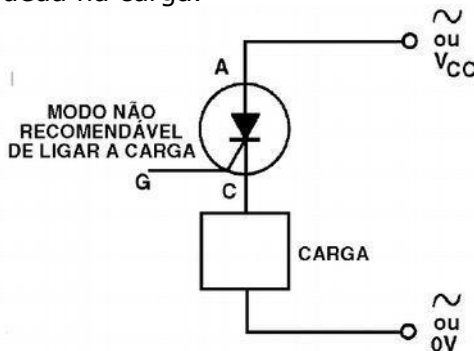


Figura 17 – Outras formas de se conectar a carga ao SCR

Se bem que o SCR possa funcionar tanto em circuitos de corrente contínua como alternada, observamos que ele conduz a corrente num único sentido.

Assim, se desejarmos um controle completo, com a condução da corrente para a carga nos dois sentidos, temos de usar dois SCRs e a conexão pode ser feita de diversas formas.

Na figura 18 temos, por exemplo, a conexão de uma carga num circuito AC usando dois SCRs.

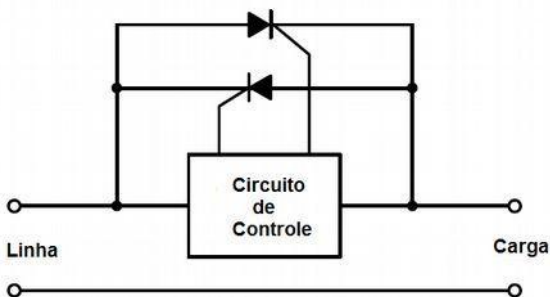


Figura 18 – Usando dois SCRs num circuito de onda completa

Na figura 19 temos o modo de se controlar uma carga em onda completa usando apenas um SCR.

Neste circuito, os diodos da ponte devem ser capazes de conduzir a corrente exigida pela carga.

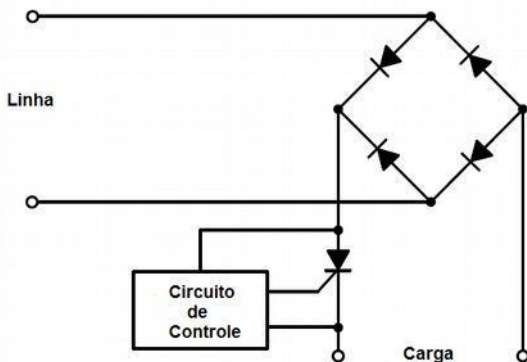


Figura 19 – Controle de onda completa com um SCR

Finalmente, na figura 20 temos um circuito em ponte, com controle de onda completa, utilizando dois diodos e dois SCRs.

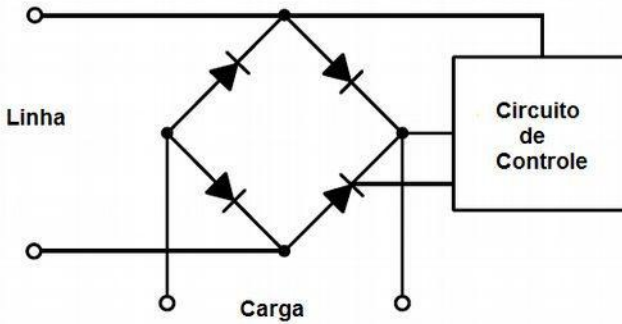


Figura 20 – Circuito com dois SCRs em ponte

Para o circuito de disparo, temos diversas opções.

Respeitando-se a corrente máxima e tensão máxima suportadas pelo SCR, para dispará-lo basta aplicar um sinal à comporta, o que pode ser feito de duas formas, conforme mostra a figura 21.

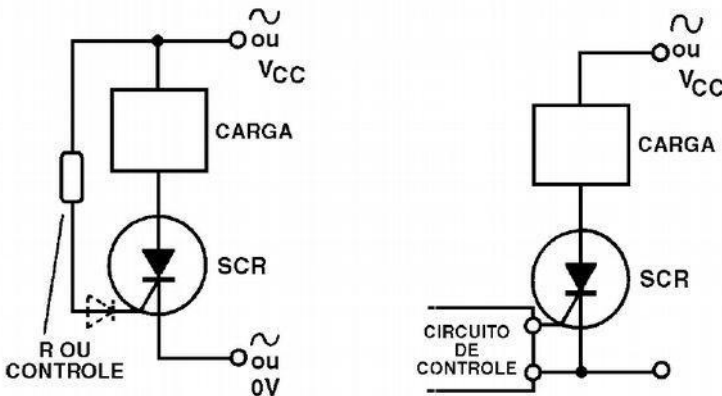


Figura 21 – Modos de disparo

Num caso a corrente é aproveitada do próprio circuito que alimenta a carga, responsável pela corrente principal. Um resistor (R) limita a intensidade da corrente de disparo.

Noutro caso, aproveitamos um circuito separado que, no entanto, tem um elemento em comum com o circuito da corrente principal, correspondendo ao catodo.

Observe que, se as correntes dos dois circuitos circulam em comum pelo catodo, os dois circuitos (carga e controle) não se interferem. Isso significa que, na prática, o circuito da carga pode ser de alta tensão, e o de controle de baixa tensão, sem que isso signifique qualquer problema.

Esta característica do SCR poder controlar cargas de alta potência a partir de sinais de baixa intensidade lembra muito o relé.

Relés de Estado Sólido

Usando SCRs e outros dispositivos de comutação, podemos obter componentes equivalentes aos relés eletromecânicos comuns, mas sem partes mecânicas (contatos móveis). São os relés de estado sólido ou solid state relays (SSR).

No entanto, se o SCR é muito menor e mais barato que o relé, ele apresenta uma séria desvantagem neste tipo de aplicação: não existe isolamento entre o circuito de controle e o circuito de carga, conforme o leitor poderá ver na figura 21.

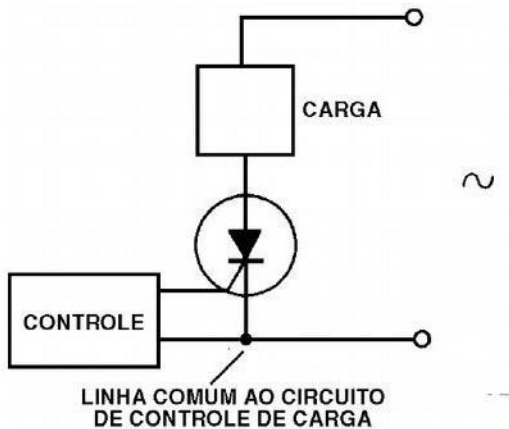


Figura 21 – Não há isolamento entre o circuito de disparo e o circuito de carga.

SSR

Nos relés de estado sólido é possível obter o isolamento completo, pois o sinal de disparo é óptico.

Para desligar o SCR neste tipo de aplicação, já que estamos operando com corrente contínua, precisamos interromper por um momento a corrente ou curto-circuitar por um momento o anodo e o catodo.

Alguns tipos de SCRs como, por exemplo, o TIC106 (Texas), exige em determinadas aplicações o uso de um resistor adicional de polarização de comporta, cujo valor estará entre 1 k e 47 k ohms, conforme poderemos observar clicando na figura 22.

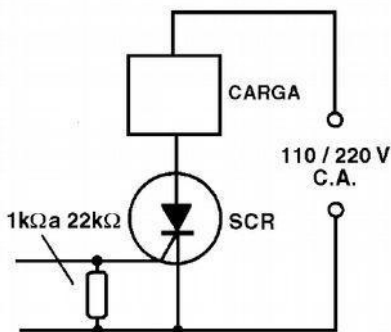


Figura 22 – O resistor de comporta

Sem este resistor, com uma tensão muito alta entre anodo e catodo, a corrente de fuga pode tornar-se suficientemente intensa para dar início ao processo de realimentação, e com isso provocar o disparo. O SCR disparará "sozinho" se este resistor não for acrescentado para desviar a corrente de fuga que circularia pela junção gate-catodo.

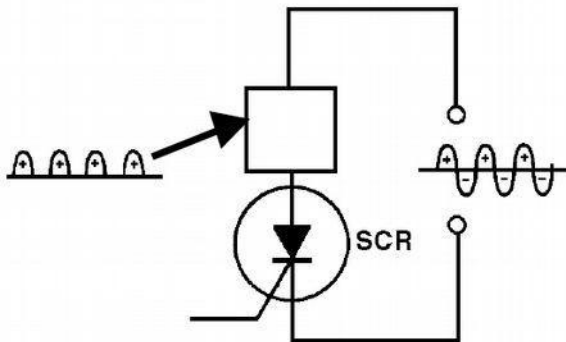
Na Prática

Os tipos de SCRs que eventualmente podem ser encontrados nos equipamentos eletrônicos comuns não possuem características muito especiais. Assim, se o leitor tiver cuidado poderá com facilidade encontrar equivalentes sem muito trabalho. Isso é importante no caso de um técnico reparador que precisa eventualmente fazer a substituição de um SCR danificado.

-6.5 - Circuitos de corrente alternada

Neste caso precisamos levar em conta dois fatos importantes: um é que a corrente alternada inverte seu sentido constantemente, enquanto que o SCR só conduz a corrente num sentido.

Se mantivermos o SCR disparado aplicando uma corrente alternada no circuito de carga, teremos somente a condução dos semiciclos positivos, conforme mostra a figura 23.



**SOMENTE OS SEMICICLOS
POSITIVOS SÃO CONDUZIDOS**

Figura 23 – Condução de metade dos semiciclos

Por outro lado, se aplicarmos um pulso de curta duração para o disparo, dependendo do instante no semiciclo da tensão que alimenta o circuito, o SCR pode disparar ou não, e em função deste disparo, podemos ter a sua condução por mais ou menos tempo, já que, obrigatoriamente quando a tensão cai a zero no final de cada semiciclo, o SCR desliga, conforme poderemos observar na figura 24.

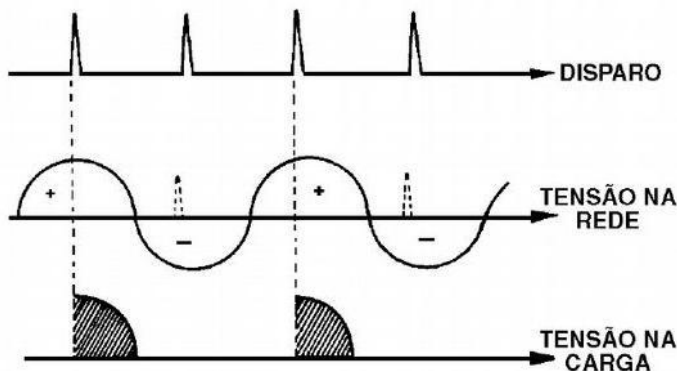


Figura 24 – Disparo num ponto qualquer de um semiciclo

Esta característica poderá ser usada numa modalidade muito importante de aplicações para os SCRs, que são os controles de potência para a rede de corrente alternada.

Vamos detalhar melhor o funcionamento do SCR numa destas aplicações partindo do circuito da figura 25 que é típico.

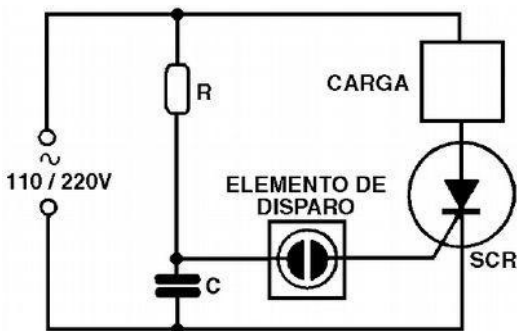


Figura 25 – SCR num controle de meia onda

A tensão de disparo do SCR é alcançada em função do tempo de carga do capacitor C através do resistor R.

Dispositivos de disparo

Existem diversos tipos de dispositivos de disparo que podem ser usados em circuitos que usam SCRs e outros tiristores, como o triac, que estudaremos no próximo item. O dispositivo representado genericamente na figura 25 é uma lâmpada neon.

Supondo que esta tensão seja alcançada logo no início do semiciclo, o SCR dispara e já conduz praticamente todo o semiciclo para a carga, que então recebe a potência máxima.

Se o valor de R for grande, a tensão de disparo só é alcançada no final do semiciclo, e quando o SCR "liga" a carga, recebe somente o "finalzinho" do semiciclo, o que corresponde a uma potência mínima, conforme o leitor poderá ver na figura 26.

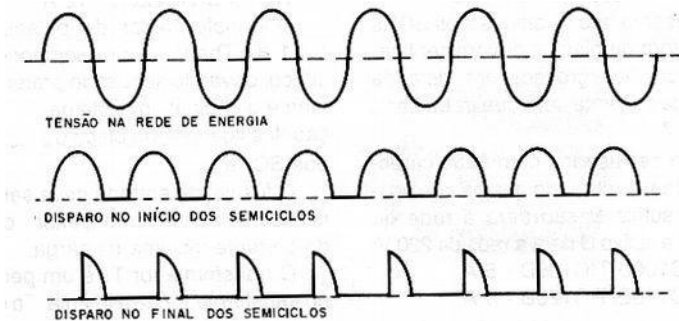


Figura 26 – Disparo no início e no final do semiciclo

Veja que, se fizermos R variável, podemos controlar a potência aplicada a uma carga.

Este tipo de controle é denominado controle linear de potência ou controle de potência por ângulo de fase.

A denominação "ângulo de fase" vem do fato de que podemos disparar o SCR em qualquer momento entre 0 e 180° de um semiciclo, para obter uma parcela de sua condução.

Na prática não conseguimos um controle total da potência de 0 a 100% do semiciclo, pois, conforme vimos, o SCR precisa esperar até que a tensão alcance de 0,6 a 2 V na sua comporta para que ele dispare, ou então a tensão de disparo do dispositivo comutador usado.

Assim, existe uma pequena “faixa morta” que deve ser considerada nas aplicações práticas.

Outro problema que ocorre é que o SCR conduz apenas metade dos semiciclos da corrente alternada da rede de energia assim, num circuito como o mostrado, a potência varia de 0 a 50%.

Usando o circuito que mostramos na figura 19 ou ainda o circuito da figura 27 podemos ter um controle de onda completa.

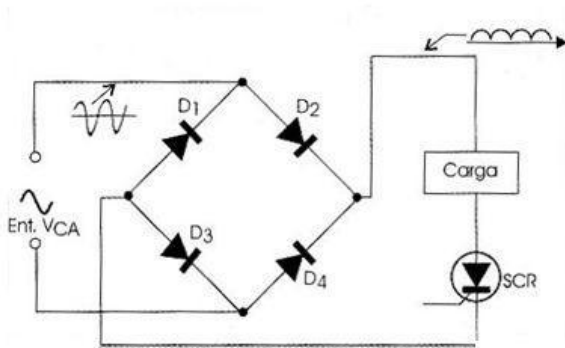


Figura 27 – Controle de onda completa com um SCR

Na figura 28 temos outra forma de obter um controle de onda completa com um SCR e uma ponte de diodos.

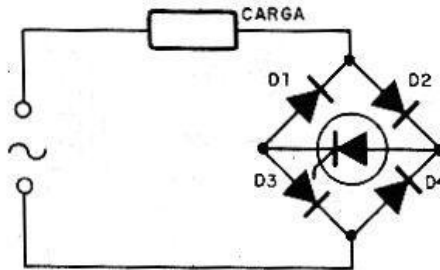


Figura 28 – Outra forma de obter o controle de onda completa com um SCR

Lembre-se de que os diodos devem ser capazes de conduzir a corrente total da carga.

Triac

Para obter um controle de onda completa sem precisar usar dois SCRs ou ainda diodos, existe um componente apropriado equivalente que conduz nos dois sentidos. É o triac que será estudado no próximo item.

Por outro lado, se mantivermos a comporta continuamente polarizada por meio de uma fonte externa, certamente o SCR ligará tão logo tenhamos pelo menos 2,0 V entre o anodo e o catodo, e assim teremos a condução dos semiciclos positivos para a carga.

Nesta aplicação o SCR funciona como espécie de interruptor ou relé, ligando e desligando uma carga a partir de correntes muito fracas.

Esta é justamente uma das aplicações importantes do SCR, como interruptor de estado sólido ou ainda como relé de estado sólido.

Cargas resistivas e indutivas

Observamos que existem cargas em que os controles de potência do tipo indicado não devem ser usados. Assim, além de cargas ôhmicas como lâmpadas incandescentes e elementos de aquecimento, podemos controlar motores, eletro-ímãs e solenóides. Não devemos controlar aparelhos eletrônicos com estes circuitos.

-6.6 - Problemas de interferências (RFI)

RFI ou Radio Frequency Interference (Interferência por Radio Freqüência) é um problema que preocupa todos os fabricantes de equipamentos eletrônicos.

Existem normas muito bem estabelecidas que determinam os limites de ruído e interferências que qualquer equipamento eletrônico pode gerar.

As empresas devem se enquadrar nessas normas se desejarem vender seus equipamentos.

O fato do SCR ser um componente comutador rápido faz com que na sua comutação sejam gerados sinais indesejáveis ou transientes que, propagando-se ou pela própria rede de alimentação ou pelo espaço, interferem em receptores de rádio e até televisores.

O espectro dos sinais gerados pelos SCRs em comutação, e outros dispositivos que estudaremos neste livro, podem chegar a 100 MHz, o que significa um considerável potencial de interferências numa grande quantidade de equipamentos de comunicações.

Rádios AM, televisores analógicos da faixa de VHF, são alguns eletro-eletrônicos bastante sensíveis às interferências causadas por SCRs.

RFI

Os leitores interessados em conhecer mais sobre RFI (Radio Frequency Interferência) ou interferência por rádio-frequência podem encontrar mais informações em nosso livro "Curso de Eletrônica – Telecomunicações – Radiocomunicações)

Desta forma, é comum que circuitos que utilizem SCRs causem interferências que precisam ser eliminadas.

Na figura 29 mostramos um filtro para estas interferências, o qual serve para evitar sua ação via rede. Ligado em série com o aparelho que usa o SCR, ele evita que as interferências geradas saiam do aparelho e se propaguem pela rede.

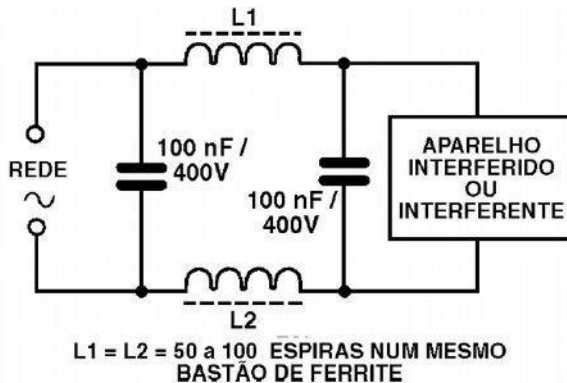


Figura 29 – Filtro simples contra RFI causada por circuitos com SCR

Uma configuração muito comum, encontrada em fontes chaveadas que utilizam não apenas SCRs como outros componentes, é a que faz uso de um transformador diferencial toroidal, conforme mostra a figura 30.

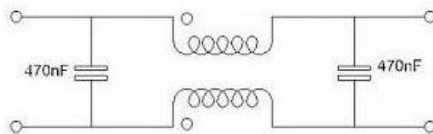


Figura 31 – Filtro com transformador em modo comum

Neste tipo de filtro os enrolamentos do transformador são feitos de tal modo que os sinais de interferência provenientes do circuito se cancelam.

Ligado em série com o aparelho interferido, o filtro evita que sinais interferentes que venham pela rede cheguem até ele. Veja que este tipo de filtro serve apenas para as interferências que se propagam pela rede de alimentação.

Nos casos em que a interferência vem pelo espaço, na forma de ondas eletromagnéticas, devemos blindar o aparelho interferente e ligar sua carcaça à terra.

-6.7 - GTO

GTO vem de Gate Turn-Off, sendo esse termo usado para designar SCRs que podem ser desligados por um sinal de comports.

Explicamos a seguir melhor como ele funciona: 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 32.

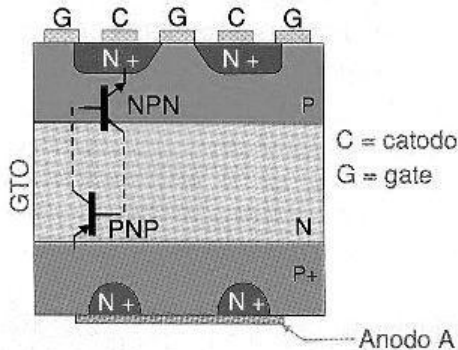


Figura 32 – A estrutura do SCR

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 33.

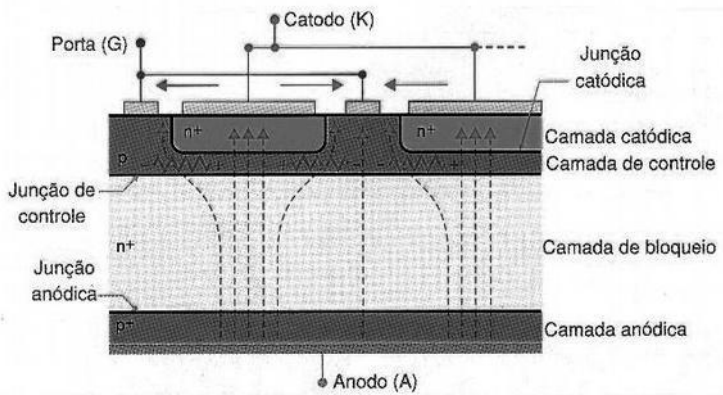


Figura 33 – Estrutura do GTO

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 curtcircuitam as regiões anódicas de modo a acelerar o desligamento.
- A tensão de ruptura inversa é muito baixa

Como se trata de um tipo especial de SCR o seu símbolo é semelhante ao do SCR comum, apenas observando-se a indicação de que ele pode ser desligado por um sinal aplicado à comporta, conforme mostra a figura 34.



- Figura 34 – Símbolo do GTO

O disparo de um GTO, assim como seu desligamento, deve ser feito com circuitos e formas de onda apropriadas.

Para disparar o GTO é preciso aplicar um sinal que tenha uma subida rápida, ou seja, um di/dt elevado.

Se o sinal for lento, apenas uma parte do dispositivo entra em condução, com uma distribuição desigual da energia e conseqüentemente do calor gerado, 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.

As especificações do GTO são semelhantes às dos SCRs comuns, apenas com a diferença de que temos uma corrente de disparo bilateral.

Termos em Inglês

Muitos dos termos em inglês deste item já são explicados no momento em que aparecem. No entanto, podemos ter alguns adicionais que merecem destaque.

Silicon – silício (não confundir com silicone que é um composto de silício)

Thyristor – tiristor (este termo foi introduzido por nós em português nos anos 60, quando os primeiros dispositivos apareceram no Brasil)

Layer – camada

Trigger – disparar,

gatilho Bridge – ponte

Load – carga

Blocking - bloqueio

Termos para pesquisa

- Tiristores
- Relés de estado sólido
- EMI (Electromagnetic Interference)
- Filtros EMI
- Dimmers
- Controles de potência

Questionário

1. O SCR pertence a que família de semicondutores?
 - a) MOSFETs
 - b) Diodos de 3 camadas
 - c) Tiristores
 - d) Transistores de junção

2. Num circuito de corrente contínua, para desligar o SCR depois de disparado, devemos:
 - a) Desligar a alimentação por um momento
 - b) A inverter o sinal de comporta
 - c) Desligar a comporta
 - d) Colocar em curto o gate com o catodo

3. Os SCRs ao serem disparados:
 - a) Conduzem a corrente em ambos os sentidos
 - b) Conduzem a corrente num único sentido
 - c) O sentido da corrente depende do modo de disparo
 - d) O sentido da corrente pode ser invertido por um sinal de gate

4. Qual é o melhor modo de se controlar uma carga por um SCR?
 - a) Ligando-a entre o anodo e o positivo da fonte
 - b) Ligando-a entre o catodo e o positivo da fonte
 - c) Ligando-a entre o gate e o positivo da fonte
 - d) Ligando-a entre o gate e o negativo da fonte

5. Em que caso corremos o risco de queimar um SCR?
 - a) Aplicando um pulso negativo à comporta quando ele está disparado
 - b) Aplicando um pulso negativo à comporta quando ele está desligado
 - c) Aplicando um pulso negativo à comporta quando o anodo está negativo em relação ao catodo
 - d) Aplicando um pulso positivo à comporta quando o anodo está negativo em relação ao catodo

Capítulo 7 - Tiristores – O Triac

No capítulo anterior estudamos o primeiro dispositivo da família dos tiristores ou diodos de quatro camadas, o SCR. Também analisamos um membro da família, o GTO que consiste num SCR que pode ser desligado pelo gate. O próximo componente a ser estudado é o Triac. Da mesma família que os SCRs ele pode ser considerado como dois SCRs unidos de modo a poder controlar a corrente nos dois sentidos. Os triacs são usados principalmente nos controles de potência e chaves de potência em circuitos de corrente alternada. Este componente pode controlar correntes intensas, sendo basicamente especificado para as tensões das redes de energia. Este capítulo terá então os seguintes itens:

[-7.1 – Estrutura do Triac](#)

[-7.2 – Invólucros](#)

[-7.3 – Especificações do Triac](#)

[- 7.4 - Quadrac](#)

[-7.5 – Interferências](#)

[-7.6 – Como usar corretamente tiristores](#)

Introdução

Conforme vimos no item anterior, uma família importante de dispositivos utilizados principalmente em controles de potência é a dos tiristores (Thyristor) ou diodos de quatro camadas.

Formados por uma estrutura em que quatro camadas de materiais semicondutores P e N são formadas, eles apresentam características de resistência negativa e de disparo muito interessantes para aplicações em controle.

Dependendo do arranjo dessas camadas de materiais semicondutores, poderemos ter diversos tipos de dispositivos que

atualmente são utilizados em aplicações práticas tanto envolvendo circuitos de corrente contínua como alternada.

Estudamos no item anterior o SCR, o primeiro da família e também o GTO que é um SCR "melhorado" que pode ser desligado pela comporta.

O dispositivo que estudaremos neste item é o segundo da série, muito utilizado no controle de equipamentos ligados à rede de energia tais como dimmers, controles de velocidade de motores, variacs, etc.

Variac

Trata-se de um dispositivo de grande utilidade na bancada de que projeta, monta ou testa equipamentos eletrônicos é o Variac. Na versão comum ele se baseia unicamente num transformador especial, mas podemos montar uma versão eletrônica com um transformador comum. Um Variac nada mais é do que um transformador dotado de um secundário variável.

Quando ligamos o primário deste transformador numa tomada da rede de energia, podemos ajustar o cursor que seleciona a tomada do secundário de modo a obter qualquer tensão.

Essa tensão pode ser usada para alimentar os equipamentos que estão em teste, desenvolvimento ou ainda precisam ser alimentados com uma tensão variável.

Os Variacs são transformadores bastante robustos podendo alimentar equipamentos com centenas de watts de consumo e normalmente são enrolados em núcleos toroidais.

-7.1 – Estrutura do Triac

O Triac, outro membro da família dos tiristores, pode ser considerado como um componente obtido pela ligação de dois SCRs em oposição, tendo em comum um eletrodo de disparo (gate), conforme o leitor na figura 1.

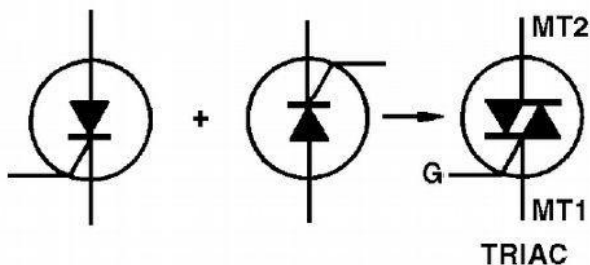


Figura 1 – Dois SCRs em oposição podem ter suas funções reunidas num dispositivo único, o triac

É claro que, no processo de fabricação, os dois dispositivos são obtidos de uma única pastilha de silício, conforme mostra a figura 2.

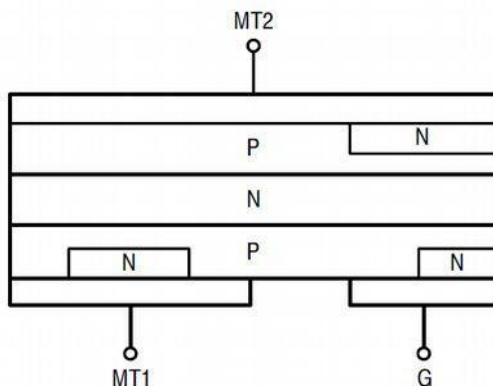


Figura 2 – Estrutura do Triac

Cada um dos "SCRs" que formam o Triac já tem o seu funcionamento conhecido, de modo que podemos imaginar este componente como alguma coisa como uma "chave bilateral", que conduz a corrente nos dois sentidos, portanto, e que pode ser disparada por um sinal aplicado ao seu elemento de comporta.

Observe que o Triac tem dois terminais principais: MT1 e MT2 e um terminal de comporta.

A curva característica do triac é mostrada na figura 3. Observe que ela equivale a dois SCRs em oposição com a característica do primeiro quadrante "rebatida" para o terceiro.

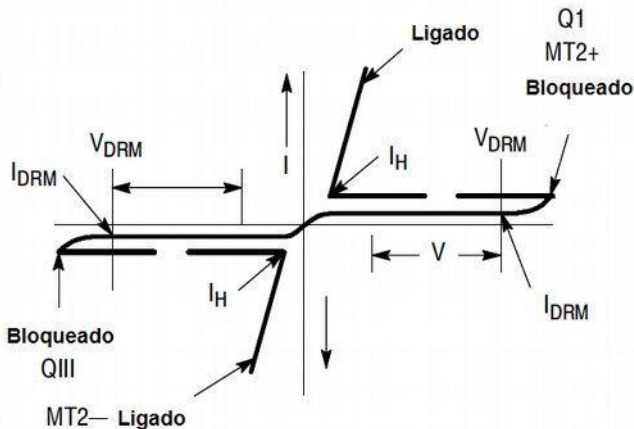


Figura 3 – Curva característica do triac

O significado das diversas tensões e correntes que aparecem neste gráfico será explicado no item "especificações".

O TRIAC é usado em circuitos de corrente alternada (apenas) ligado em série com a carga, conforme será possível ver na figura 4.

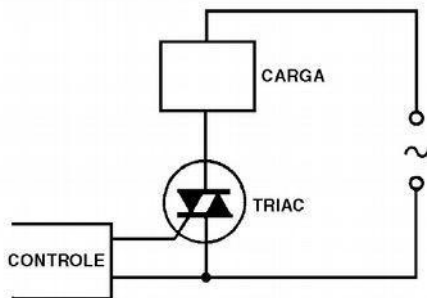


Figura 4 – O Triac no controle de uma carga alimentada pela rede de energia

Para dispará-lo devemos aplicar uma tensão positiva ou negativa em sua comporta, o que permite fazer seu disparo nos circuitos de corrente alternada em qualquer dos semiciclos.

A tensão de disparo para este componente é da ordem de 2 V, e correntes típicas na faixa dos 10 mA aos 200 mA são encontradas, dependendo da potência do componente.

Os Triacs podem ser disparados de 4 modos diferentes, o que deve ser observado nas suas aplicações:

Modo I+: nesta modalidade o terminal MT2 estará positivo em relação a MT1, e a corrente de comporta tem sentido tal, que entra no componente, ou seja, *Gate* positiva.

Modo I-: nesta modalidade o terminal MT2 é positivo em relação a MT1, e a corrente de gate sai do componente, ou seja, temos uma comporta polarizada negativamente.

Modo III+: nesta modalidade o terminal MT2 está negativo em relação a MT1 e a comporta positiva, ou seja, com a corrente entrando no componente.

Modo III-: nesta modalidade em que temos o terminal MT2 negativo em relação ao MT1 e aplicamos um pulso negativo ao terminal de disparo.

Na figura 5 temos os modos de disparo do Triac.

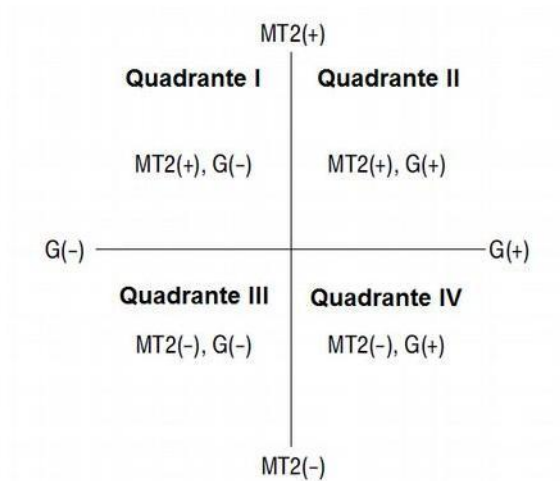


Figura 5 – Modos de disparo do triac

Nas modalidades I+ e III- obtemos maior sensibilidade ao disparo para o Triac do que nas outras modalidades.

Na Prática

Aparelhos que podem fazer uso de Triacs e SCRs são os estabilizadores de tensão e os No-breaks. Os circuitos de controle desses aparelhos, por trabalharem diretamente com a energia da rede de alimentação, eventualmente usam configurações que fazem uso de SCRs e Triacs no seu controle. Dimmers, controles de velocidade de motores e de muitos eletrodomésticos utilizam esses componentes.

-7.2 – Invólucros

Os Triacs são obtidos nos mesmos invólucros dos SCRs, transistores de potência e MOSFETs. Em alguns casos fica difícil

saber do que se trata, se é mesmo um Triac somente observando os códigos.

A Texas Instruments, por exemplo, tem uma série de SCRs e Triacs que recebem a denominação "TIP" e têm todos os mesmos invólucros. O ideal é consultar o datasheet.

Na figura 6 temos invólucros comuns para Triacs.



Figura 6 – Triacs comuns

Como esses dispositivos são utilizados em controles de potência que operam com correntes elevadas, todos são dotados de recursos para montagem em dissipadores de calor.

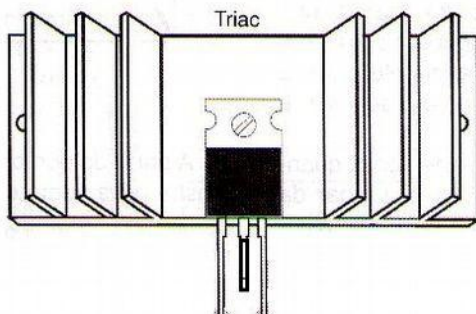


Figura 7 – Montagem de um triac num dissipador de calor

Dissipadores

Mais adiante teremos um item especialmente dedicado aos dissipadores de calor.

-7.3 – Especificações do Triac

Da mesma maneira que no caso dos SCRs, precisamos conhecer as principais especificações dos Triacs para poder usá-los convenientemente.

Os limites devem ser respeitados para que o componente não venha a queimar-se.

As principais especificações que devemos observar para os Triacs são:

- Tensão máxima de trabalho (VDRM)

Esta característica refere-se à máxima tensão que pode aparecer entre os terminais de um TRIAC quando ele se encontra desligado. Para os tipos comuns ela pode variar entre 50 ou 100 V até mais de 1 000 V.

Podemos especificar esta tensão também em termos de pico, para pulsos de curta duração, de modo que nos manuais aparecem as condições em que o valor é válido.

Para a maioria dos casos, entretanto, o valor refere-se ao pico de uma tensão senoidal, já que a principal aplicação do componente é justamente em circuitos ligado à rede local.

- Corrente máxima IT(RMS)

Veja que o valor indicado já tem a especificação de que se trata de uma corrente rms, ou seja, o valor eficaz da corrente alternada, já que o componente normalmente operará em circuitos de corrente alternada.

- Corrente de disparo IGT

Temos aqui a indicação da sensibilidade do comportamento ao disparo, sendo esta corrente especificada em termos de miliampères.

É importante também saber a intensidade máxima da corrente que podemos aplicar na comporta (gate) do TRIAC sem perigo de estragá-lo, já que em muitas aplicações são usados dispositivos especiais para esta finalidade.

Aprenda mais

Os leitores que pretendem ir além e se tornarem técnicos de computadores precisarão contar com manuais de características de componentes, por exemplo, os SCRs e Triacs, ou ainda o acesso a estas informações via Internet ou outra maneira. Isso lhes permitirá encontrar equivalentes para um componente caso o original não possa ser obtido ao se tentar uma reparação.

7.3.1 - Circuitos práticos

O Triac é um dispositivo indicado para operação direta na rede de corrente alternada. Nas aplicações básicas, a carga é ligada em série com o componente do lado de MT2 (terminal principal 2), conforme mostramos na figura 8.

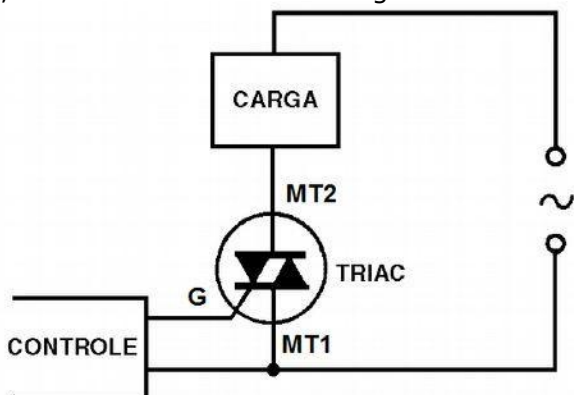


Figura 8 – Conexão do triac a uma carga

Se o componente for usado com cargas indutivas, devemos acrescentar em paralelo ao circuito um resistor tipicamente de 100 ohms e um capacitor tipicamente de 100 nF.

Este circuito forma um snubber, que já mostramos como usar no caso dos SCRs. Na figura 9 mostramos este circuito.

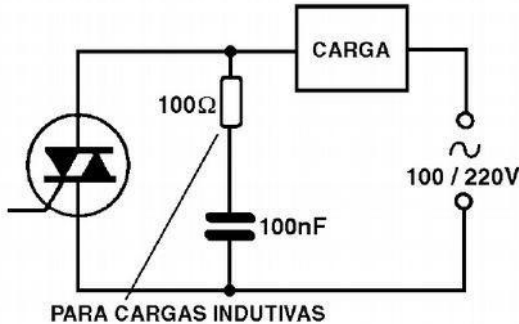


Figura 9 – Usando um snubber

A finalidade destes componentes é evitar que o defasamento da corrente que ocorre com cargas fortemente indutivas (enrolamento de um motor, por exemplo) afete o funcionamento do sistema de controle. Na figura 10 temos um simples interruptor de potência usando um triac.

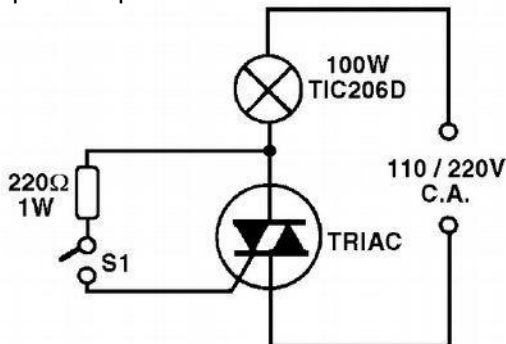


Figura 10 – Interruptor de potência usando um triac

Quando o interruptor S1 é fechado, temos a corrente de disparo que “liga” o TRIAC nos dois semiciclos da corrente alternada e que são conduzidos, alimentando assim o circuito de carga.

No entanto, nas aplicações que envolvem a variação da potência aplicada a uma carga, como vimos no caso de SCRs, devemos usar circuitos adicionais que gerem pulsos curtos de disparo.

Estes pulsos serão produzidos no início ou no final do semiciclo, conforme desejemos aplicar maior ou menor potência à carga, conforme mostra a figura 11.

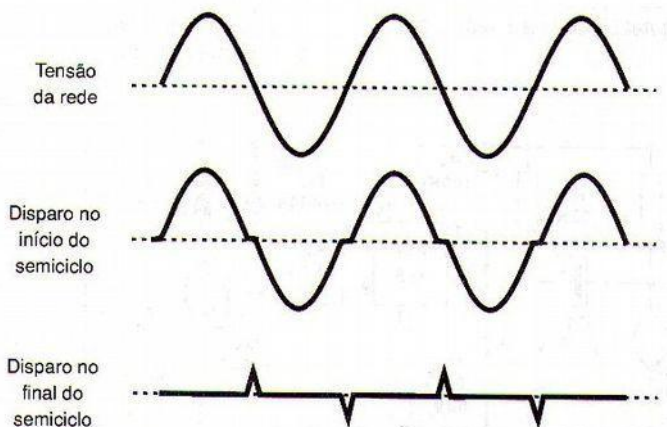


Figura 11 – Disparo no início e final do semiciclo

Veja que o princípio de funcionamento é o mesmo dos controles de potência com SCR que vimos no item anterior, com a diferença de que obtemos um controle de onda completa.

Chegamos então ao interessante circuito de controle de potência do “dimmer” para uma lâmpada comum, visto na figura 12, e que funciona da seguinte forma:

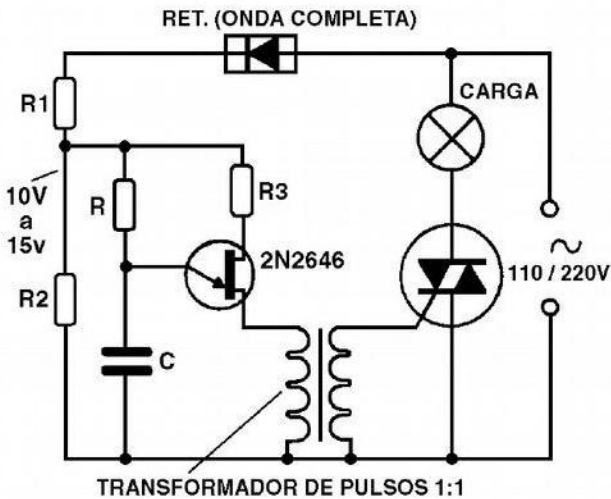


Figura 12 – Um controle de potência com triac e unijunção

Obs.: o retificador de onda completa nada mais é do que uma ponte de diodos que, no caso, por controlar apenas o circuito de disparo, pode ser de corrente muito baixa (algumas dezenas de miliampères ou pouco mais)

Quando tem início um semiciclo da tensão de alimentação alternada, o capacitor C carrega-se através do resistor, até ser atingido o ponto de disparo do transistor unijunção.

Quando o transistor unijunção dispara, temos a descarga rápida do capacitor C através do enrolamento primário do transformador de pulsos usado no disparo. Este transformador, normalmente tem uma relação de espiras de 1 para 1 entre os elementos pois sua finalidade é apenas isolar o circuito de disparo do circuito do triac.

Com o pulso no primário do pequeno transformador, temos o aparecimento no secundário de um pulso de curta

duração de grande intensidade, que é suficiente para disparar o triac.

Pela variação do valor de R podemos obter o pulso de disparo em qualquer ponto dos dois semiciclos da corrente alternada, e assim aplicar qualquer potência na carga, pois dispararemos o componente em diversos ângulos de fase, conforme mostra a figura 13.

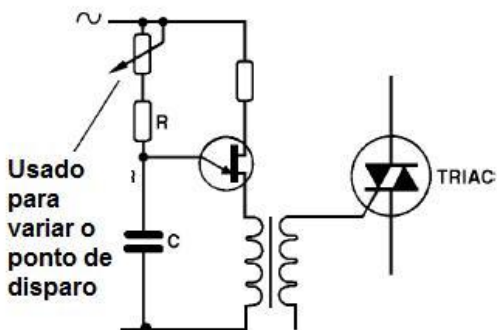


Figura 13 – Um potenciômetro muda o ponto de disparo

Transistor unijunção

O funcionamento do transistor unijunção é estudado no Curso de Eletrônica – Eletrônica Básica – Volume 1.

Podemos elaborar um controle de potência mais simples usando um elemento de disparo que estudaremos no próximo item que é o diac.

O que este elemento faz é simples produzir um pulso de disparo para o triac quando a tensão atinge um certo valor. Com suas características de disparo rápido ele dispara melhor SCRs e Triacs, conforme veremos e assim temos um controle mais eficiente.

O circuito deste controle é mostrado na figura 14 e ele funciona de modo semelhante ao anterior: o diac produz pulsos em instantes que dependem do ângulo de fase ajustado em P1.

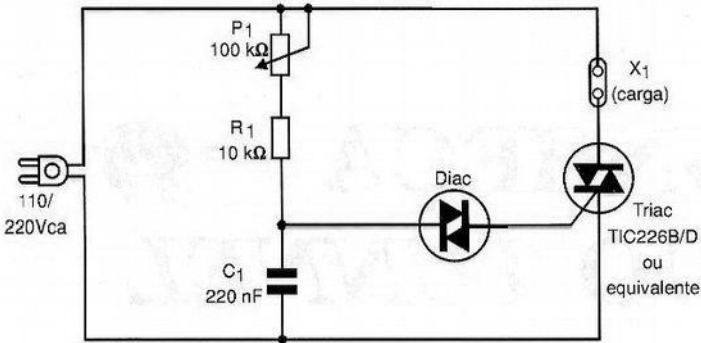


Figura 14 – Outro controle de fase com triac

7.4 - Quadrac

Os quadrac são dispositivos da família dos tiristores que consistem num Triac e num Diac num mesmo invólucro, conforme mostra a figura 15.

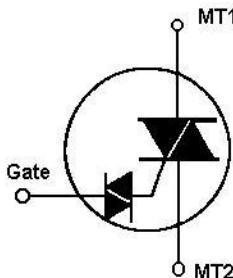


Figura 15 – O quadrac

Com a utilização de um diac a tensão de disparo eleva-se e se obtém pulsos de maior intensidade para essa finalidade, o que melhora as características de comutação do triac.

Em lugar de disparar com apenas 1 ou 2 V o que ocorre com um triac, podemos fazer o disparo com tensões maiores, da ordem de 20 a 35 V, o que possibilita uma melhor característica de controle de potência.

Os quadrac são usados justamente em controles de potência a partir da rede de energia como chuveiros, dimmers, controles de motores, etc. Na figura 16 temos um circuito típico de um controle de potência usando um quadrac.

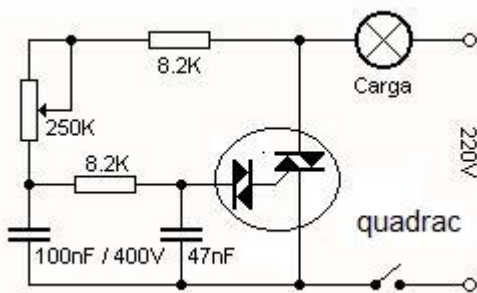


Figura 16 – Controle de potência com quadrac

É importante observar que os triacs e quadrac são usados como controles de potência para motores e dimmers.

No entanto, como dimmers eles servem apenas para lâmpadas incandescentes que estão deixando de ser usadas. Alguns circuitos com LEDs admitem o uso deste tipo de controle, se bem que uma parte deles já possui incorporado o recurso do controle.

Controles de potência

São muitos comuns atualmente e existem outras configurações possíveis, muitas delas sofisticadas como uso de microcontroladores

-7.5 – Interferências

O comportamento do triac como dispositivo de comutação rápida é o mesmo dos SCRs, assim uma grande quantidade de harmônicas é gerada quando ele funciona.

Estas harmônicas, que se estendem até a faixa de algumas dezenas de megahertz, podem interferir em equipamentos de comunicações como rádios, televisores analógicos da faixa de VHF e muito mais.

As interferências podem ser propagar pelo espaço na forma de ondas eletromagnéticas, caso em que os equipamentos interferentes ou interferidos devem ser blindados, ou pela linha de alimentação.

Para o caso da linha de alimentação são válidos os mesmos filtros que estudamos no capítulo anterior quando tratamos dos SCRs.

-7.6 – Como usar corretamente tiristores

O que veremos a seguir vale tanto para os triacs como para os SCRs que estudamos no capítulo anterior.

Triacs, SCRs e outros dispositivos de potência da família dos tiristores são bastante robustos para suportar diversos tipos de sobrecargas e até mesmo transientes, mas existe um limite para isso.

Se não forem usados corretamente, até mesmo coisas pequenas que ocorram num circuito poderá ter conseqüências graves.

Veremos a seguir diversas sugestões para se utilizar corretamente esses componentes em aplicações que envolva o controle de potências elevadas.

Os SCRs são componentes que conduzem a corrente num único sentido, apresentando uma curva característica conforme mostrado na figura 17 e que já estudamos no item anterior.

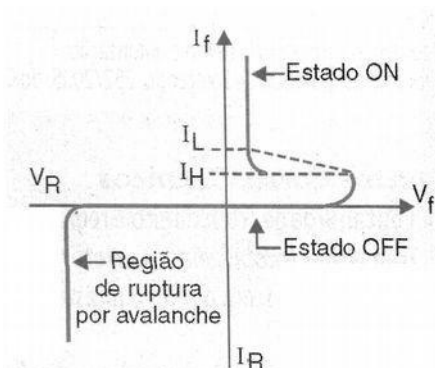


Figura 17 – Curva característica do SCR

Lembramos que o SCR é disparado quando a comporta (g) se torna positiva em relação ao catodo, causando assim a circulação de uma corrente por esse eletrodo.

Quando a tensão no catodo atinge o valor V_{gt} , a corrente de comporta até um valor limiar denominado I_{gt} por um intervalo muito curto de tempo, conhecido como tempo de ligamento controlado pela comporta.

7.6.1 - No Disparo

Quando a corrente de carga atinge o valor da corrente de travamento (latching = I_L) o SCR pode se manter em condução, mesmo depois que a tensão de comporta seja removida. O SCR será travado no estado ON (ligado).

Nos manuais dos SCRs, V_{gt} , I_{gt} e I_L são especificados para uma temperatura ambiente de 25° C. Esses parâmetros aumentam com baixas temperaturas, o que significa que o circuito de disparo deve levar em conta esses fatores, compensando-os

Para usar corretamente um SCR, levando em conta esse fato tenha em mente que:

Para ligar um SCR (e também um TRIAC), a corrente de comporta I_{gt} deve ser aplicada durante um tempo suficientemente longo para que a corrente I_L atinja o valor I_L . Essa condição deve ocorrer em toda a faixa de temperaturas do dispositivo na aplicação

SCRs muito sensíveis como o BT150, C106, MCR106 e outros podem tender a disparar pela corrente de fuga entre o anodo e catodo, principalmente em temperaturas mais elevadas, ou quando são alimentados por tensões mais altas.

Para se evitar que isso ocorra, pode-se adotar uma das seguintes soluções:

Manter o Tiristor na temperatura apropriada, que segundo as especificações isso não ocorre.

Reduzir a sensibilidade da comporta do tiristor usando um resistor entre a comporta e o catodo, conforme mostra a figura 18. Esse resistor pode ter valores entre 1 k e 47 k ohms tipicamente, dependendo do tiristor considerado.

Se não for possível utilizar um SCR menos sensível ou reduzir a sensibilidade, aplique uma pequena tensão de polarização inversa à comporta do tiristor durante os períodos em que ele está desligado. Isso tem por efeito aumentar I_L e com isso evitar o disparo com a fuga entre anodo e catodo.

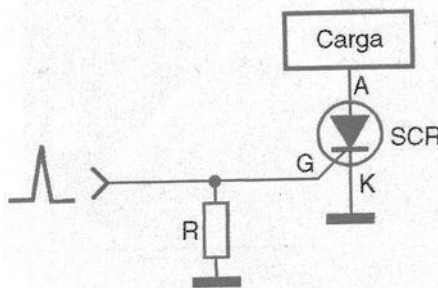


Figura 18 – Reduzindo a sensibilidade do gate com um resistor

7.6.2 - No desligamento

Para desligar um tiristor, a corrente de carga deve ser reduzida a um valor abaixo da corrente de manutenção (holding current = HL), isso por um intervalo de tempo suficiente para permitir que os portadores de carga deixem a junção.

Nos circuitos de corrente contínua isso é conseguido por uma "comutação forçada", enquanto que nos circuitos de corrente alternada, ocorre automaticamente na passagem por zero.

A comutação forçada ocorre quando o circuito de carga tem elementos que causem uma redução momentânea da corrente até o ponto em que o tiristor precisa para desligar.

Se a corrente através do tiristor não for mantida num valor menor que I_H o suficiente, ele não volta completamente ao estado de bloqueio e com isso ele não desliga. Se o tempo for o suficiente ele desliga e um novo disparo só pode ser feito aplicando-se uma tensão na comporta.

Também nesse caso I_L é especificado para temperatura ambiente, tendo seu valor reduzido com o aumento da temperatura. Como regra para se usar um tiristor levando em consideração o que vimos tenha em mente que:

Para desligar um Tiristor, a corrente de carga deve ser reduzida a um valor inferior a I_H por um tempo suficientemente longo para permitir o seu retorno ao estado de bloqueio. Essa condição deve ocorrer em toda a faixa de temperaturas do dispositivo na aplicação visada.

7.6.3 - Triacs

Estudamos em detalhes todo o funcionamento do Triac neste item, de modo que não precisamos repeti-lo.

Lembramos então os modos de disparo tanto por correntes positivas como negativas fluindo entre a comporta e MT1.

As regras para a tensão de comporta V_{gt} , Corrente de comporta I_{gt} e Corrente de carga (I_L) são as mesmas que vimos

para os SCRs. Com isso, é possível disparar o Tiac em quatro quadrantes, conforme já estudamos.

Quando a comporta é controlada por um circuito de corrente contínua ou unipolar, no ponto de cruzamento da corrente de carga, o disparo pela corrente negativa de comporta é preferível, pelos seguintes motivos que se seguem.

A construção interna do triac leva a uma estrutura em que a comporta está mais longe da região principal de portadores de corrente quando operando no terceiro quadrante e isso resulta em:

1. Maior corrente de pico I_{gt} é exigida para o disparo.
2. Maior retardo entre I_g e o início da circulação da corrente pela carga. Isso faz com que pulsos mais longos de I_g sejam necessários ao disparo.
3. Menor capacidade dI/dt (taxa de crescimento da corrente). Com isso, ao se controlar correntes muito intensas temos uma corrente muito maior concentradas em pequenas áreas do chip, podendo causar sua queima progressiva. Isso ocorre, por exemplo, quando o componente controla cargas com elevada corrente inicial, tais como lâmpadas incandescentes.

Nos controles de potência comuns ligados à rede de energia como dimmers, ou controles de motores, as polaridades da comporta e MT2 são sempre as mesmas. Isso significa que o dispositivo opera sempre no primeiro e terceiro quadrantes.

Nessa modalidade de operação temos uma operação simétrica do TRIAC, onde a sensibilidade ao disparo é maior. O leitor deve então ter em mente que:

Quando projetando um circuito de disparo, evite disparar no terceiro quadrante sempre que possível.

7.6.4 - Métodos Alternativos de Disparo

Existem casos em que o disparo do triac pode ocorrer de forma indesejável.

Em alguns casos esse disparo pode levar à destruição do componente.

Analise os principais casos em que isso pode ocorrer e como evitá-los.

a) Sinal de Gate Ruidoso

Nos ambientes em que existam muitos ruídos, pode ocorrer o disparo indevido do Triac, se esse ruído levar a tensão de gate a um valor maior do que V_{gt} e com isso corrente suficiente circular para dar início ao estado regenerativo de disparo.

Uma primeira proteção consiste em se manter as conexões de comporta as mais curtas possíveis de modo a minimizar a possibilidade de captação dos ruídos.

Nos casos em que isso não for possível, use par trançado ou mesmo fio blindado para fazer a conexão de comporta do componente.

Uma imunidade adicional pode ser obtida com a redução da sensibilidade de comporta do triac, o que é conseguido com a conexão de um resistor de 1 k ohms a 47 ohms entre esse eletrodo e MT1.

Temos ainda a possibilidade de desacoplar a comporta, com a ligação de um capacitor de 10 nF entre esse eletrodo e MT1 de modo a desviar para a terra os pulsos de ruído.

Finalmente, existe ainda a alternativa de se utilizar componentes que sejam especialmente projetados para proporcionar uma imunidade aos ruídos.

Diversos fabricantes possuem linhas de Triacs especialmente projetados para essa finalidade.

Assim, ao projetar um circuito com um Triac que deva operar num ambiente ruidoso, o leitor deve levar em consideração que:

Para minimizar a captação de ruídos mantenha curtas as conexões de comporta. Tome o retorno do sinal de disparo diretamente de MT1 ou catodo. Se o cabo de disparo tiver de ser longo use par trançado ou fio blindado. Eventualmente pense em reduzir a sensibilidade com um resistor e adicionar um capacitor de desacoplamento.

b) Problemas com Alta Velocidade de Disparo

Se a taxa máxima de variação da tensão de comutação (dV_{com}/dt) for excedida, o que ocorre quando cargas altamente indutivas forem controladas, pode ocorrer uma defasagem considerável entre a corrente e a tensão na carga, conforme mostra a figura 19.

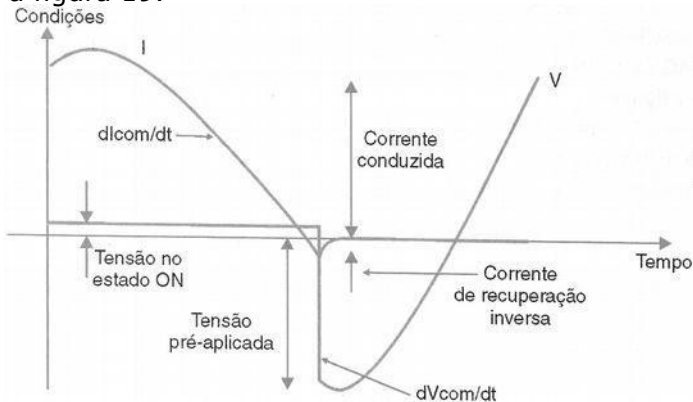


Figura 19 – Problemas de defasagem

Quando o Triac comuta à medida que a corrente de carga passa por zero, a tensão não será zero, dado o deslocamento de fase mostrado na figura. Isso significa que o Triac tem de bloquear essa tensão.

A variação tensão de comutação resultante pode forçar o triac de volta à condução, se ela exceder a capacidade de

dV_{com}/dt do componente. Isso ocorre, porque os portadores de carga não tiveram tempo suficiente para deixar a junção.

A capacidade dV_{com}/dt é afetada por dois fatores:

Taxa de queda da corrente na carga na comutação, dI_{com}/dt . Tanto maior for dI_{com}/dt , mais baixa será a capacidade dV_{com}/dt .

Uma temperatura de junção mais elevada baixa a capacidade dV_{com}/dt .

Se o dV_{com}/dt do triac for ultrapassado, pode ocorrer o disparo falso. Uma possibilidade consiste no uso de um snubber RC, conforme mostra a figura 20.

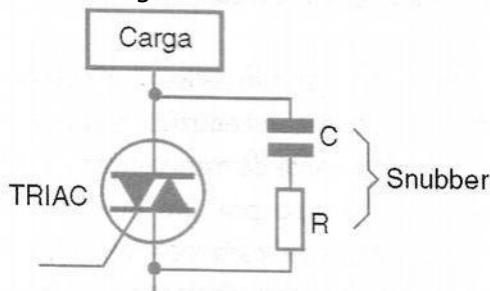


Figura 20 – Conexão do snubber em paralelo com o triac

Snubbers

Os leitores devem ter percebido pela sua frequência, a importância dos snubbers nos circuitos de comutação.

Para esse snubber, valores típicos de R estão entre 100 e 330 ohms enquanto que para C o valor mais recomendado é 100 nF. Veja que o resistor nunca deve estar ausente, pois sem ele, a carga seria amortecida pelo capacitor, causando oscilações capazes de levar o circuito a instabilidade.

c) dI_{com}/dt máximos excedidos

Uma taxa de crescimento da corrente dI_{com}/dt na comutação da corrente de carga maior do que a suportada pelo componente (assumindo um sinal senoidal), ou não senoidal, pode causar problemas de comutação.

O caso mais comum de forma e onda senoidal é quando o triac controla cargas indutivas.

A falha de comutação pode ocorrer pela contra-FEM gerada na carga indutiva, quando a corrente no triac se reduz rapidamente a zero, conforme mostra a figura 21.

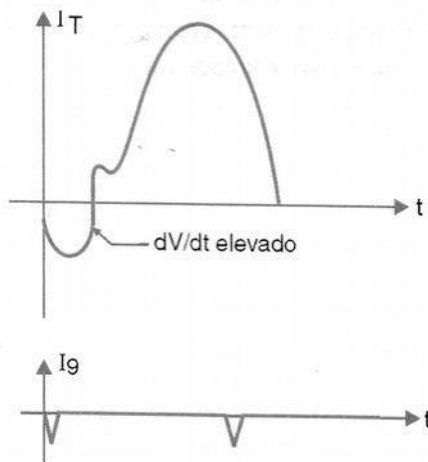


Figura 21 – Falha de comutação

Nessa condição de corrente zero no triac, a corrente da carga pode circular livremente num circuito fechado pela ponte retificadora.

Cargas desse tipo podem gerar transições rápidas de corrente dI_{com}/dt não suportada mesmo em operação relativamente lenta em circuitos de 60 Hz.

Nesse caso, um snubber não terá muito efeito sobre o circuito porque o problema não vem com a taxa de crescimento de tensão dV_{com}/dt .

A solução consiste em se limitar a dI_{com}/dt com a conexão de um pequeno indutor, de alguns mH em série com a carga.

Outra possibilidade consiste em se usar um triac que seja projetado especificamente para esse tipo de aplicação.

d) **Excedendo a taxa máxima de mudança de tensão do estado off dV_d/dt**

Se uma tensão que varie muito rapidamente for aplicada a um triac no estado de não condução (ou qualquer tiristor sensível), sem exceder V_{drm} , conforme mostra a figura 22, uma corrente capacitiva interna pode gerar uma corrente de gate suficientemente intensa para disparar o dispositivo.

A susceptibilidade a esse problema aumenta com a temperatura.

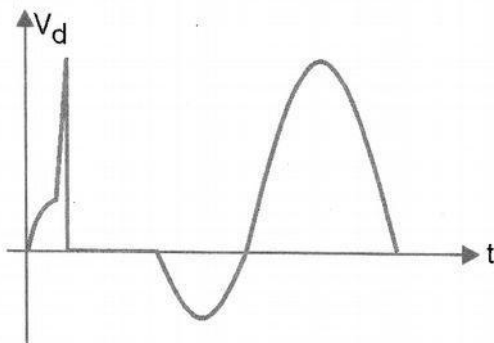


Figura 22 – problema com corrente capacitiva

Nesse caso, dV_d/dt pode ser limitada por um snubber RC ligado entre MT1 e MT2.

Tudo isso significa que o projetista ao trabalhar com esse componente deve ter em mente que:

Onde variações rápidas de tensão causem problema de disparo errático, um snubber deve ser ligado entre MT1 e MT2.

Onde variações rápidas de corrente são a causa do problema, deve-se agregar em série com a carga um indutor de alguns mH.

Como alternativa pode-se utilizar um triac especialmente projetado para a aplicação

e) **Ultrapassando V_{drm}**

V_{drm} é a tensão de pico máxima repetitiva que o triac suporta no estado de não condução. Essa tensão pode superar o valor máximo suportado pelo componente em MT2 na presença de transientes na alimentação.

Com isso as fugas entre MT2 e MT1 podem alcançar o ponto em que o Triac dispara espontaneamente, conforme mostra a figura 23.

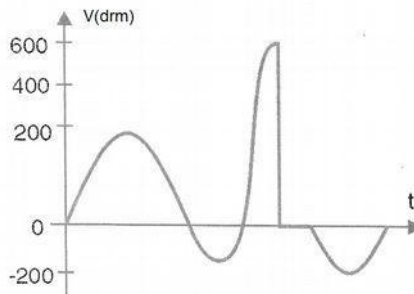


Figura 23 – Ultrapassando V_{drm}

Se a carga permitir a circulação de uma corrente intensa pelos poucos milissegundos em que isso ocorre, uma corrente localizada numa pequena área do chip pode circular, causando a destruição do componente.

Lâmpadas incandescentes, circuitos de proteção "crowbar", cargas altamente capacitivas são alguns tipos de cargas que podem causar esse problema.

Uma possibilidade para se proteger o componente consiste em se limitar a rápida taxa de crescimento da corrente que circula através do componente nessas condições. Isso pode ser conseguido pela conexão em série de um indutor de núcleo de ar (não saturável) de alguns mH.

Se essa solução não puder ser adotada, uma possibilidade seria a utilização de uma proteção adicional contra transientes no circuito.

Isso pode ser conseguido com varistor de óxido metálico (MOV) em paralelo com a alimentação do circuito e em seguida a pequena indutância em série com a carga.

MOVs

Os MOVs, SIOVs ou varistores são componentes de proteção estudados no nosso volume Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – Lição 9

Segundo muitos fabricantes, existem dúvidas quanto a confiabilidade de circuitos que utilizam MOVs ligados em paralelo com a rede de energia, já que eles estão sujeitos à deriva térmica, mesmo em temperaturas ambiente, causando assim falhas catastróficas. Isso ocorre porque a tensão de operação desses dispositivos tem um coeficiente negativo de temperatura.

Assim, se é recomendado um componente de 275 Vrms para operação na rede de 230 V o risco de falha é mínimo.

As falhas ocorrem principalmente se um MOV de 250 V for usado na rede de 230 V. Para esses casos o leitor deve então ter em mente que:

Se a tensão V_{drm} de um Triac pode ser ultrapassada na presença de transientes mais fortes da rede de energia use uma das medidas de proteção indicadas: reduza a taxa de crescimento da corrente com um indutor em série com a carga ou então proteja o circuito com um varistor (MOV).

7.6.4 - Tempo di/dt de Disparo

Quando um triac ou outro tiristor é disparado corretamente via gate, a condução começa no chip na área imediatamente adjacente a comporta, espalhando-se rapidamente por toda a área ativa.

O tempo para que essa corrente demora para se espalhar impõe limites para a taxa máxima de crescimento da corrente numa carga.

Se a corrente de carga aumentar muito rápido antes que a área de condução total for atingida, pontos de sobreaquecimento no chip podem ocorrer.

Esses pontos tanto podem causar a imediatamente destruição do dispositivo como uma degradação gradual, com uma redução progressiva da sensibilidade de comporta.

Por esse motivo, ao usar um Triac tenha em mente que:

Mantendo segura a corrente de disparo a integridade do Triac é preservada.

Exemplos de cargas que têm corrente de condução inicial elevadas são as lâmpadas incandescentes. A resistência de um filamento frio é muito menor do que a resistência nominal.

Usando um triac para controlar um dispositivo como esse, percebe-se que di/dt está no seu ponto máximo, no pico da tensão da rede de energia.

Esse problema pode ser corrigido com a redução da taxa de crescimento da corrente com o acréscimo de um pequeno indutor (alguns mH) em série com a carga. O indutor escolhido, não deve ser do tipo saturável.

Outra possibilidade consiste na ligação de um NTC (Negative Coefficient Temperature) ou termistor em série com a carga.

No entanto, a solução mais "elegante" para o problema consiste em se utilizar circuitos de disparo que operem pela passagem por zero do ciclo da tensão de alimentação. Isso significa que a condução sempre começa no ponto de mínimo.

O leitor deve então lembrar que:

Se a taxa de crescimento da corrente no disparo for muito alta, colocando em risco a integridade do componente, use um indutor em série ou um NTC.

Outra solução consiste em se adotar um circuito de disparo por passagem por zero, para cargas resistivas.

7.6.5 - Desligamento

Como os triacs são usados em circuitos de corrente alternada, eles naturalmente comutam no final de cada semi-ciclo da tensão de carga, a não ser que o sinal de disparo fique aplicado de modo a manter a condução no ciclo seguinte. São válidas as mesmas recomendações para o caso dos SCRs.

Triacs, SCRs e outros componentes da família dos tiristores são componentes robustos, suportando correntes e tensões elevadas.

Mesmo assim, se esses componentes não forem corretamente usados eles podem apresentar falhas e até mesmo queimar.

Integridade

Se bem que este livro trate basicamente dos componentes, saber como usá-los corretamente faz parte do tema. Seguindo as recomendações que damos para diversos deles, como no caso de MOSFETs, IGBTs, bipolares, SCRs e Triacs o leitor poderá ter muito mais segurança num projeto.

Termos em inglês

Os termos em inglês que apareceram neste capítulo são praticamente os mesmos dos capítulos anteriores. São termos relacionados com a comutação de dispositivos semicondutores.

Mais alguns, entretanto podem ser citados:

Varistors – varistores

MT = Main Terminal – terminal principal

Pulse transformer – transformador de pulso

Turn-off – desligar

Turn-on – ligar

Switch – chave ou interruptor

Temas para consulta

- Transientes
- Taxa de crescimento dV/dt
- Filtros em modo comum
- MOVs e SIOVs - varistores

Questionário

1. Dois SCRs ligados em paralelo e em oposição resultam num:

- a) Quadrac
- b) Triac
- c) IGBT
- d) Chave regenerativa

2. Os triacs são utilizados principalmente em:

- a) Controles de muito alta potência na indústria
- b) Controle de motores em veículos elétricos
- c) Controle de aparelhos elétricos ligados à rede de energia
- d) Carregadores de baterias

3. Em quantos quadrantes podem operar um triac?

- a) Um
- b) Dois
- c) Três
- d) Quatro

4. Um quadrac consiste na reunião de um triac com um: a) SCR

- b) Diac
- c) IGBT
- d) Diodo

5. Um transformador em modo comum usado em filtros normalmente utiliza um núcleo:

- a) Laminado de ferro doce
- b) Laminado de ferrite
- c) Toroidal
- d) Cilíndrico

Capítulo 8 - Tiristores – Outros Dispositivos

No capítulo anterior estudamos o segundo dispositivo da família dos tiristores ou diodos de quatro camadas, o Triac. Também analisamos um membro da família, o Quadrac que consiste num Triac com um diac incorporado ao mesmo invólucro. A seguir veremos uma boa quantidade de tiristores ou dispositivos de quatro camadas que apresentam características de resistência negativa, ou seja, disparo. Esses dispositivos são usados de forma independente em osciladores de relaxação ou ainda no disparo de SCRs e Triacs. Alguns deles não são muito utilizados na atualidade, mas importante conhecer o seu princípio de funcionamento. Esse capítulo terá então os seguintes itens:

- 8.1 – SUS
- 8.2 – SBS
- 8.3 - Diacs
- 8.4 - PUT
- 8.5 – SIDAC
- 8.6 - LASCR
- 8.7 – Opto-disparadores
- 8.8 - IGCT
- 8.9 - ESBT

Introdução

No controle de dispositivos de alta potência alimentados pela rede de energia ou ainda a partir de corrente alternada trifásica de inversores, controles industriais, etc. são usados dispositivos semicondutores especiais. Esses dispositivos, formados basicamente por estruturas de 4 camadas pertencem à família dos tiristores.

Encontramos tiristores controlando cargas resistivas de alta potência como lâmpadas e elementos de aquecimento em

estufas, fornos e outras aplicações industriais assim como controlando cargas indutivas como motores, transformadores inversores, solenóides e muitos outros dispositivos semelhantes.

Os elementos que formam esta família diferenciada de dispositivos semicondutores possuem características elétricas específicas que precisam ser conhecidas do profissional que vai usá-lo.

Da mesma forma, os circuitos em que eles aparecem possuem configurações diferentes dos circuitos tradicionais que usam transistores e outros elementos semelhantes.

Isso implica na necessidade de uma tecnologia de interfaceamento dos dois tipos de circuito que leva a condições especiais críticas que o profissional deve conhecer.

Nos capítulos anteriores estudamos alguns desses dispositivos como o SCR, GTO, Triac e Quadrac. Neste capítulo veremos alguns mais, completando nosso conjunto de semicondutores de potência do grupo dos Tiristores.

-8.1 - SUS

SUS é o acrônimo para Silicon Unilateral Switch ou Chave Unilateral de Silício. Trata-se de um dispositivo semicondutor da família dos tiristores usado em comutação.

Na figura 1 temos o símbolo usado para representar esse componente e seu circuito equivalente, que nos permite entender seu funcionamento.

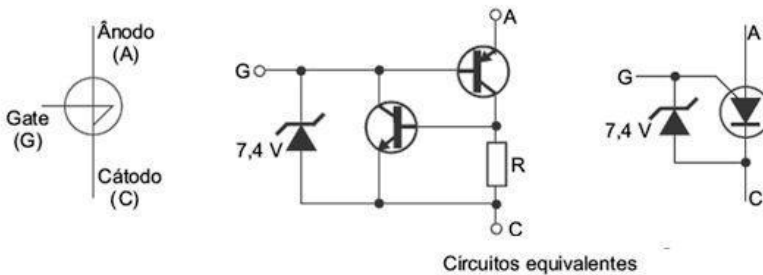


Figura 1 – Símbolo e circuito equivalente ao SUS

Os SUS são usados no disparo de SCR's e na produção de pulsos (formas de onda), além de outras aplicações.

Como os SCR's e outros dispositivos da família os SUS consistem em chaves regenerativas com a diferença de que em sua comporta (gate) existe um diodo zener que determina a tensão de disparo do componente.

Outro fato que diferencia o SUS de um SCR é que seu disparo é feito pela comporta de anodo.

Em funcionamento, quando a tensão entre o anodo e o catodo tornar-se suficientemente positivo para produzir a condução do diodo zener, o SUS dispara, ou seja, passa de estado de desligado para o de plena condução, fluindo então uma corrente intensa entre o anodo e o catodo.

Normalmente o diodo zener interno existente nos SUS tem uma tensão de 7,4 V o que, levando-se em conta a barreira de potencial entre o anodo e a comporta, determina uma tensão de disparo da ordem de 8 V.

Para os casos em que se desejar uma tensão de disparo menor, basta ligar um diodo zener de valor apropriado entre a comporta e o catodo.

Os SUS têm as seguintes especificações principais:

Dissipação (Pd) – é a potência máxima que podem dissipar, normalmente expressa em miliwatts

Pico inverso de tensão (V_{drm}) – é a maior tensão que pode ser aplicada no sentido inverso

Corrente máxima de anodo (I_A) – é a corrente máxima que podem conduzir no disparo

Corrente de pico máxima de anodo (I_{AP}) – é o valor de pico da corrente de anodo

Corrente máxima de comporta (I_G) – é a corrente máxima que pode fluir pelo terminal de comporta

A curva característica desse componente é mostrada na figura 2.



Figura 2 – Curva característica do SUS

Observe que ela é semelhante a de um SCR, com a diferença de que a tensão de disparo é programada pelo comporta, ou da ordem de 7 V se ela for mantida desligada.

Os invólucros dos SUS são semelhantes ao de transistores. Na figura 3 temos um exemplo de um desses componentes, os 2N4984 e 2N4985, que não são muito comuns atualmente.

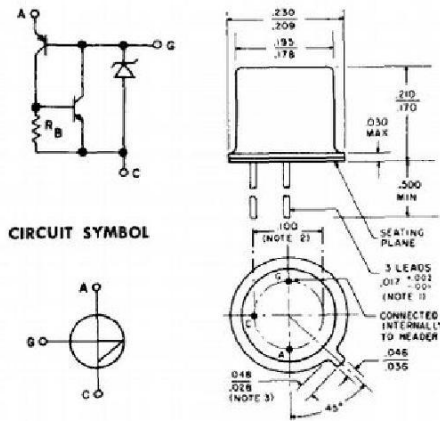


Figura 3 – Invólucros típicos de SUS

Os máximos absolutos deste componente, obtidos do datasheet são dados na figura 4.

Máximos Absolutos (25° C)

Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
Junction Temperature Range	-55 to +150	°C
Power Dissipation*	350	mW
Peak Reverse Voltage	-30	Volts
DC Forward Anode Current*	200	mA
DC Gate Current*†	5	mA
Peak Recurrent Forward Current (1% duty cycle, 10 μsec pulse width, T _A = 100°C)	1.0	Amp
Peak Non-Recurrent Forward Current (10 μsec pulse width, T _A = 25°C)	5.0	Amps

Figura 4 – Máximos absolutos de um SUS típico

Como se trata de componente unilateral, ou seja, conduz a corrente num único sentido, ele é indicado ao disparo de circuitos com SCRs, sendo ligado à sua comporta.

Na figura 5 temos um circuito típico de um controle de potência com um SCR e SUS.

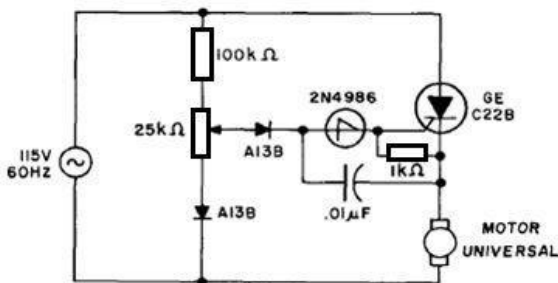


Figura 5 – Um controle de potência para motor usando um SCR e um SUS

Disponibilidade

Os SUS, como alguns outros componentes da família que estudamos neste capítulo não são muito comuns atualmente no mercado.

- 8.2 - SBS

SBS significa Silicon Bilateral Switch ou Chave bilateral de Silício.

Esse componente, da família dos tiristores, consiste num semicondutor usado principalmente em circuitos de comutação.

Na figura 6 temos o símbolo adotado para representar o SBS assim como os seus circuitos equivalentes.

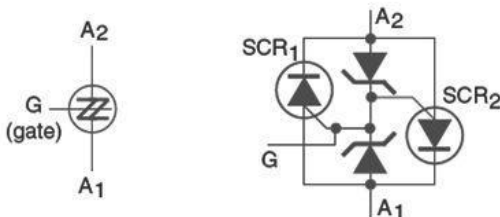


Figura 6 – Símbolo e circuito equivalente ao SBS

O SBS, conforme podemos ver consta de dois SUS ligados em oposição, representados na figura por SCRs com disparo pelo anodo, ou disparo programado e zeners externos.

Assim, da mesma maneira que os SUS são usados nos circuitos de disparo de SCRs, os SBS são usados no disparo de Triacs, pois conduzem corrente nos dois sentidos.

O SBS funciona como um comutador acionado por tensão, no caso em que a tensão de disparo é determinada pelos zeners internos. Como temos dois zeners disparando dois SCRs a tensão de disparo pode ser tanto positiva como negativa.

A curva característica deste componente é mostrada na figura 7.

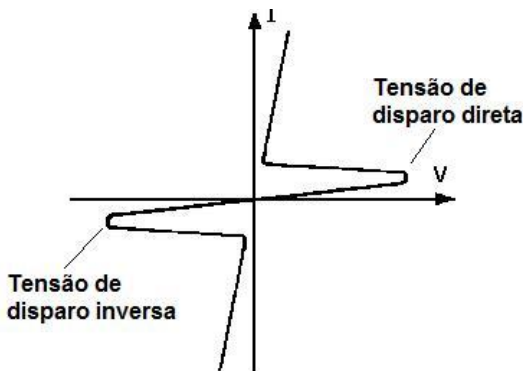


Figura 7 – Característica do SBS

Seu funcionamento ocorre da seguinte forma:

Se o sinal aplicado à comporta for positivo em relação ao terminal A1 é o diodo zener 2 que conduz e deste modo, é disparado o SCR2.

Se o sinal for positivo em relação ao terminal A2, neste caso é o diodo zener 1 que conduz e o disparo é de SCR1.

Veja que a ligação externa de diodos zener entre a comporta e o anodo, desde que sua tensão seja menor que a do zener de disparo interno, permite alterar as características de disparo deste componente.

As principais características deste componente são especificadas da seguinte forma:

Dissipação (P_d) – é a potência máxima que podem dissipar, normalmente expressa em miliwatts

Corrente máxima de anodo (I_A) – é a corrente máxima que podem conduzir no disparo

Corrente de pico máxima de anodo (I_{AP}) – é o valor de pico da corrente de anodo

Corrente máxima de comporta (I_G) – é a corrente máxima que pode fluir pelo terminal de comporta

Os SBS são obtidos em diversos tipos de invólucros. Na figura 8 temos um exemplo, para o SBS 2N4992 da GE que não é um componente muito comum atualmente.

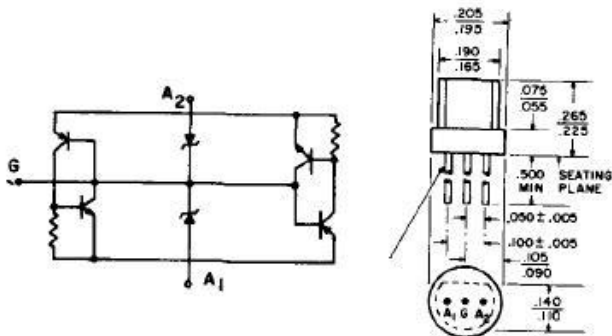


Figura 7 – O SBS 2N4992

Na figura 8 temos os máximos absolutos desse componente do datasheet.

Storage Temperature Range	-65 to +150	°C
Operating Junction Temperature Range	-55 to +150	°C
Power Dissipation*	350	mW
DC Forward Anode Current*	200	mA
DC Gate Current*†	5	mA
Peak Recurrent Forward Current (1% duty cycle, 10 μ sec pulse width, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	1.0	Amp
Peak Non-Recurrent Forward Current (10 μ sec pulse width, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	5.0	Amps

Figura 8 – Máximos absolutos do 2N4992

A tensão típica de disparo do SBS está entre 7 e 9 V, mas pode ser alterada pela polarização conveniente do gate..

Como O SBS pode conduzir a corrente em ambos os sentidos, ao disparar, ele é utilizado no disparo de Triacs enquanto o SUS é usado no disparo de SCRs.

Na figura 9 temos um circuito típico de aplicação em que o SBS e um Triac são usados num controle de potência (veja capítulo anterior).

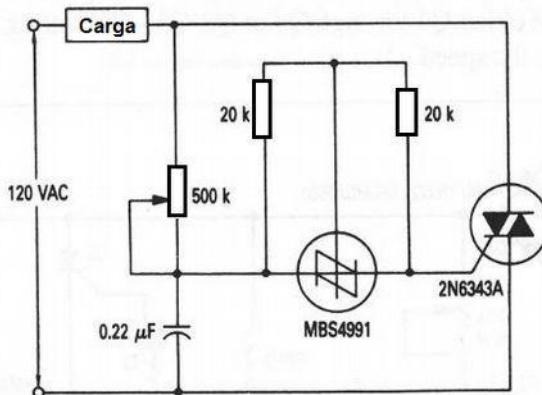


Figura 9 – Controle de potência com SBS

Circuitos

No site www.newtonbraga.com.br, podem ser encontrados muitos circuitos práticos utilizando este e outros componentes estudados neste capítulo.

- 8.3 - DIAC

Os diacs são dispositivos comutadores de três camadas com a estrutura e símbolo mostrados na figura 10.

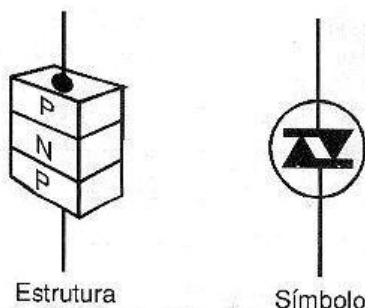


Figura 10 – Estrutura e símbolo do diac

Como o dispositivo usa dois terminais apenas ligados em duas regiões P ele possui propriedades semelhantes quando polarizados nos dois sentidos.

Assim, em condições normais quando aplicamos ao diac uma tensão baixa, ela polariza uma das junções no sentido inverso de modo que muito pouca corrente circula pelo dispositivo.

No entanto, à medida que a tensão aumenta, a corrente de circula pelo componente aumenta pouco até o momento em que é atingida a tensão de ruptura da junção que está polarizada inversamente.

Neste momento o diac "liga" e sua resistência cai abruptamente ocorrendo a circulação de uma corrente intensa pelo dispositivo.

Na figura 11 temos a curva característica deste dispositivo que nos mostra que o disparo ocorre com a polarização em qualquer sentido, pois as duas junções possuem as mesmas características.

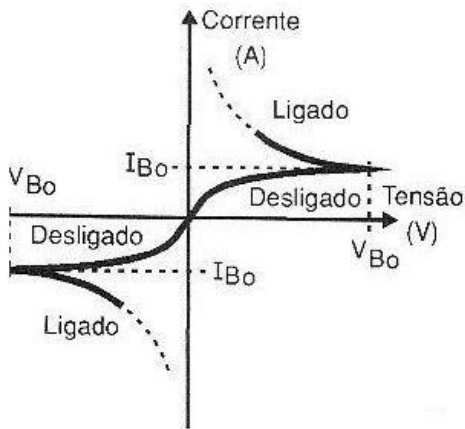


Figura 11 – Característica do diac

Mas, o interessante neste comportamento do diac é que ele possui características de trava (latch).

Uma vez que ele conduz a corrente intensamente, para que ela seja interrompida a tensão aplicada deve ser reduzida a zero.

Uma simples redução de valor desta tensão para um ponto antes daquele em que ocorre o disparo não o desliga.

Em resumo, o diac pode ser usado como uma chave de comutação muito rápida sensível à tensão.

Os diacs são amplamente utilizados no disparo de triacs em controles de potências e outras aplicações semelhantes.

Na figura 12 damos as características de dois diacs comuns assim como seu aspecto e característica.

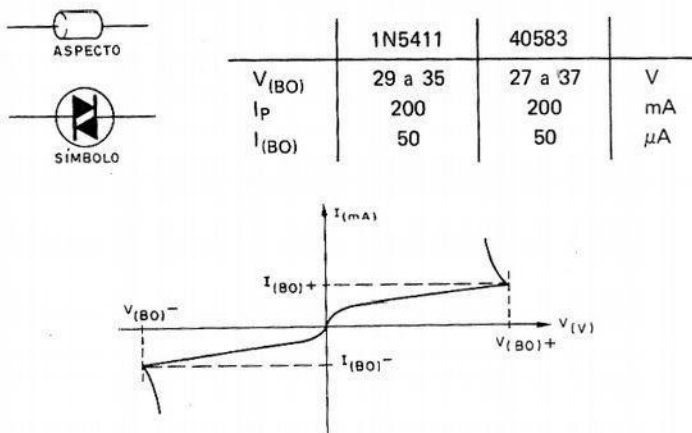


Figura 12 – Símbolo, características e curva de dois diacs típicos

Aproveitando as propriedades dos diacs eles são ligados aos triacs como dispositivos de disparo, pois quando atinge a tensão desejada, ele comuta rapidamente levando o triac a também disparar, conforme mostra a figura 13.

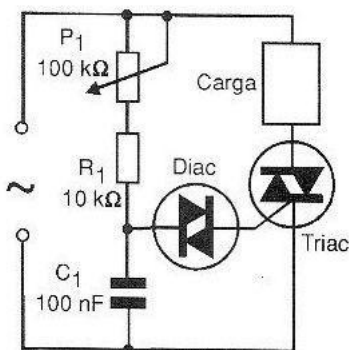


Figura 13 – Controle de potência usando diac

As tensões de disparo dos diacs comuns estão em torno dos 27 aos 37 volts e as correntes típicas de operação variam entre 10 e 20 mA.

Esta tensão de disparo pode ser facilmente descoberta com o circuito de prova da figura 14.

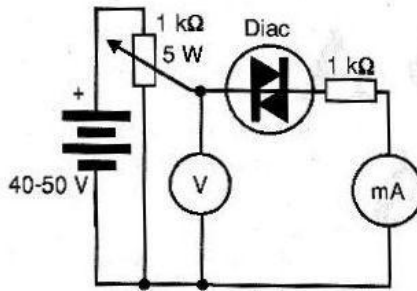


Figura 14 – Circuito para determinar a tensão de teste de um diac

Outro circuito para se determinar o ponto de disparo de um diac usando um osciloscópio é mostrado na figura 15.

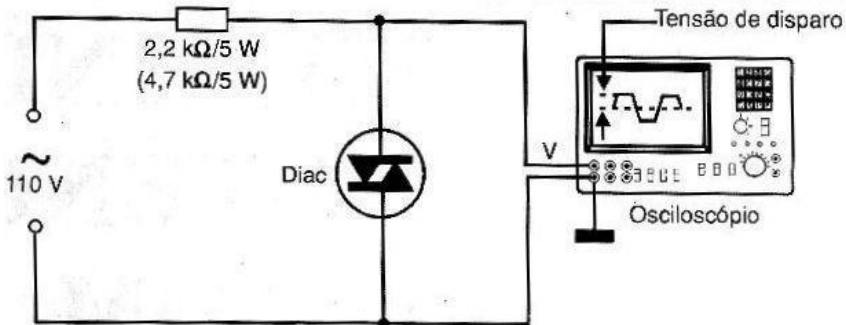


Figura 15 – Outro circuito de teste para diacs

O diac é mais usado que os outros dispositivos de disparo, podendo ser encontrado em diversas aplicações práticas. Algumas dela são dadas a seguir como exemplo.

Disponibilidade

O diac é ainda um componente que pode ser encontrado com facilidade no mercado de componentes, dada sua utilidade em circuitos de controles de potência e outros.

a) Disparador com retardo de fase

O circuito da figura 16 pode ser usado para disparar um triac ou ainda um comparador num projeto em que se necessite de um pouso que seja produzido exatamente em determinado ângulo de fase de um sinal senoidal aplicado à entrada.

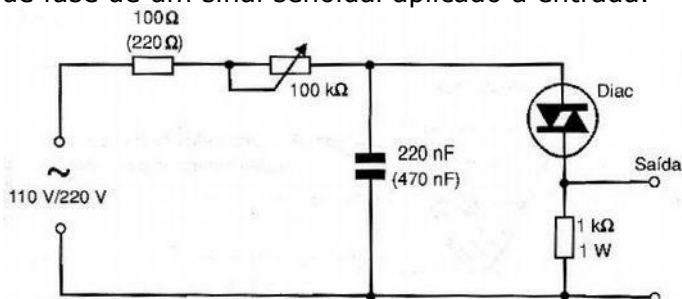


Figura 16 – Disparador com retardo de fase usando diac

O capacitor de 220 nF para a rede de 110 V e 470 nF para a rede de 220 V é dimensionado para se obter, com o ajuste do potenciômetro de 100 k ohms retardos entre 0 e 180 graus aproximadamente.

Para outras frequências dos sinais senoidais o capacitor deve ser recalculado.

Observe que o diac conduzirá e permanecerá até que o sinal de entrada tenha sua passagem por zero. Entre o instante

do disparo e neste instante temos a descarga do capacitor através do resistor de carga e a produção do pulso de saída.

Isso significa que, se o resistor de carga não for corretamente dimensionado não haverá a descarga completa do capacitor e com isso o disparo no semiciclo seguinte ocorrerá com um ângulo menos e assim sucessivamente levando o circuito a um funcionamento de forma indesejada.

A amplitude do pulso de saída produzido por este circuito é a tensão de disparo do DIAC já que ela estará presente no capacitor neste instante.

b) Sensor de tensão

O circuito mostrado na figura 17 é disparado por uma tensão de entrada determinada pelo ajuste de P1. Evidentemente, a tensão aplicada nesta entrada deve ser igual ou maior que a necessária ao disparo do Diac.

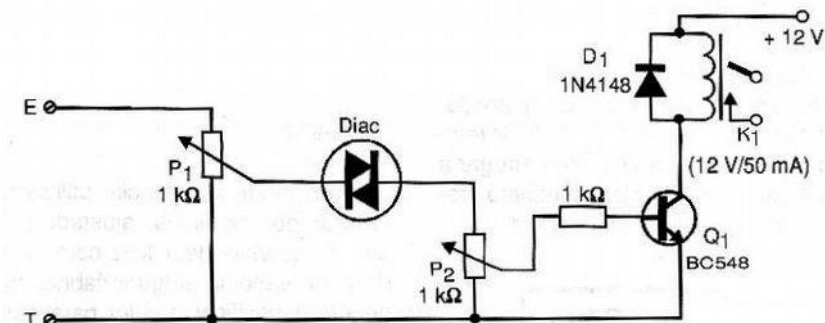


Figura 17 – Sensor de tensão usando diac

O ajuste de P2 é feito para que tenhamos a corrente necessária a saturação do transistor quando o diac conduzir, sem que haja perigo de uma corrente excessiva de base que lhe cause dano.

O relé dependerá da tensão usada na alimentação e também do tipo de carga a ser controlada.

Lembramos mais uma vez a ação de latch deste circuito que significa que ele se mantém conduzindo quando a tensão de entrada cai abaixo do limiar do disparo. Para desligar é preciso que a tensão de entrada caia a zero ou abaixo do limiar.

c) Relé com Trava

A tensão de 30 V indicada neste projeto, mostrado na figura 18, na realidade, depende do diac usado. Ela deve ser levemente inferior àquela necessária ao seu disparo.

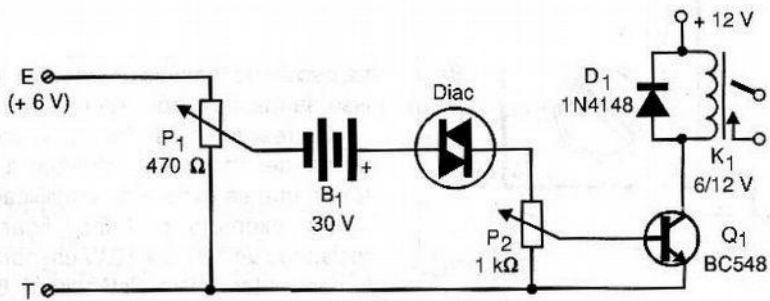


Figura 18 – Relé com trava usando diac

P1 ajusta a tensão de disparo. Esta tensão se soma à da bateria de modo a chegar ao necessário ao disparo do diac.

Quando isso ocorre, há a condução e a polarização do transistor que tem por carga de coletor um relé.

O potenciômetro ou trimpot P2 deve ser ajustado para se obter a corrente de saturação do transistor em função de seu ganho. O relé usado depende da tensão usada na sua alimentação e da corrente da carga que deve ser controlada.

-8.4 - PUT

PUT significa Programmable Unijunction Transistor ou Transistor Programável Unijunção. Trata-se de um dispositivo da família dos tiristores também destinado ao disparo de SCRs e Triacs.

Na figura 19 temos o símbolo adotado para representar este componente e sua estrutura equivalente.

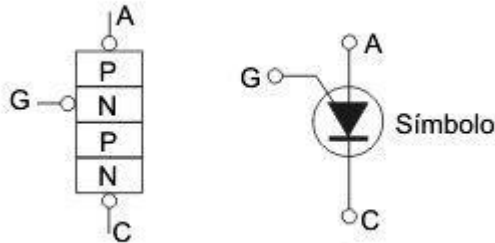


Figura 19 – Estrutura e símbolo do PUT

Conforme podemos ver, apesar de se tratar de um “transistor”, seu símbolo lembra muito mais um diodo ou um SCR com um terminal de comporta ligado ao anodo.

Este transistor ou elemento de disparo conduz intensamente quando uma tensão entre seus terminais de anodo e catodo atinge um determinado valor.

Este valor, conforme mostra a figura 20 pode ser programado por uma rede resistiva ligada à comporta.

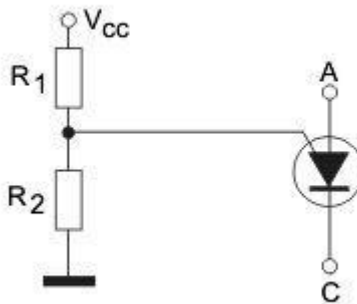


Figura 20 – programando a tensão de disparo do PUT

Se bem que possam ser encontrados ainda em algumas aplicações industriais os PUTs não são componentes muito comuns em nossos dias.

Na figura 21 temos a curva característica do PUT.

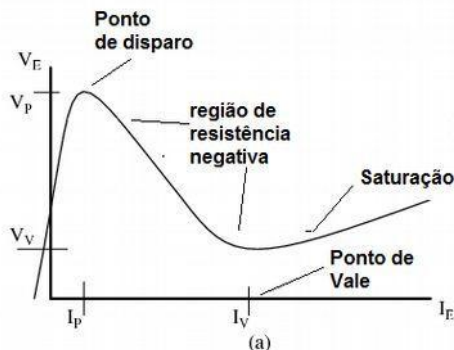


Figura 22 – Característica do PUT

Observe que em V_P temos a tensão de disparo quando o dispositivo entra em condução.

A partir desse ponto, a tensão cai e a corrente aumenta até atingir a tensão de vale. Neste trecho temos um comportamento inverso de um resistor, ou seja, o dispositivo apresenta uma resistência negativa.

Este comportamento possibilita sua utilização em osciladores de relaxação, exatamente como um transistor unijunção ou mesmo uma lâmpada neon.

A velocidade de operação do transistor unijunção não é das maiores, o que significa que num oscilador de relaxação, ele não gera sinais que vão além de algumas dezenas de quilohertz.

Os PUTs são identificados por números de fábrica devendo ser consultadas as folhas de dados para se obter mais informações.

O PUT não é um dispositivo muito comum nos equipamentos modernos. Basicamente eles serão encontrados em

circuitos nos quais se deseja gerar um sinal dente de serra de baixa frequência.

Um PUT relativamente popular, mas não muito usado atualmente é o BRY39.

BRY39

Apesar de ser um componente antigo (década de 70), este PUT ainda pode ser encontrado no mercado. No entanto, o leitor, antes de realizar qualquer projeto com ele, deve verificar sua disponibilidade.

8.4.1 - BRY39P – Transistor Programável Unijunção

Este componente é um PUT da Philips, pouco comum em nossos dias, mas bastante versátil em termos de aplicações. Na figura 23 a pinagem e características.

- V_{GA}.....70 V
 - I_A.....175 mA
 - I_{ARM}.....2,5 A
 - dI_A/dt.....20 A/μs
 - I_p (max).....5 mA
 - I_V (min).....25 mA
 - t_r (max).....80 ns
- (Características medidas a R_g = 10 k)

- a = ANODO
- ag = PORTA DE ANODO
- K = CATODO
- Kg = PORTA DE CATODO

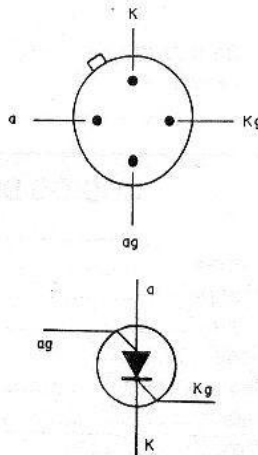


Figura 23 – O BRY39, PUT de uso geral

As características de resistência negativa do PUT, conforme vimos possibilitam seu uso em osciladores e outras aplicações. A seguir damos alguns exemplos.

8.4.2 – Gerador Dente de Serra

O circuito mostrado na figura 24 usa um transistor programável unijunção (PUT) do tipo BRY39, e pode gerar frequências entre alguns hertz e algumas centenas de quilohertz.

A alimentação é de 9 a 12 V e no trimpot P2 deve ser ajustado o ponto de disparo e inclusive a linearidade. A frequência deve ser ajustada em P1.

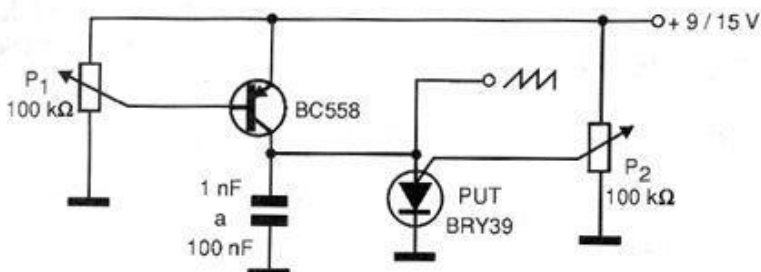
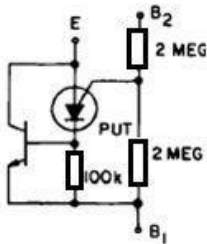


Figura 24 – Gerador dente de serra

8.4.3 - Oscilador com PUT

O transistor programável unijunção do oscilador mostrado na figura 25 é o 2N6027 e a ele pode ser usado como componente básico de um oscilador unijunção nesta configuração de carga constante.



- Figura 25 – Oscilador com PUT

8.4.4 - Gerador de Rampa Controlado por Tensão com PUT

Encontramos o circuito mostrado na figura 26 numa documentação sobre PUTs (Transistores Programáveis Unijunção) da Motorola de 1974.

O circuito faz com que o tempo varie entre 2 ms e 7,2 ms quando a tensão de entrada varia entre 5 e 20 V. PUTs equivalentes podem ser empregados e Q1 pode ser um BC557.

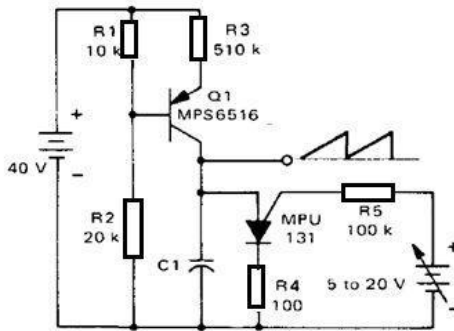


Figura 26 – Gerador de rampa com PUT

-8.5 - SIDAC

O SIDAC é um diodo (D) de silício (SI), indicado para aplicações em circuitos de corrente alternada (AC). É justamente isso que o acrônimo para Silicon Diode for Alternating Current indica. Esse dispositivo possui uma característica de disparo semelhante a dos Diacs, mas com a capacidade de operar com tensões e correntes muito maiores. Na figura 27 temos a curva característica desse componente.

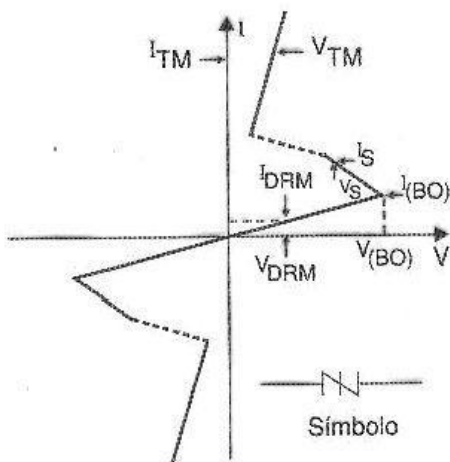


Figura 27 – Curva característica e símbolo do SIDAC

O SIDAC é um componente bilateral, conforme podemos observar pelas curvas, o que justamente o torna apropriado para aplicações em AC.

Quando a tensão entre os terminais do SIDAC está abaixo de certo valor $V_{(BO)}$, ele se encontra bloqueado. Se a tensão ultrapassar esse valor, o dispositivo conduz e a tensão entre seus terminais cai para o valor de condução direta $V_{(TM)}$ da ordem de 1,1 V.

A corrente que ele pode conduzir nesse estado pode chegar a 10 A para pulsos curtos (10 us, 1 kHz de frequência de repetição). Uma vez disparado, o dispositivo permanece nessa condição até que as condições de manutenção sejam ultrapassadas, ou seja, a corrente caia abaixo de certo valor ou a tensão aplicada também caia além de certo valor.

Para SIDACs típicos, como os fabricados pela ON ou NTE as tensões de ruptura podem ir de 45 a 250 V com correntes eficazes na faixa de 1 a 10 A. Como eles podem conduzir correntes intensas no disparo eles são dispositivos ideais para o controle de tiristores (TRIACs e SCRs) de pequena sensibilidade em circuitos de potência. Dentre as aplicações mais importantes indicadas para os SIDACs podemos citar:

- a) Protetores de sobretensão
- b) Flashers de xenônio
- c) Osciladores de Relaxação
- d) Starters de lâmpadas de vapor de sódio
- e) Ignição de sistemas que usam gás natural ou óleo
- f) Fontes de alimentação de alta tensão

Na figura 28 temos informações sobre um SIDAC típico a partir de seu datasheet.

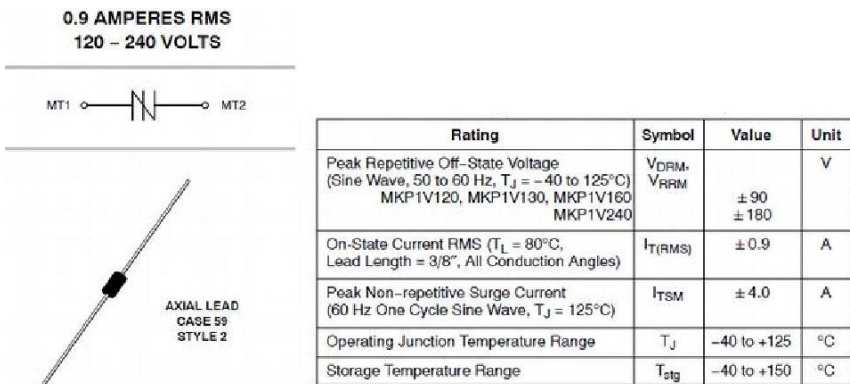


Figura 28 – Um SIDAC comum (MKPV1V120RL)

Observe que diferentemente dos demais dispositivos de disparo que estudamos, o SIDAC pode manusear corrente relativamente intensas.

A seguir, alguns circuitos práticos de exemplo.

A ON Semiconductor em um application note (AND8015/D) apresenta uma aplicação prática interessante para o seu SIDAC MKP1V120RL.

Conforme mostra a figura 29, esse componente pode ser usado para estender a vida útil de lâmpadas incandescentes comuns.

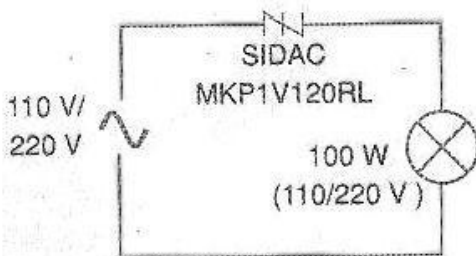


Figura 29 – Aplicação simples para um SIDAC

Se bem que as lâmpadas incandescentes comuns não sejam mais utilizadas em iluminação doméstica existem ainda equipamentos de diversos tipos como, por exemplo, pequenas estufas, chocadeiras, fontes de infravermelho e secadores que fazem uso deste tipo de dispositivo.

Um caso importante que é considerado ao se utilizar esse circuito, é que em lugares de difícil acesso, principalmente instalações externas, o custo e o trabalho de troca da lâmpada em caso de queima são significativos, devendo ser levado em conta o prolongamento de sua vida útil.

O dispositivo é ligado em série com a lâmpada e sua finalidade é diminuir a tensão RMS aplicada ao filamento e assim aumentar a durabilidade da lâmpada.

Também se deve considerar que uma leve redução da tensão RMS aplicada a lâmpada reduz o consumo de energia.

Segundo se afirma, a durabilidade da lâmpada pode ser aumentada entre 1,5 e 5 vezes, dependendo do tipo e potência. Nessa aplicação, como o SICAD comuta apenas com certa tensão, parte do semiciclo aplicado à lâmpada é cortada conforme mostra a figura 30.

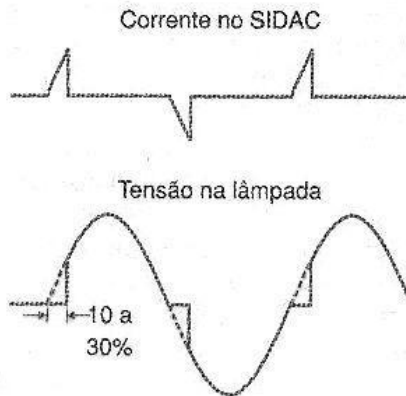


Figura 30 – Aplicação do SIDAC cortando o ponto de condução da tensão de rede para lâmpadas incandescentes

Esse corte, diferentemente do que ocorreria com um redutor resistivo, não consome energia.

O ângulo de condução, utilizando-se um SIDAC para 120 V pode ficar entre 110 e 130 graus correspondendo à reduções de potência de 10 a 30%.

Disponibilidade

Sempre verifique a disponibilidade do componente antes de pensar num projeto que o utilize.

8.5.1 - EMI

Deve-se observar que a comutação rápida de um SIDAC faz com que esse dispositivo gere interferência eletromagnética.

No caso prático de um circuito como o que mostramos, essa interferência vai aparecer principalmente em rádios AM que sejam ligados próximos da lâmpada.

Um filtro para redução desse ruído é mostrado na figura 31.

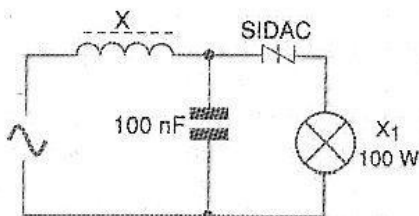


Figura 31 – Filtro simples contra EMI

Será importante que a frequência de ressonância do circuito fique acima do limite audível para que ele não gere ruídos audíveis quando em funcionamento.

Na escolha do SIDAC para uma determinada lâmpada deve-se levar em conta o pico de corrente que ocorre quando ela é ligada e o filamento se encontra frio (com menor resistência).

Filtros

Nos capítulos sobre SCRs e Triacs temos mais informações sobre filtros.

8.5.2 – Outros Circuitos

Na figura 32 temos um circuito de um Flasher Neon utilizando um SIDAC da Teccor.

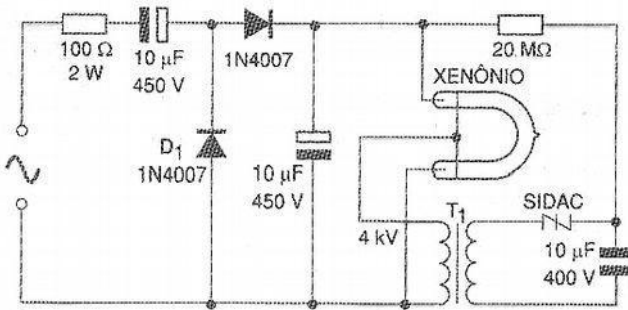


Figura 32 – Disparador de xenônio com SIDAC

Essa empresa fabrica SIDACs de 79 a 330 V para aplicações como essa.

Esse circuito nada mais é do que um oscilador de relaxação onde a frequência depende do resistor de carga do capacitor junto ao SIDAC.

O resistor de 20 M (22 M padronizado) pode ter seu valor alterado em função da aplicação.

O transformador utilizado é do tipo de pulso de 4 kV para disparo de lâmpadas comuns de xenônio.

Na figura 33 temos um circuito de ignição de gás do tipo encontrado em fogões à gás comuns, gerando alta tensão também a partir de um oscilador de relaxação com um SIDAC.

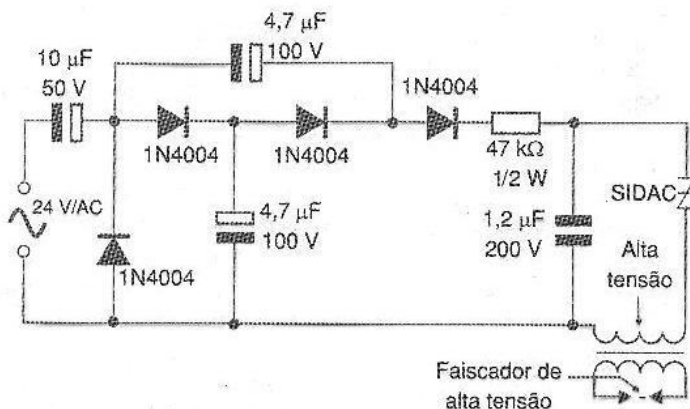


Figura 33 – Acendedor de gás com SIDAC

Na figura 34 temos o circuito do oscilador de relaxação típico com SIDAC com as fórmulas que permitem calcular os valores dos seus componentes.

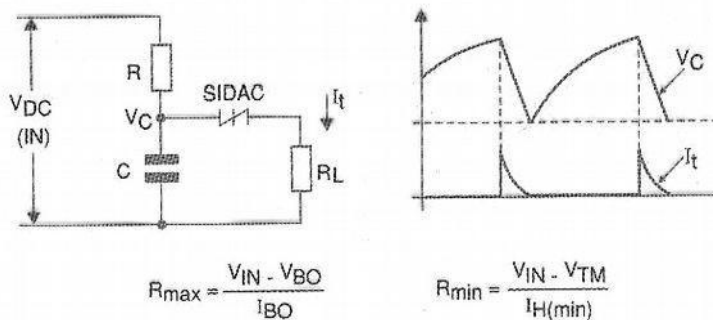


Figura 34 – Oscilador de relaxação com SIDAC

Veja que os valores máximos e mínimos de R são críticos dependendo basicamente da tensão de entrada e das tensões de disparo e manutenção do SIDAC, além das correntes envolvidas.

Observe também que a forma de onda desse circuito é dente-de-serra, mas com uma subida exponencial da tensão, dada pela carga do capacitor C.

-8.6 – LASCR

Os LASCR ou Light Activated SCRs são diodos controlados de silício, ou seja, SCRs, que podem ser disparados pela luz.

Seu princípio de funcionamento é simples: todas as junções semicondutoras são sensíveis à luz, que pode liberar portadores de carga e com isso aumentar a condução dos dispositivos.

Os SCRs comuns não são afetados pela luz, por estarem encerrados em invólucros opacos.

No entanto, no caso dos LASCRs, os invólucros são dotados de uma janela que possibilita a incidência de luz nas junções, ou então são fabricados em invólucros de plástico transparente como os foto-diodos e foto-transistores.

Com isso, a luz provoca um aumento na corrente de disparo até o momento de ocorrer a comutação. Na figura 35 temos o símbolo usado para representar este componente.

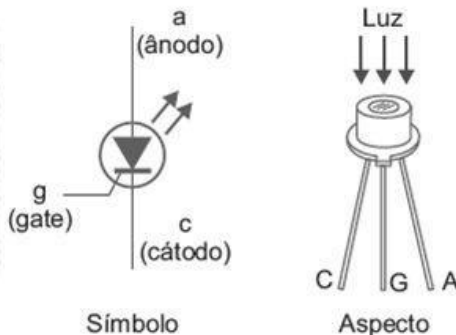


Figura 35 – Símbolo e aspecto do LASCR

Atualmente, estes dispositivos não são muito usados, havendo alternativas para os projetos disparados por luz, daí não serem comuns.

Uma aplicação para estes dispositivos está nos relés de estado sólido já integrado com um emissor.

Sensores

Este componente se enquadra na família dos sensores ópticos. Ele é também estudado no nosso Curso de Eletrônica – Eletrônica Analógica – vol. 2.

-8.7 - Disparadores e Chaves Ópticas

Basicamente um dispositivo desta família de componentes consiste num emissor de luz (um LED infravermelho, por exemplo) e um receptor que, dependendo da aplicação do dispositivo pode ser um fotodiodo, foto-transistor, foto-diac, foto-disparador, etc. Na figura 36 mostramos o princípio básico de operação desses dispositivos.

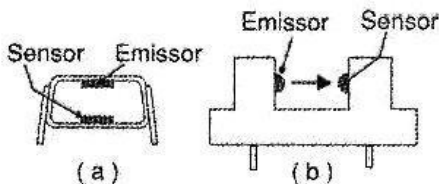


Figura 36 – Princípio de operação

Em (a) temos um acoplador (disparador) óptico e em (b) uma chave óptica. Esses dispositivos se diferenciam pela sua forma de uso. Analisemos os principais casos.

8.7.1- Acopladores Ópticos

Num acoplador óptico temos um LED emissor e um elemento sensor encerrados num mesmo invólucro hermético que não pode receber luz externa, conforme mostra a figura 37.

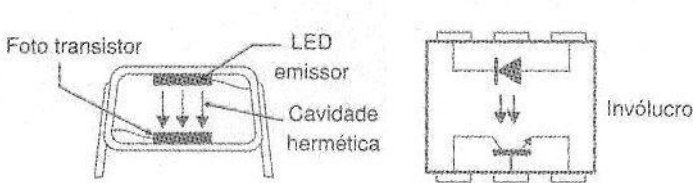


Figura 37 – O acoplador óptico

Quando o LED recebe um sinal elétrico ele o transforma em luz, transferindo então pelo espaço para o foto-sensor.

Como esses elementos não mantêm contacto elétrico o isolamento entre o emissor e o sensor é enorme, alcançando tensões de 7 000 V ou mais para os tipos comuns, com uma resistência praticamente infinita.

Os acopladores ópticos podem ser usados de duas maneiras: linear e digital. Essas maneiras vão determinar o tipo de dispositivo sensor e a configuração do circuito externo.

Na aplicação linear ou analógica, o sinal a ser transferido do LED para o sensor deve manter sua forma de onda e fase. É o caso de um sistema de isolamento de sinais num modem em que os sinais não devem ter deformações, conforme mostra a figura 38.

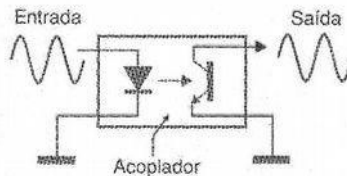


Figura 38 – O acoplador óptico

Veja que neste caso, o elemento usado como sensor deve ter características lineares de resposta para o sinal luminoso que será modulado.

Foto -diodos e foto-transistores são os indicados para aplicações em altas e médias freqüências. Para baixas freqüências, obtendo-se maior sensibilidade podem ser usados foto-Darlingtonos.

Na aplicação digital, o pulso de luz que o LED produz ao receber o comando externo representa um bit ou então simplesmente uma mudança do nível lógico que vai controlar um circuito externo, conforme mostra a figura 39.

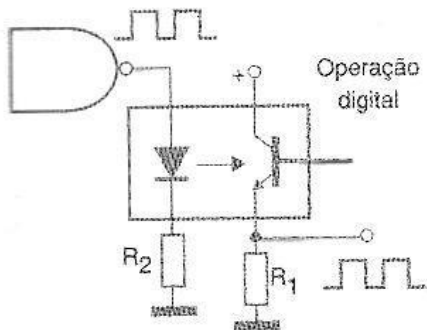


Figura 39 – Aplicação digital

Nas aplicações de controle e disparo de dispositivo de potência, podemos ter os acopladores ópticos diretamente ligados a dispositivos de potência como SCRs, TRIACs, IGBTs e Power-MOSFETs, formando relés de estado sólido, como o mostrado na figura 40 e que estudaremos oportunamente.

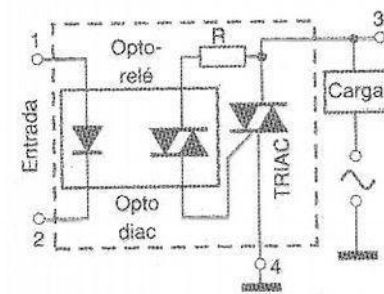


Figura 40 – Um opto-disparador o opto-relé

Uma pequena corrente, suficiente para ativar o LED interno do acoplador pode ser usada para controlar cargas de alta corrente, graças ao circuito adicional no foto-receptor.

8.7.2 - Chaves Ópticas

As chaves ópticas são diferentes dos acopladores ópticos no sentido de que seu acionamento é feito por algum tipo de objeto que se interpõe ao feixe de luz que vai do elemento transmissor (LED) ao elemento receptor (que pode variar conforme a aplicação).

Na figura 41 temos a estrutura típica de uma chave óptica que encontra uma enorme gama de aplicações em sistemas de controle.

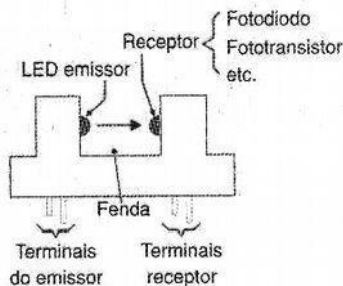


Figura 41 – A chave óptica

A luz do elemento emissor (LED) incide no elemento sensor através de uma abertura. Quando um objeto interrompe o feixe de luz fenda, um sinal de comando é produzido no sensor.

Características

Separamos as características em três grupos: do emissor, do receptor e gerais.

As características do emissor são:

a) Corrente no LED para excitação

Essa corrente depende do tipo. Nos tipos para aplicações lineares, evidentemente o que se tem é uma corrente máxima com valores que determinam a faixa de modulação.

Nos comutadores, entretanto, como os dotados de optodíodos, podemos ter famílias de dispositivos com diversas correntes mínimas exigidas para o disparo.

Assim, as correntes de disparo exigidas para travar a saída (latch) são diferentes conforme a tabela abaixo:

b) Tensão inversa máxima no LED

É a tensão máxima que pode ser aplicada no LED quando polarizado no sentido inverso. É preciso tomar cuidado com essas características, pois se tratam de valores baixos.

Tensão direta no LED

É a tensão mínima que, aplicada ao LED o torna condutor e portanto provoca a emissão de luz. Para os tipos comuns essa tensão está na faixa de 1,2 V a 1,5 V.

Características do receptor:

a) Foto diodos e foto-transistores

Para os foto diodos e foto transistores temos a corrente máxima que eles fornecem quando excitados. Para os foto-transistores poderemos ter famílias de curvas.

Os foto-Darlingtons têm a vantagem de fornecer correntes de saída bem maiores que os foto-transistores e foto diodos comuns. A grande vantagem dos foto-diodos é a velocidade mais rápida.

A dissipação do foto-transistor ou foto-diodo também é importante pois ela vai influir na dissipação total do dispositivo. Ela será dada em mW a uma temperatura ambiente (normalmente 20 oC) e um fator de degradação que indica de quanto ela diminui para cada grau de temperatura acima do valor tomado como referência.

b) Foto diacs

Para os acopladores com foto-diacs duas são as características que normalmente são especificadas.

A primeira é a corrente de pico do diac quando ele dispara. Essa corrente é importante, pois ela deve ser intensa o suficiente para disparar o TRIAC externo.

Também neste caso, como segunda característica importante temos a dissipação máxima do componente, dada em mW para uma temperatura de referência e um fator de degradação para cada grau centígrado de elevação.

c) Circuitos disparadores

Para os circuitos disparadores temos informações sobre sua compatibilidade com lógica TTL e CMOS, velocidade máxima, e tensão máxima de alimentação.

Características Gerais

A característica geral mais importante de um isolador óptico é a tensão de isolamento. Normalmente especifica-se o pico de tensão máxima que pode aparecer entre qualquer ponto do receptor e o do emissor suportado pelo dispositivo.

Os tipos comuns podem ter tensões de isolamento de 5000 a 8000 V tipicamente.

Também é dada como característica geral do dispositivo, a dissipação máxima, que é a soma da dissipação máxima do

emissor e do receptor, em mW à temperatura ambiente, com um fator de degradação.

-8.8 - IGCT

IGCT significa Integrated Gate Controlled Thyristor, ou tiristores com comporta controlada integrada.

Trata-se de um dispositivo da família dos tiristores, destinado a aplicações no controle de potência. Na figura 42 temos a estrutura do IGCT que tem o mesmo símbolo do SCR.

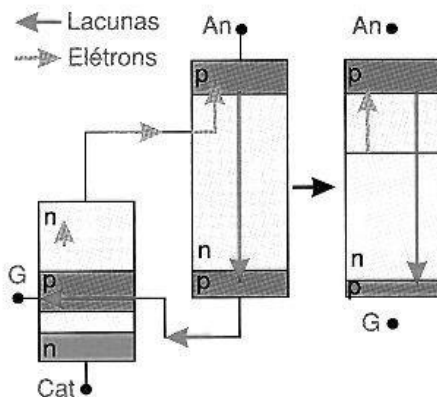


Figura 42 – Estrutura do IGCT

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.

Novos componentes

Este componente, assim como o ESBT se enquadra numa família de novos componentes que, no entanto, não se tornaram muito populares até agora sendo, por esse motivo, ainda difíceis de obter.

-8.9 - ESBT

O ESBT ou Emitter-Switched Bipolar Transistor (Transistor Bipolar Comutado por Emissor) consiste num dispositivo que apresenta características ideais para aplicações de comutação em circuitos de alta tensão e alta velocidade.

Esses novos dispositivos possuem uma estrutura combinada com uma parte bipolar que permite obter uma tensão de ruptura muito alta, chegando aos 2 500 V e uma parte de MOSFET de potência que permite uma velocidade de comutação muito alta, chegando aos 150 kHz na configuração em cascata.

A idéia básica é dada pela conexão de um transistor bipolar em série com um MOSFET de potência, conforme mostra a figura 43.

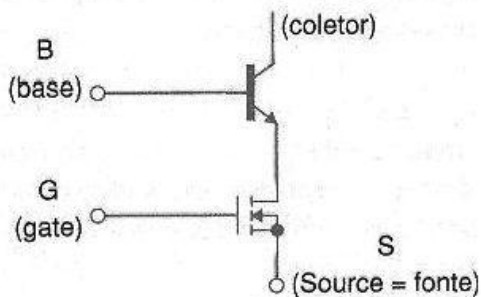


Figura 43 – O ESBT

Na figura 44 temos o símbolo adotado para o novo dispositivo.

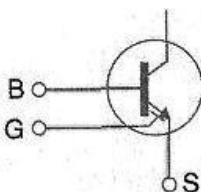


Figura 44 – Símbolo do ESBT

Quando os dois transistores são ligados da maneira indicada, o disparo é feito pela aplicação de uma tensão na comporta (gate) do MOSFET de potência.

Com isso, obtém-se perdas no estado ON muito baixas devido a baixa tensão V_{CEsat} dos transistores bipolares em relação da V_{DSon} dos transistores MOSFETs.

Também é possível minimizar as perdas de comutação devido à velocidade muito maior de comutação dos Power MOSFETs quando comparados com os tempos longos de desligamentos ($T_s + T_f$) de um transistor bipolar.

Para entendermos como funciona um transistor deste tipo analisemos os estados em que ele está ligado e desligado, substituindo o MOSFET de comutação de emissor por uma chave, conforme mostra a figura 45.

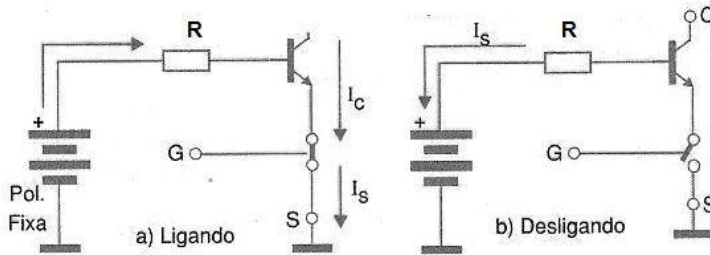


Figura 45 – Funcionamento do ESBT

Neste dispositivo o sinal de controle, que faz a comutação do dispositivo, não é aplicado a sua base, mas sim no emissor. A base do transistor é polarizada de forma fixa de modo a determinar a corrente principal no dispositivo.

Como essa corrente é fixa, ela não influi na comutação do dispositivo. Assim, quem determina a velocidade de comutação é a ação do MOSFET. Como a queda de tensão nesse dispositivo é muito baixa, quando comparada ao $V_{CE(sat)}$ do transistor bipolar mais as perdas de entrada a saturação ocorre rapidamente.

A chave é o MOSFET que é controlado por um sinal externo aplicado a sua comporta

Para desligar o dispositivo, basta interromper a corrente de emissor. Desta forma, como não temos a influência do tempo de resposta do transistor bipolar, o desligamento é muito rápido.

O desligamento pelo emissor tem o mesmo efeito, com uma ação muito rápida. A corrente de dreno do MOSFET cai praticamente a zero instantaneamente, o que faz com que o transistor Bipolar também deixe de conduzir.

Assim, para comutar o transistor bipolar, o que se faz é utilizar um MOSFET que tem uma resposta mais rápida, ligado no seu emissor.

Termos em inglês

Os termos em inglês que encontramos neste capítulo são praticamente os mesmos dos capítulos anteriores, pois os dispositivos analisados têm muitas semelhanças.

Integrated – integrado

Opto-trigger – disparador óptico

Alternating – alternada

Non-recurrent – não recorrente

Temas para pesquisa

- Disparadores
- Diodos de quatro camadas
- Tiristores
- Foto-sensores

Questionário

1. O fator dI/dt de um tiristor define: a)
Sua capacidade máxima de condução
b) A corrente necessária ao disparo
c) A dissipação máxima
d) A velocidade com que ele liga.
2. Qual dos seguintes componentes não é usado no disparo de um Triac?
a) Lâmpada neon b) SUS
c) Diac d) SBS
3. De que modo é possível programar a tensão de disparo de um PUT?
a) Aumentando o valor da tensão entre anodo e catodo
b) Ligando uma rede RC na sua comporta
c) Alterando a tensão de alimentação
d) Ligando um divisor de tensão na sua comporta

4. Qual dos seguintes componentes não pode ser usado num oscilador de relaxação?

- a) Lâmpada neon
- b) SIDAC
- c) Diac
- d) Triac

5. O elemento emissor de um Opto-Diac é um(a):

- a) Lâmpada neon
- b) LED infravermelho
- c) Oscilador de relaxação
- d) Foto-Transistor

6. Qual deve ser a separação entre os pontos de condução dos SCRs num sistema de controle trifásico?

- a) 90 graus
- b) 120 graus
- c) 180 graus
- d) 270 graus

Capítulo 9 - Dissipadores de Calor

No capítulo anterior estudamos uma grande família de dispositivos de disparo baseados na tecnologia do diodo de quatro camadas. Uma boa parte dos dispositivos que estudamos gera bastante calor ao funcionar e esse calor precisa ser dissipado através de meios apropriados. Entra em cena o dissipador de calor e a refrigeração forçada, elementos importantes da eletrônica de potência. Se bem que os dissipadores não sejam componentes, no sentido de que operem com uma fonte de alimentação, o fato de estarem em contato com os componentes que geram calor os torna de extrema importância. Assim, esse capítulo é especialmente dedicado aos dissipadores e outros recursos que ajudem componentes eletrônicos a eliminar o calor gerado. É importante observar que não apenas neste setor da eletrônica os dissipadores são importantes, mas em todos os outros onde a passagem da corrente por um dispositivo gera calor. Este capítulo terá então os seguintes itens:

- 9.1 – Produção de calor
- 9.2 - Lei de Joule
- 9.3 - Os dissipadores
- 9.4 – Ventilação forçada
- 9.5 – O circuito térmico
- 9.6 – Perigos do superaquecimento
- 9.7 – Calculando com a resistência térmica
- 9.8 – Dissipadores na prática
- 9.9 – Como medir a resistência térmica de um dissipador
- 9.10 – Inércia térmica
- 9.11 – Montagem em dissipadores

Introdução

Nem sempre os dissipadores de calor são olhados com o devido cuidado nos projetos que envolvem dispositivos de potência e mesmo aqueles que, aparentemente, não geram uma quantidade preocupante de calor.

No entanto, os problemas relacionados com a dissipação de calor são muito mais importantes do que muitos pensam, e por não estarem relacionados com o circuito em si, nem sempre são devidamente tratados pelos desenvolvedores.

Neste item de nosso curso trataremos deste assunto, focalizando alguns pontos importantes que envolvem o modo de operação dos dissipadores de calor, a forma mais comum de se manter a temperatura de um componente sob controle.

9.1 – Geração de Calor

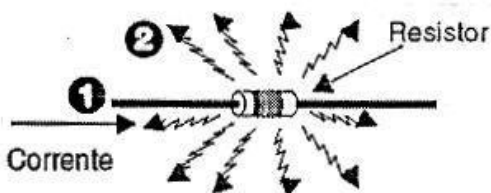
A maioria dos componentes eletrônicos converte energia elétrica em calor, em maior ou menor quantidade, dependendo de suas características ou regime de operação.

Se este calor não for convenientemente transferido para o meio ambiente, o componente se aquece além dos limites previstos e com isso pode "queimar".

Os radiadores ou dissipadores de calor são os elementos que ajudam a fazer esta transferência, sendo por isso, de enorme importância nas montagens eletrônicas. Vamos analisar sua função.

Quando uma corrente elétrica deve vencer uma resistência para sua circulação, ou seja, encontra uma oposição, o resultado do "esforço" de sua passagem é a produção de calor. Energia elétrica se converte em calor e isso é válido para a maioria dos componentes eletrônicos comuns.

O calor liberado neste processo tende a aquecer o componente e em consequência da diferença de temperatura que se estabelece entre ele e o meio ambiente, tem início a uma transferência de calor para esse meio ambiente, conforme mostra a figura 1.



- 1 - Calor eliminado por condução pelos terminais.
- 2 - Calor transferido ao ar a partir da superfície de contato do componente com o meio ambiente.

Figura 1 – Como o calor gerado é eliminado, no caso de um resistor

A diferença de temperatura entre o componente e o meio ambiente determina a velocidade com que o calor gerado é transferido. Assim, chega o instante em que o calor gerado e o transferido se igualam quando então a temperatura do corpo que o gera se estabiliza.

A transferência do calor gerado para o meio ambiente depende de diversos fatores como a superfície de contacto do componente com o meio ambiente, a capacidade que ele tem de conduzir o calor do ponto em que ele é gerado até o ponto de contacto com o meio ambiente e finalmente a diferença de temperatura entre esses dois pontos.

Podemos comparar a diferença de temperatura entre o ponto em que o calor é gerado (componente) e o meio ambiente (ar que o circunda) como a diferença de potencial elétrico entre os dois pontos.

O fluxo de calor entre os dois pontos é feito por um percurso de modo semelhante a uma corrente. Assim, temos um circuito "térmico" em que existe uma "resistência" que deve ser vencida pelo calor para chegar ao meio ambiente.

Se a resistência for elevada, ou seja, houver dificuldades para o calor gerado numa pastilha de um componente, por exemplo, um transistor ou um circuito integrado, chegar até o

meio ambiente, sua temperatura se eleva, pois deve haver "maior tensão" para o calor sair, vencendo a oposição encontrada.

Veja que, com o aumento da "tensão" que no caso é a temperatura, temos maior "pressão" e com isso aumenta o fluxo de calor, de modo que chega um instante em que ocorre o equilíbrio da situação: a quantidade de calor gerado é igual à quantidade de calor transferido para o meio ambiente.

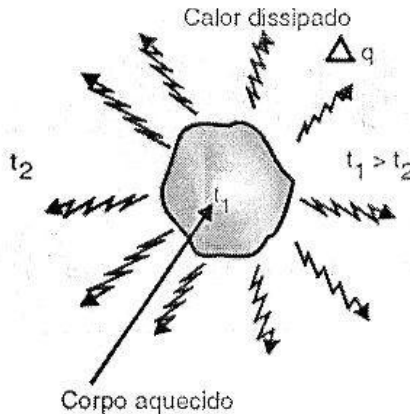


Figura 2 – No equilíbrio térmico o fluxo de calor para o meio ambiente se iguala à quantidade de calor gerado

Termodinâmica

Os leitores que tiverem dúvidas sobre os conceitos de temperatura e calor, podem encontrar mais informações nos livros de física do ensino médio, especificamente nos capítulos sobre termodinâmica.

Em eletrônica, devemos cuidar para que isso ocorra numa temperatura que não comprometa a integridade do componente.

Por exemplo, o silício usado na maioria dos dispositivos semicondutores como diodos, transistores e circuitos integrados

não pode se aquecer a uma temperatura maior que 125 graus centígrados, chegando em alguns casos a 150° C.

A maioria dos componentes é dotada de recursos que facilitam a condução do calor gerado para sua superfície e daí para o meio ambiente.

No entanto, muitos componentes têm dimensões insuficientes para fazer isso sozinho, ou seja, possuem uma superfície de contacto insuficiente para que o calor gerado possa ser transferido com facilidade.

Isso ocorre porque um dos fatores que influi na transferência do calor de um meio para outro é a superfície de contacto entre esses dois meios.

Transistores e circuitos integrados de potência consistem em exemplos disso.

Suas pequenas dimensões impedem que mais do que algumas centenas de miliwatts e eventualmente alguns watts de energia seja convertida em calor e transferida (dissipada) para o meio ambiente de modo eficiente.

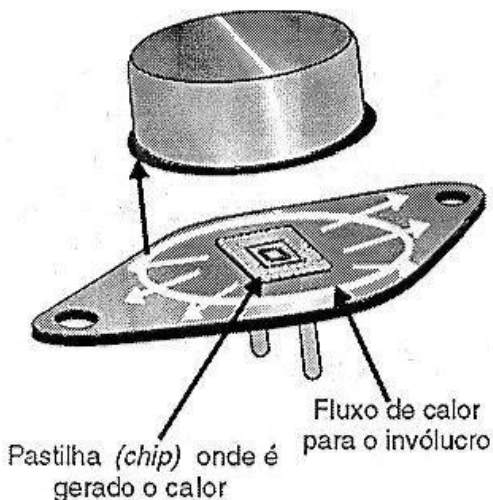


Figura 3 – Fluxo de calor num dispositivo em invólucro metálico (SCR, MOSFET ou Transistor)

Como conseguir que estes componentes transfiram para o meio ambiente todo o calor gerado de modo que sua temperatura não se eleve além dos limites permitidos?

Levando em conta que o calor gerado pode ser transferido para o meio ambiente de três maneiras, irradiação, contacto e convecção temos as seguintes possibilidades:

a) contacto

Os metais são bons condutores de calor. Assim, a montagem de componentes eletrônicos em contacto com superfícies maiores de metal, desde que não haja contacto elétrico, mas somente térmico, ajuda na transferência do calor.

Assim, para pequenos transistores, transistores de média potência, MOSFETs, SCRs e mesmo circuitos integrados, uma solução para o problema da transferência do calor é montá-los encostados numa superfície de metal maior, capaz de ajudar a absorver e transferir para o meio ambiente o calor gerado.

Na figura 4 temos uma solução dotada para o caso de transistores de média potência como os BD135 e TIP31 quando eles não operam com sua potência máxima.

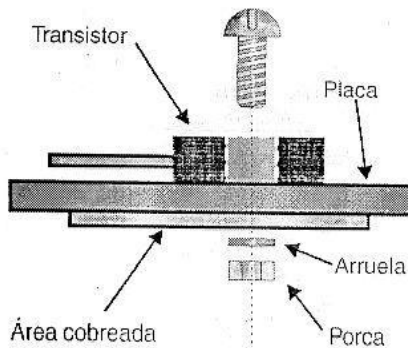


Figura 4 – Usando área cobreada de uma placa como dissipador de calor

Neste caso, montamos o transistor em contacto com uma área cobreada maior da placa de circuito impresso, a qual ajuda

absorver o calor gerado, e como tem uma superfície maior de contacto com o ar ela transfere esse calor para o meio ambiente.

Podemos dizer que a própria placa de circuito impresso pode ser usada como radiador de calor neste caso.

b) convecção

O componente aquecido transfere o calor para o ar ambiente que então se aquece.

O ar aquecido é mais leve que o ar frio a sua volta e por isso tende a subir. Forma-se então uma corrente de ar quente ascendente sobre o componente que "leva o calor" para cima.

Nos aparelhos de alta potência é importante deixar orifícios de ventilação para que esse ar quente seja expelido. Temos então furos por baixo por onde entra o ar frio e furos por cima por onde sai o ar quente.

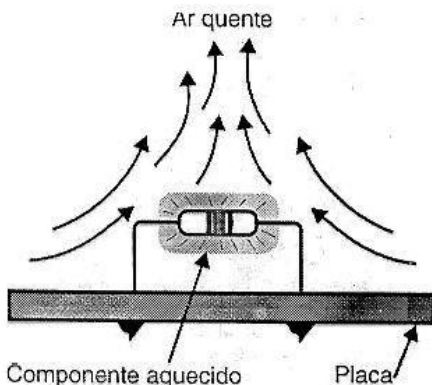


Figura 5 – Corrente de convecção em torno de um resistor aquecido

Podemos aumentar a capacidade de transferência de calor para o meio ambiente forçando a ventilação, o que pode ser feito com ajuda de um ventilador.

Este recurso é bastante usado nos equipamentos de alta potência e em fontes de alimentação de computadores, ou mesmo nos microprocessadores de computadores que possuem

ventoinhas de refrigeração que forçam a circulação de ar pelos componentes que se aquecem.

Existem até "micro-ventiladores" que podem ser encaixados sobre circuitos integrados e componentes especiais para ajudar a dissipar o calor que ele gera, conforme veremos mais adiante.

c) Irradiação

Parte do calor gerado por qualquer corpo é irradiada na forma de ondas eletromagnéticas. Uma boa parte desta radiação está na faixa dos infravermelhos e para sua propagação não se necessita de um meio material.

Verifica-se que os corpos negros irradiam muito melhor o calor do que os corpos de outras cores.

Por este motivo, os componentes pintados de preto possuem uma capacidade maior de irradiação de calor do que os equivalentes que tenham invólucros de cores mais claras, conforme sugere a figura 6.

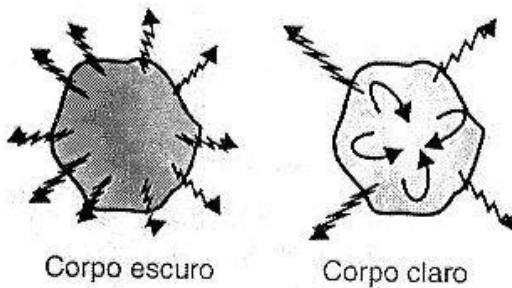


Figura 6 – Corpos negros têm maior poder de emissão de calor

9.2 - Lei de Joule

Todo dispositivo eletrônico, que não apresente uma resistência nula, gera certa quantidade de calor ao ser percorrido por uma corrente elétrica.

Para o caso de um resistor, a potência elétrica desenvolvida que é convertida em calor é determinada pela Lei de Joule.

O que esta lei estabelece é que a quantidade de calor gerado, ou potência dissipada (medida em watts), é proporcional ao produto da corrente pela tensão no resistor, conforme a fórmula:

$$P = V \times I \quad (1)$$

Onde: P é a potência em watts (W)

V é a tensão em volts (V)

I é a corrente em ampères (A)

Levando em conta que pela Lei de Ohm que a corrente num resistor é proporcional à tensão em seus terminais ou $R = V/I$, também podemos escrever para a Lei de Joule que:

$$P = R \times I^2 \quad (2)$$

$$P = V^2/R \quad (3)$$

Exemplo de cálculo:

Calcular a potência dissipada por um resistor de 10 ohms quando ligado a um gerador de 12 volts.

Resolução: como temos a tensão e a resistência, usamos a fórmula (3).

$$P = (12 \times 12)/10 = 144/10 = 14,4 \text{ watts}$$

Cálculos

Na seção de Matemática Para a Eletrônica e exercícios resolvidos do site do autor podem ser encontrados outros exemplos de aplicação da Lei de Joule.

Como o dispositivo de resistência nula é ideal, não existindo na prática, podemos dizer que todos os dispositivos percorridos por corrente num circuito real geram calor.

Assim, os semicondutores de potência tais como transistores bipolares, MOSFETs, IGBTs, SCRs, Triacs, etc., no estado de condução geram calor.

Como eles não são perfeitos, sempre apresentando uma certa resistência, a quantidade de calor gerado dependerá da intensidade da corrente e dessa resistência.

Como essa resistência causa uma queda de tensão no dispositivo, podemos dizer que a potência gerada é dada pelo produto dessa queda de tensão pela intensidade da corrente conduzida.

O calor gerado pelos dispositivos precisa ser dissipada para que não causem elevações de temperatura capazes de danificá-los.

Conforme estudamos nos capítulos anteriores, todos os componentes semicondutores possuem limites de dissipação e temperaturas máximas em que podem operar.

Isso significa que esses dispositivos, em condições normais de operação não conseguem dissipar o máximo de calor que o fabricante prevê para uma aplicação típica.

Nesses casos, o dispositivo deve contar com recursos adicionais para dissipar o calor gerado, ou seja, com dissipadores de calor.

Potências máximas

Veja que os fabricantes especificam a potência máxima que os dispositivos podem dissipar com o uso de dissipadores apropriados. Para dimensionar esses dissipadores, são dadas informações adicionais para cálculos, das quais trataremos nesse item.

9.3 – O dissipador de calor

Para os casos em que o calor gerado é grande, precisando ser transferido para o meio ambiente de modo que o componente não tenha sua temperatura elevada acima dos limites que ele tolera, devem ser usados meios auxiliares.

Assim, além de recursos que permitem espalhar o calor pela própria placa de circuito impresso, através dos materiais, a ventilação forçada, o principal meio, sem dúvida é o que faz uso dos radiadores ou dissipadores de calor.

Estes elementos aproveitam todos os três modos de transferência de calor para o meio ambiente.

Assim, a quantidade de calor que um radiador de calor pode transferir para o meio ambiente depende basicamente dos seguintes fatores:

a) tamanho

Na realidade, o que deve ser levado em conta é a superfície do radiador de calor que tem contacto com o meio ambiente. Para aumentar esta superfície, os radiadores são construídos com muitas dobras ou aletas, conforme mostra a figura 7.

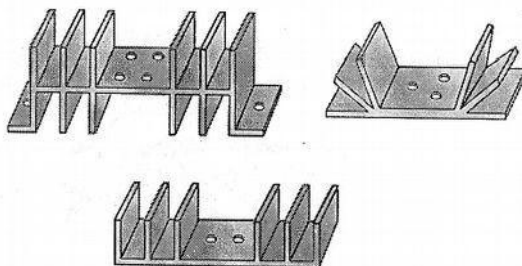


Figura 7 – Alguns tipos de radiadores de calor

Vale então a superfície de contacto de todas as aletas com o meio ambiente.

Obtém-se assim uma superfície muito grande mesmo utilizando-se um componente que ocupa um volume

relativamente pequeno, conforme damos a entender no tipo mostrado na figura 7.

Para os casos em que a potência que se deseja dissipar não seja tão grande, uma simples chapinha fixada no componente, ou ainda dobrada na forma de "U" ou "L" já pode dar resultados satisfatórios, conforme mostra a figura 8.

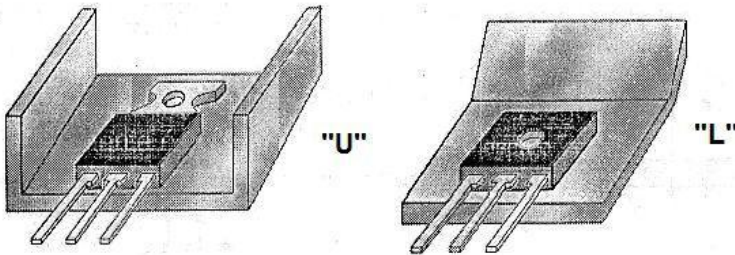


Figura 8 – Outros tipos de radiadores

Veja que, se notarmos o aquecimento excessivo de um componente isso realmente significa que o calor produzido não está sendo transferido para o meio ambiente e isso pode não se dever exclusivamente ao radiador.

b) Contacto

Deve haver um contacto físico que facilite a transferência de calor entre o componente e o radiador. De modo a melhorar este contacto, diversos são os recursos que podem ser utilizados.

Um deles consiste no uso de uma pasta térmica que é feita a base de silicone, um bom condutor de calor. Tanto o componente como o radiador são untados com esta pasta antes da montagem, conforme mostra a figura 9.

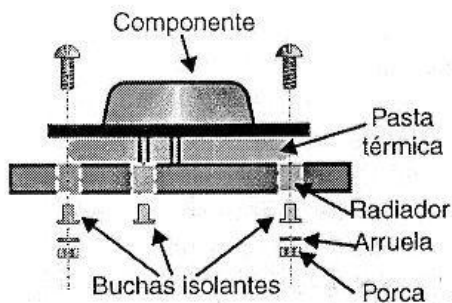


Figura 9 – Montagem de componente com invólucro metálico em dissipador

Veja que nos casos em que o componente deve ficar isolado do radiador, devemos colocar entre ele e o radiador um elemento isolante apropriado.

Este isolador pode ser feito de mica ou um plástico especial, bom condutor de calor, mas que não conduza a corrente elétrica, conforme mostra a figura 10.

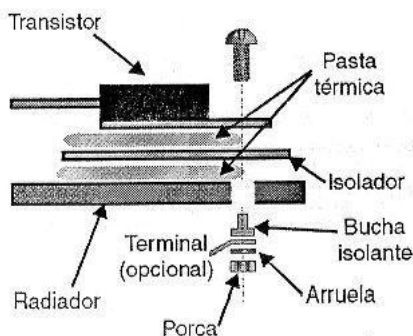


Figura 10 – Montagem de componente com invólucro plástico em dissipador

c) Irradiação

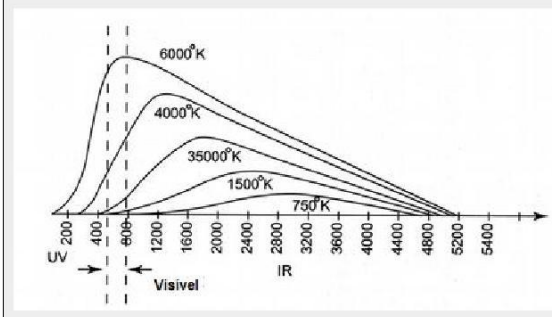
Os radiadores escuros são mais eficientes do que os claros na transferência de calor para o meio ambiente. Veja que, se a transferência por contacto já for eficiente e até houver a ajuda de ventilação, o uso de um radiador claro não altera em muito a eficiência do sistema.

Isso ocorre porque parte do calor é irradiada na forma de ondas eletromagnéticas, concentrando-se principalmente na faixa dos infravermelhos. Parte-se das propriedades dos corpos negros que são irradiadores ideais, para se escolher materiais que possam ser usados de modo eficiente nesta forma de se livrar do calor gerado pelos componentes.

A Lei de Stefan-Boltzman mostra como a radiação produzida por um corpo negro aquecido se distribui pelo espectro.

Lei de Stefan-Boltzman

A quantidade de radiação de energia em todos os comprimentos de onda para um corpo negro é proporcional à quarta potência da temperatura absoluta. A figura mostra a distribuição espectral de energia de um filamento incandescente de carvão como função da sua temperatura.



Fórmula 1

Lei de Stefan-Boltzmann

$$e = \sigma \times T^4$$

Onde:

e é a taxa de distribuição de energia

σ é o coeficiente de proporcionalidade ou constante de Boltzmann que vale $5,67 \times 10^{-12} \text{ w/cm}^2 \text{ } ^\circ\text{K}$

T é a temperatura em graus kelvin ($^\circ\text{K}$)



Ludwig Boltzmann (Físico Austríaco)

9.4 – Ventilação forçada

Também devemos lembrar os casos em que a quantidade de ar em contacto com as aletas que devem transferir o calor pode ser sensivelmente aumentada com o uso de ventilação forçada, como ocorre no caso do uso dos “fans”, muitos comuns em dispositivos que exigem uma grande taxa de transferência de calor, caso dos microprocessadores.

Na figura 11 temos um dissipador com fan ou cooler (ventoinha).



Figura 11 – Dissipador com fan (usado em computadores para refrigerar o microprocessador)

Um tipo de dissipador de calor que tem uso cada vez mais freqüente é o que emprega um dispositivo de Efeito Peltier.

Este dispositivo, mostrado na figura 12, quando alimentado por uma tensão contínua retira o calor de uma das faces e joga-o na outra que é um dissipador comum com um fan convencional.

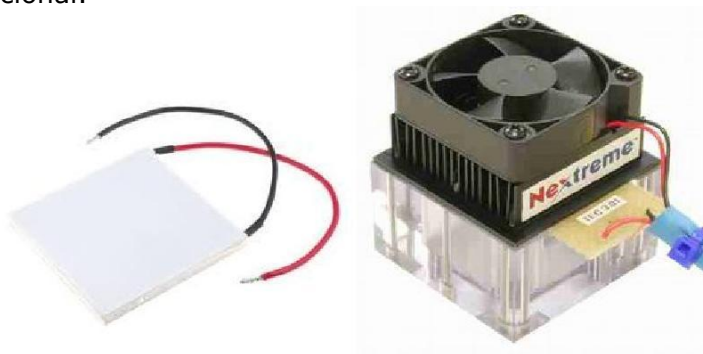


Figura 12 – Dissipador de estado sólido combinado com fan

Efeito Peltier

O Aparecimento de uma tensão em junções condutoras de materiais diferentes quando sua temperatura se eleva é denominado efeito Seebeck. O fenômeno inverso é denominado Efeito Peltier. Quando uma corrente circula por uma junção de materiais diferentes, temos o abaixamento da temperatura

Outro tipo de dissipador com transferência forçada de calor é o que usa água ou óleo para esta finalidade. Na figura 13 temos um exemplo.



Figura 13 – Dissipador utilizando circulação de água para retirar o calor gerado.

Refrigeração forçada

Nas aplicações em que potências extremamente altas são envolvidas, a utilização de refrigeração forçada com ventiladores (fans ou coolers), dispositivos de efeito Peltier, água ou óleo é muito utilizada. Nestes casos, um conhecimento adicional de termodinâmica se faz necessário ao técnico que pretende trabalhar com os sistemas. Programas de simulação como o NILabview possuem recursos para trabalhar com circuitos térmicos.

-9.5 – O circuito térmico

Quando acoplamos um radiador de calor a um dispositivo que gera calor, a temperatura final do dispositivo dependerá da quantidade de calor que ele gera, da velocidade com que o dispositivo pode transferir o calor gerado, e da temperatura final do ambiente para o qual o calor é transferido.

Podemos comparar isso a um "circuito térmico" em que a diferença de temperatura é a "tensão" responsável pelo fluxo de calor da fonte (componente) para o meio ambiente.

O fluxo de calor é a "corrente" e a capacidade que os diversos elementos do circuito têm de transportar esse calor é a "resistência térmica".

Assim, conforme mostra a figura 14 podemos elaborar um "circuito térmico" que segue uma lei muito semelhante à Lei de Ohm, a tal ponto, que podemos chamá-la sem problemas de "Lei de Ohm Térmica".

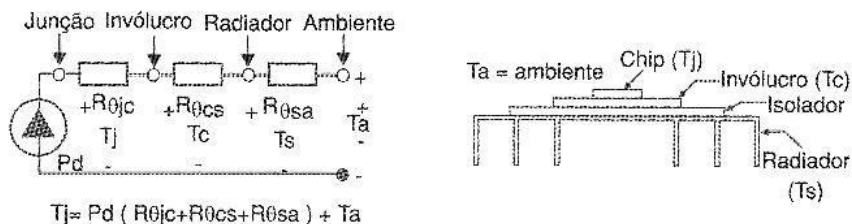


Figura 14 – Circuito térmico, do componente ao meio ambiente

Para o desenvolvedor é preciso projetar este circuito de modo que, numa transferência normal de calor, com os recursos usados, a temperatura do componente se mantenha sempre abaixo dos máximos permitidos.

E, isso deve levar em conta que a temperatura final, que é a temperatura ambiente, pode variar entre determinados limites.

9.6 - Perigos do Superaquecimento

Todos os componentes eletrônicos, capacitores, indutores, transformadores, dispositivos semicondutores, etc., possuem temperaturas máximas de operação que são especificadas pelos fabricantes.

A confiabilidade e eficiência de um componente decrescem numa taxa muito alta quando a temperatura se eleva.

Para cada 10 ou 15° C de aumento de temperatura, acima dos 50° C a taxa de falhas de um componente dobra.

Além disso, os componentes eletrônicos de comportam de maneira diferente quando a temperatura se eleva.

Os capacitores, por exemplo, passam a ter uma taxa de evaporação do eletrólito muito mais significativa o que reduz a vida útil do componente.

Componentes magnéticos apresentam perdas muito maiores quando a temperatura passa dos 100° C em muitos deles a degradação do isolamento pode ocorrer de forma acentuada.

Para os semicondutores temos diversos problemas a serem considerados quando a temperatura se eleva.

Por esse motivo é que, ao estudar diversos componentes em capítulos anteriores demos uma atenção especial à SOA (Safe Operating Area), alertando o leitor sobre os perigos de se desprezar seus limites

Um dos problemas que ocorre com o aquecimento, e que estudamos no caso dos diodos, é a divisão desigual das correntes e, portanto, da potência em componentes que sejam ligados em série ou em paralelo.

Esse problema pode levar a um efeito de “avalanche”, conforme mostra a figura 15, em que um dos componentes pode ser levado a um aquecimento maior irreversível até a queima.

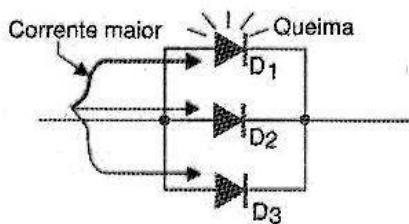


Figura 15 – Divisão desigual da corrente em diodos em paralelo

Em certos semicondutores temos ainda a redução das tensões de ruptura. A corrente de fuga aumenta e os tempos de comutação também.

Se bem que o controle das tensões e correntes nos dispositivos, o uso de componentes que sejam bem projetados no sentido de garantir excelente fluxo de calor no seu interior ajudem a minimizar os problemas de dissipação de calor, o desenvolvedor é que tem a responsabilidade de montar o componente em dissipadores eficientes quando isso se tornar necessário.

Neste caso, temos de levar em conta dois fatores:

- b) A montagem do dissipador em si que exige o uso de parafusos e porcas apropriados, isoladores e eventualmente graxa térmica.
- c) O projeto do radiador que deve não apenas ter a capacidade de dissipar o calor gerado como estar devidamente posicionado num local em que possa fazer isso de modo eficiente.

9.7 – Calculando com a Resistência Térmica

Conforme vimos, o processo que vai da geração do calor pelo componente, sua transmissão através de meios apropriados até a dissipação no meio ambiente envolve um circuito térmico.

Assim, conforme mostra a figura 16, no caso de um dispositivo semiconductor temos diversas elementos neste circuito, que podem ser considerados como situados em camadas.

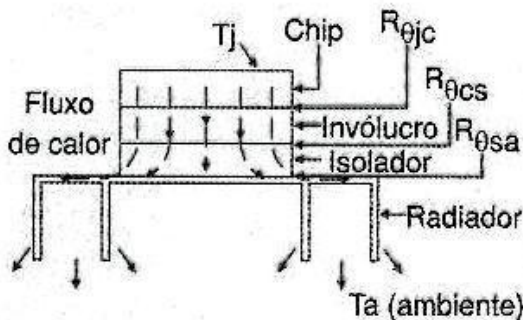


Figura 16 – Elementos do circuito térmico

O circuito térmico equivalente para a estrutura mostrada na figura 22 é mostrado na figura 17.

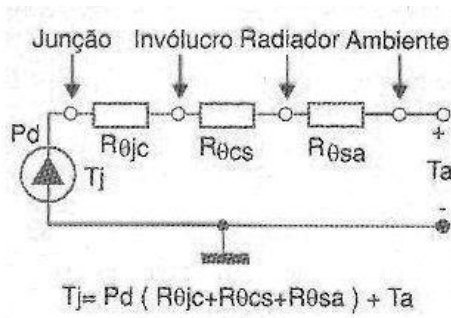


Figura 17 – Circuito térmico para a figura 22

Veja que os elementos se comportam como resistores, o que quer dizer que se existirem caminhos paralelos para o fluxo de calor, eles podem ser considerados como "resistores térmicos" ligados em paralelo.

9.7.1 - Impedância Térmica Transiente

Da mesma forma que num circuito elétrico um transiente de temperatura, ou seja, uma produção de um pico de calor pelo componente que gere um pico de calor pode causar danos ao dispositivo se não for rapidamente absorvida, impedindo que a temperatura se eleve na mesma velocidade, conforme mostra a figura 18.

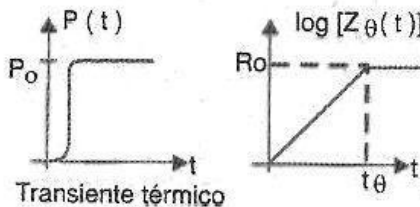


Figura 18 – Transiente térmico

O componente térmico é equivalente a um capacitor, que absorveria um pico elétrico.

No caso do calor ele é representado pela capacidade térmica do sistema. Podemos então falar em capacidade térmica por unidade de volume:

$C_v - dQ/dT$ (Joules/oC) que pode absorver o calor, num circuito equivalente mostrado na figura 19.

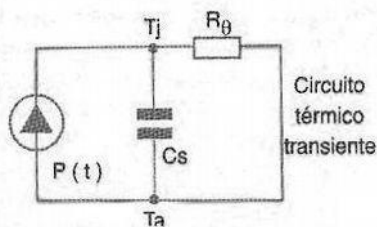


Figura 19 – O circuito térmico transiente

Assim, o circuito térmico equivalente será: $C_s = C_v \times V$ onde V é o volume do componente.

Chegamos então à Impedância Térmica Transiente do circuito que é dada pela fórmula junto à figura 20.

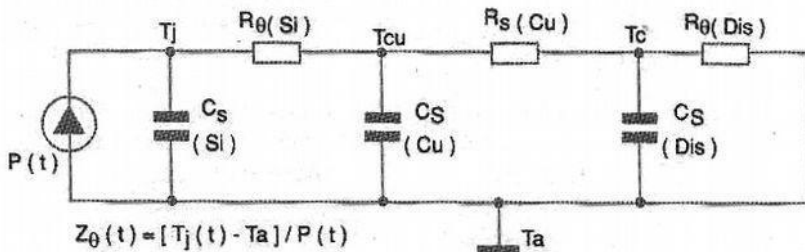


Figura 20 – A impedância térmica

Veja que podemos falar numa constante de tempo térmico para este circuito que será dada por:

$$T\theta = n \cdot R\theta \cdot Cs/4$$

Se tivermos uma estrutura multi- camadas, podemos associar às diversas capacidades térmicas de seus elementos "capacitâncias térmicas" no circuito mostrado na figura 21.

É o caso de um sistema formado por diversos tipos de materiais como o silício, cobre, e o próprio dissipador.

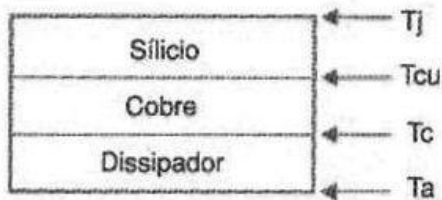


Figura 21 – Um sistema multi-camada

-9.8 - Os Dissipadores Na Prática – Como escolher

O tipo mais comum de dissipador disponível para uso em circuitos eletrônicos é o fabricado em alumínio.

Muitos possuem uma camada anodizada de óxido escuro que tem por finalidade reduzir em até 25% a resistência térmica.

Os dissipadores comuns resfriados por convecção sem ser forçada possuem uma constante de tempo térmica típica que varia entre 5 e 15 minutos. As constantes de tempo dos dissipadores com ventilação forçada são bem menores.

São os seguintes os fatores que determinam a escolha de um radiador de calor para uma determinada aplicação:

- a) Potência máxima que deve ser dissipada pelo componente montado no dissipador de calor. (P_{dis})
- b) Temperatura interna máxima do componente – temperatura de junção ($T_{j,max}$)
- c) Resistência térmica da junção do componente para seu invólucro ($R_{\theta j}$)
- d) Temperatura ambiente máxima ($T_{a,max.}$)

A fórmula a ser aplicada será:

$$R_{sa} = (T_{j,max} - T_{a,max}) \times P_{dis} - R_{\theta j}$$

P_{dis} e $T_{a,max}$ são fixados para aplicação enquanto que $T_{j,max}$ e $R_{\theta j}$ são determinados pelo fabricante do componente.

Cálculos

Se bem que este curso seja basicamente conceitual, damos eventualmente alguns procedimentos de cálculos. Para os leitores inseguros com a matemática aplicada à eletrônica temos no nosso livro Matemática Para Eletrônica (em preparo na época da edição deste livro), ensinamentos básicos sobre matemática aplicada à eletrônica.

Partindo então da idéia de que qualquer corpo que conduza e irradie calor pode funcionar como um radiador de calor podemos ter diversas técnicas para a construção de dissipadores para uso em aplicações eletrônicas.

A maioria dos tipos tem na circulação do ar a transferência da maior parte do calor gerado.

Os principais tipos, mostrados na figura 22 são:



Figura 22 – Tipos de dissipadores

- a) Estampados – são dissipadores formados por folhas de cobre ou alumínio, estampados de modo a adquirir o formato desejado. Esse tipo de dissipador é bastante usado na maioria das aplicações eletrônicas por serem baratos e por serem de fabricação fácil.
- b) Por extrusão – são os mais comuns em aplicações de potência como fontes de alimentação, amplificadores, etc. O processo de extrusão facilita a obtenção de formatos bi-dimensionais com a capacidade de dissipar grandes quantidades de calor. Além disso, eles podem ser cortados e trabalhados de diversas maneiras. A possibilidade de se cortar aletas em corte cruzado permite a elaboração de padrões que possibilitam o aumento do desempenho de 10 a 20%.
- c) Juntas de Tiras Pré - fabricadas – a limitação da capacidade de dissipação dos tipos que operam por convecção pode ser contornada se a superfície de contacto com o ar for aumentada. A maior exposição à corrente de ar facilita a transferência do calor gerado. Os dissipadores desse tipo são

formados por aletas de alumínio coladas com epóxi a uma base fabricada por extrusão.

- d) Fundidos – areia, um cerne e processo de fundição para dissipadores podem ser feitos em alumínio sem a necessidade de vácuo, cobre ou bronze. Esse tipo de dissipador tem maior desempenho em sistemas de ventilação forçada.
- e) Aletas dobradas – folhas de alumínio ou cobre corrugado são usadas para aumentar a área da superfície em contacto com o ar nesse tipo de dissipador. O sistema é então fixado a uma placa que serve de base ou mesmo colado na superfície de onde o calor deve ser removido.

9.9 - Como Medir a Resistência Térmica de um Dissipador

O método descrito é empírico, servindo para determinar com razoável precisão a resistência térmica de um dissipador de calor.

Tudo que o leitor precisa é de um termômetro (preferivelmente do tipo de contacto digital) e de uma fonte de calor conhecida. A fonte de calor pode ser um resistor de potência ou ainda um transistor, conforme mostra a figura 23 ligados a uma fonte ajustável de tensão.

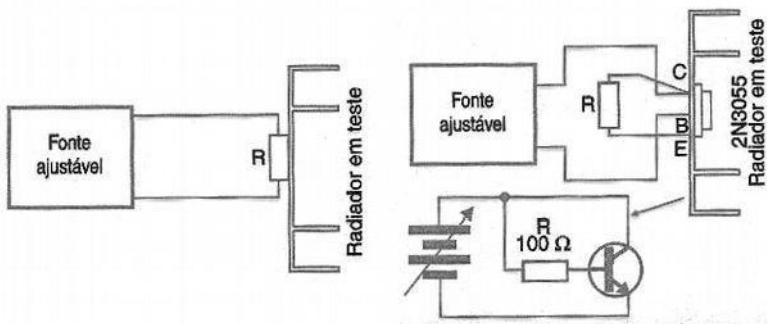


Figura 23 – Montagem para teste

O resistor ou o transistor devem ser capazes de fornecer uma boa potência, por exemplo, o 2N3055. Será interessante que na determinação das características do dissipador, ele esteja o mais próximo possível das condições reais em que ele vai ser usado.

Por exemplo, ele já pode ser fixado na caixa do aparelho em que vai ser instalado de modo a se verificar se o sistema de ventilação é eficiente.

O que se faz então é montar o dissipador em contacto com o resistor ou transistor usado como fonte de calor. O contacto térmico perfeito é essencial para a precisão das medidas, conforme mostra a figura 24.

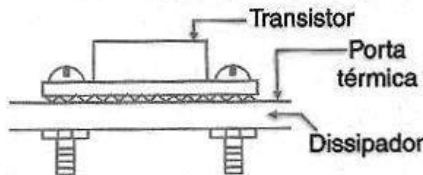


Figura 24 – Montando o transistor no dissipador para teste

No caso de um transistor é mais fácil fazer esse contacto, pois já podemos usar pasta térmica para essa finalidade, como na montagem final do componente que vai ser utilizado.

Comece aplicando uma pequena potência ao resistor ou transistor e espere pelo menos uma hora para que ocorra o equilíbrio térmico.

Se o calor gerado for insuficiente para aquecer o dissipador (que estará ainda muito frio), aumente a potência e espere mais uma hora até a estabilização. Vá fazendo isso por etapas até obter uma temperatura final do dissipador na faixa de 50 a 60° C aproximadamente.

Anote a potência que está sendo gerada P_h multiplicando a corrente no circuito pela tensão. Anote a temperatura final medida no dissipador (t_h) e a temperatura ambiente (t_a). Podemos então aplicar as seguintes fórmulas:

Variação da temperatura (tr)

$$tr = th - ta \quad (1)$$

Onde:

th – temperatura do dissipador (oC)

ta – temperatura ambiente (oC)

Potência dissipada (aplicada ao dissipador) – W

$$P = V \times I \quad (2)$$

Onde

P – potência aplicada e dissipada em watts

V – tensão no elemento de aquecimento (V)

I – corrente no elemento de aquecimento (I)

Finalmente temos o modo de se encontrar a resistência térmica em oC/W:

$$R_{th} = Tr/P \quad (3)$$

Onde:

Rth – resistência térmica em oC/W

Tr – variação da temperatura (oC)

P – potência aplicada/dissipada (W)

Para obter maior precisão nos cálculos, o leitor pode realizar a medida várias vezes e tirar a média. Na maioria dos casos, a determinação será razoável, pois os próprios fabricantes dos dissipadores especificam seus produtos com uma tolerância que chega aos 25% (para mais e para menos!).

9.10 - Inércia Térmica

Como o calor gerado não é transferido para o meio ambiente imediatamente, precisando de um certo tempo de

“trânsito” através do dissipador, isso se traduz numa inércia térmica.

Leva tempo para o dissipador “responder” às variações de temperatura do componente nele montado.

Essa inércia deve-se basicamente à massa do dissipador, a qual deve ser aquecida, absorvendo ou cedendo calor quando a temperatura do ar ambiente ou do componente varia.

Quanto maior for um dissipador mais tempo ele demora até atingir a temperatura final de funcionamento, conforme mostra o gráfico da figura 24.

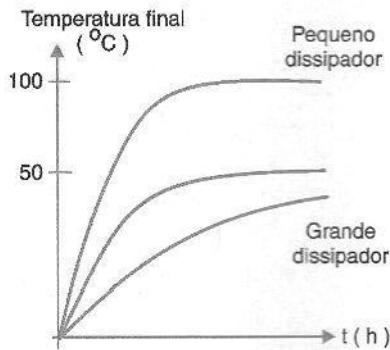


Figura 24 – A inércia térmica

Veja então que um dissipador maior não significa necessariamente que ele pode dissipar mais calor, mas sim que ele demora mais tempo para chegar à temperatura de equilíbrio.

Uma grande inércia térmica pode ser interessante em algumas aplicações, pois ela significa a capacidade de absorver o calor gerado em transientes.

Deve-se também tomar cuidado com uma inércia excessiva, pois a temperatura do radiador pode demorar para subir atuando sobre um eventual dispositivo de proteção conectado a ele, quando a temperatura do próprio componente já atingiu um valor capaz de causar sua queima.

Inércia

Denominamos inércia à oposição oferecida por um sistema à qualquer mudança do estado em que se encontra. A mais conhecida é a inércia mecânica que é a reação que um corpo oferece a uma mudança de velocidade ou para sair do repouso. O mesmo conceito se aplica à temperatura e outras grandezas.

-9.11 - Montagem em Dissipadores de Calor

Na figura 25 mostramos o modo de se fazer a fixação de um componente em invólucro TO-220 (plástico) num dissipador de calor. Entre o componente e o isolador e entre o isolador e o dissipador deve ser colocada pasta térmica.

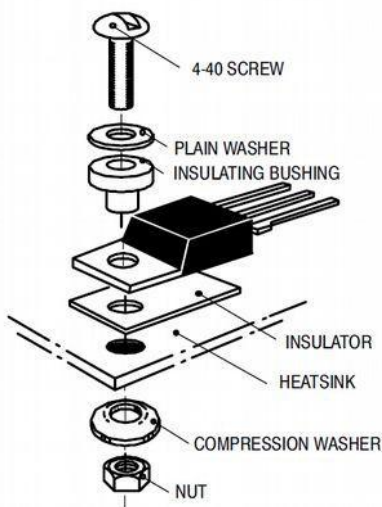


Figura 25 – Montagem de invólucro plástico TO-220

Em muitos casos, o componente não deve ter contato elétrico com o dissipador, já que o tab ou carcaça metálica

normalmente possuem conexão com o coletor de transistores ou anodo de SCRs. A prova de contacto é mostrada na figura 26.

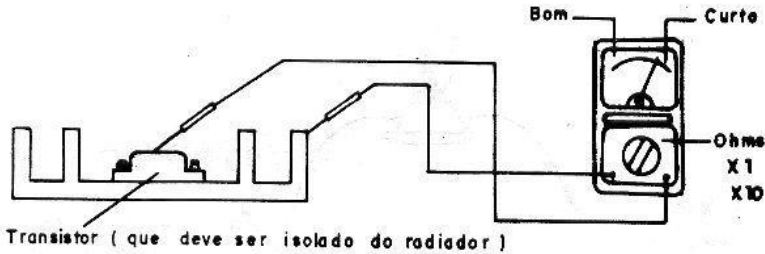


Figura 26 – Teste de isolamento

Um contato indevido (baixa resistência) pode causar curtos-circuitos. Para os circuitos integrados de potência em invólucro DIL que possuem aletas para fixação de dissipadores, do tipo aba com encaixe na placa, conforme mostra a figura 27, mostramos o procedimento para se encaixar um dissipador e soldá-lo junto com a placa.

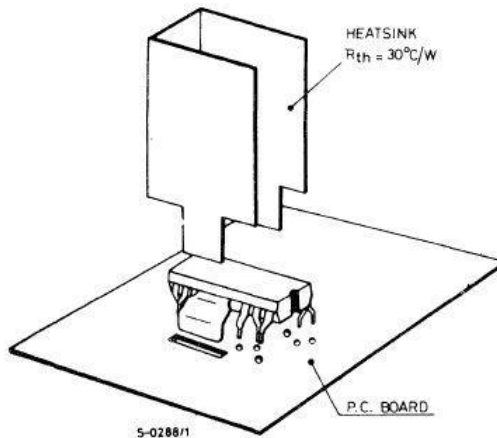


Figura 27 – Dissipadores para invólucros DILs

Na figura 28 temos o modo correto de se prender CIs SIL (Single in Line) em dissipadores de calor. Dependendo a aplicação pode ser usado isolador de mica ou plástico e ainda pasta térmica para ajudar na transferência do calor gerado.

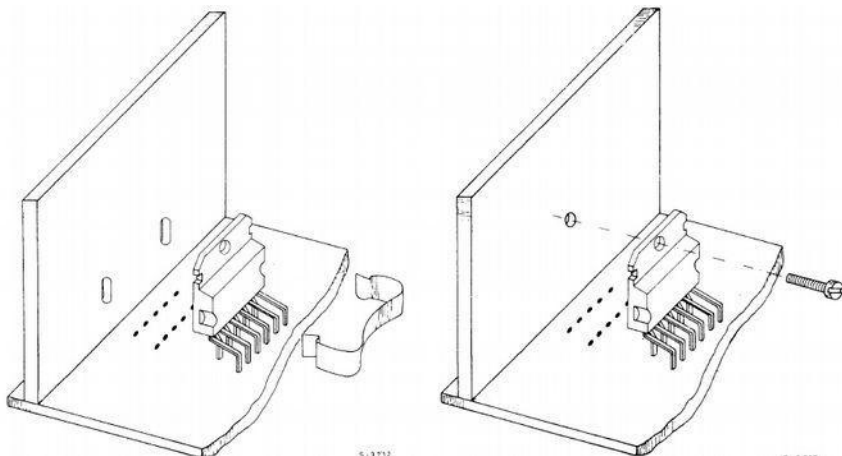


Figura 28 – Circuitos integrados SIL em dissipadores

Termos em Inglês

Alguns termos em inglês relacionados com o tema deste capítulo:

- Heat – calor
- Heatsink – dissipador de calor
- Grase – graxa
- Nut – porca
- Screw – parafuso
- Washer – porca
- Bushing - bucha

Termos para pesquisa

- Lei de Joule
- Corpo negro
- Radiação infravermelha
- Calor
- Dissipadores de calor

Questionário

1. A temperatura é uma medida:
 - a) Da potência das partículas de um corpo
 - b) A agitação das partículas de um corpo c) Da energia armazenada num corpo
 - d) Da capacidade de armazenar calor de um corpo

2. Os corpos que irradiam melhor o calor são os corpos:
 - a) Brancos b) Metálicos
 - c) Negros d) Refletores

3. A obtenção de frio pela passagem de uma corrente por junção se deve a que efeito:
 - a) Joule b) Seeback c) Peltier
 - d) Boltzman

4. A demora que o corpo apresenta a uma variação de temperatura se deve à:
 - a) Inércia térmica
 - b) Capacidade térmica
 - c) Convecção térmica
 - d) Irradiação infravermelha

Capítulo 10 - Componentes Antigos

Estudamos no capítulo anterior um acessório de montagem de grande importância para todos os dispositivos que produzem grande quantidade de calor quando funcionam, o dissipador de calor. O assunto deste capítulo não terá apenas um valor histórico, pois existem em funcionamento muitos equipamentos que utilizam componentes antigos. Conhecendo estes componentes, o profissional saberá como fazer o reparo do equipamento e mais do que isso, encontrar uma solução que substitua o componente por equivalente moderno, o que é possível na maioria dos casos. Este capítulo terá então os seguintes itens:

- 10.1 – O diodo de selênio
- 10.2 – Válvula Tungar
- 10.3 – Outras válvulas
- 10.4 – Diodos semicondutores substituindo válvulas retificadoras
- 10.5 – Válvulas reguladoras de tensão
- 10.6 – Tiratron
- 10.7 – Vibradores
- 10.8 – Porque as válvulas queimam
- 10.9 – Tubos Nixie
- 10.10 – Multímetros para circuitos de potência

Introdução

No trabalho de manutenção de equipamentos eletrônicos de potência, seja na indústria, em ferrovias, instalações diversas ou mesmo em embarcações mar, pode perfeitamente ocorrer que o profissional se depare com um equipamento antigo que apresente uma falha.

E, abrindo tal equipamento pode encontrar componentes antigos que talvez não conheça, e com razão. Já vimos o caso de um funcionário de uma ferrovia de nosso estado que, abrindo um equipamento antigo que havia falhado, se deparou com um componente que ninguém de seu relacionamento soube explicar o que era.

Quando ele nos descreveu o componente e indicou sua função no circuito, verificamos que se tratava de uma válvula tiratron, o equivalente antigo dos modernos SCRs.

Bastou verificar suas características e o componente pode ser substituído, com algumas alterações no circuito, por um equivalente de estado sólido.

Com frequência também recebemos pedidos de ajuda no sentido de encontrar válvulas retificadoras de equipamentos valvulados antigos, que dificilmente podem ser encontradas no mercado.

Explicamos então que, na maioria dos casos e pequenas alterações nos circuitos elas podem ser substituídas por retificadores diodos de silício comuns.

Neste capítulo focalizaremos alguns componentes de potência antigos e, pelo conhecimento de seu princípio de funcionamento e função, será possível fazer sua substituição por equivalentes modernos.

-10.1 – O diodo de selênio

O diodo de selênio é um diodo retificador bastante antigo, tendo sido criado em 1933 para ser usado como retificador, substituindo as antigas válvulas retificadoras em fontes de alimentação de alta corrente como, por exemplo, carregadores de bateria.

Os equivalentes modernos destes diodos são os diodos de silício, que além de terem muito maior capacidade de corrente em alguns casos, também são componentes baratos.

Na figura 1 temos os aspectos desses diodos.



Figura 1 – Diodos de selênio

Esses diodos são formados por pilhas de placas de alumínio ou aço dotadas de uma finíssima camada de níquel ou bismuto.

Nesta camada há uma dopagem de selênio que dota a estrutura de propriedades semicondutoras, funcionando como um diodo.

Cada par de placas funciona como um diodo com uma tensão inversa máxima da ordem de 20 V. Na figura 2 temos a estrutura desse diodo.

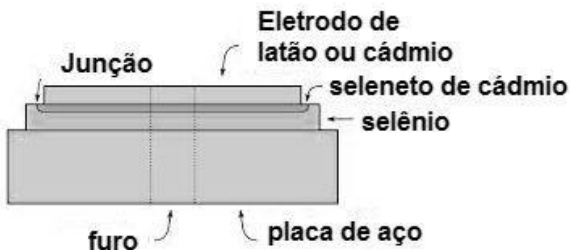


Figura 2 – Estrutura do diodo de selênio

Para substituir um diodo deste tipo por um de silício, deve-se verificar a tensão inversa de pico e a corrente. Estas informações normalmente podem ser obtidas pela simples análise do circuito em que ele se encontra.

O cheiro do selênio

Uma curiosidade é o fortíssimo cheiro de "ovo podre" produzido pelos diodos de selênio quando queimavam. Em alguns casos, as pessoas tinham de deixar o local rapidamente, pois ele era insuportável. Um componente nada amigável para o meio ambiente.

10.2 – Válvula Tungar

Esta era uma válvula retificadora a gás usada em fontes de alimentação antigas.

Trata-se de uma válvula cheia do gás argônio destinada a retificação de altas correntes sob baixa tensão. Muito comum em carregadores antigos de baterias, tendo sido criada em 1916.

Na figura 3 temos o aspecto dessas válvulas, já bastante raras em nossos dias.

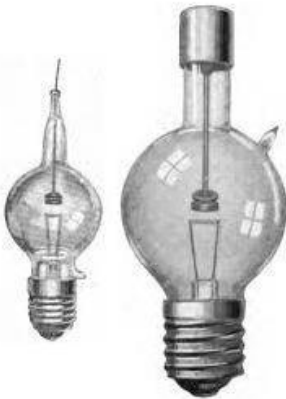


Figura 3 – Válvulas tungar

Observe a base da válvula semelhante a de uma lâmpada incandescente comum.

Essas válvulas têm como equivalente moderno o diodo de silício. Numa aplicação, basta descobrir a tensão e a corrente para que a substituição seja direta.

Na figura 4 temos um antigo carregador de baterias usando duas dessas válvulas.

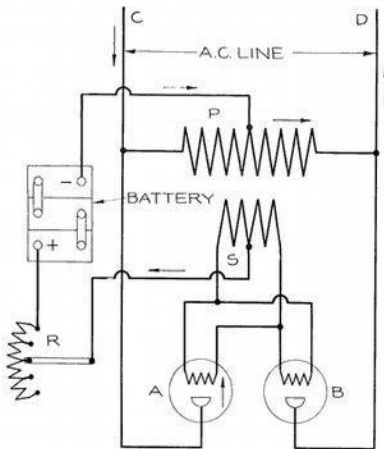


Figura 4 – Antigo carregador de bateria usando duas válvulas tungar

Na figura 5 o aspecto desse antigo carregador de baterias com capacidade de 2 A.

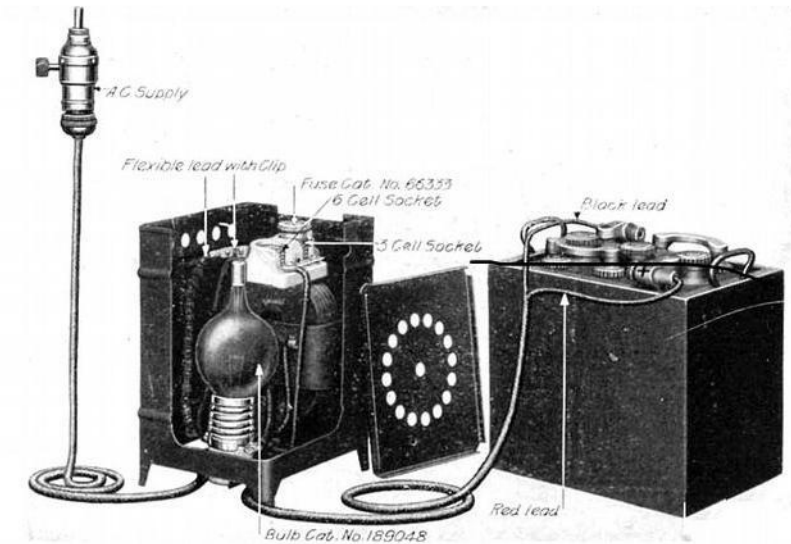


Figura 5 – Carregador do início do século XX usando válvula tungar

Carregadores

Nos estados unidos, no início do século passado, os rádios eram valvulados e alimentados por baterias. O carregador de bateria era, portanto, um equipamento comum nas casas.

10.3 – Outras válvulas retificadoras

Diversos tipos de válvulas a gás com a função de retificar altas tensões e altas correntes podem ser encontradas em equipamentos antigos.

A seguir damos alguns exemplos:

Kenotron

Válvula retificadora de alto vácuo utilizada em circuitos retificadores de alta tensão. Esta válvula foi criada em 1914 pela GE.

Na figura 6 temos um exemplo de válvula deste tipo, lembrando que na época os circuitos valvulados utilizavam altas tensões na sua alimentação e havia equipamentos de transmissão cujas tensões de alimentação chegavam a dezenas de milhares de volts.



Figura 6 – Uma válvula Kenetron

Excitron

Esta era uma válvula retificadora de mercúrio para alta potência. Formada por um anodo e um catodo num bulbo de vidro.

Esta válvula foi inventada em 1902, e pela sua capacidade de trabalhar com correntes intensas e alta tensões era empregada em locomotivas e em rádios transmissores da época.

Fanotron

Válvula diodo de gás com catodo quente. Válvula criada em 1939 usada em retificação.

Na figura 7 temos o símbolo desta válvula

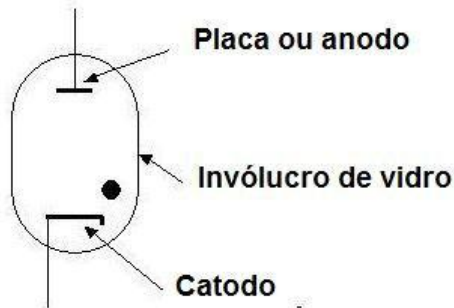


Figura 7 – Símbolo da válvula fanotron

10.4 – Diodos semicondutores substituindo válvulas

Válvulas retificadoras, tungar e outras já não são tão simples de encontrar.

No caso específico de válvulas retificadoras, usadas em fontes de alimentação, é possível fazer sua substituição por diodos retificadores de tensões acima de 400 V como os 1N4007 ou mesmo BY127.

A figura 8 mostra como usar dois diodos em lugar de uma retificadora de onda completa. Veja que o enrolamento de filamento é mantido livre, pois não mais precisará ser usado.

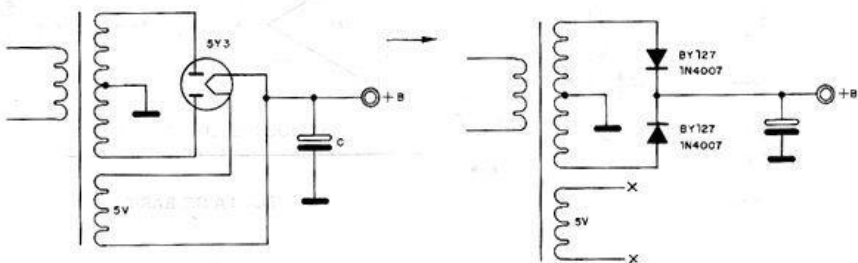


Figura 8 – Substituindo válvulas retificadoras por diodos

Na figura 9 mostramos como identificar os pinos de uma válvula. Olhando por baixo, começamos a partir do espaço no sentido horário. Isso é válido para todas as válvulas. Naquelas em que não existe o espaço, encontramos uma marca que indica onde deve começar a contagem.



Figura 9 – Pinagem de válvulas

-10.5 – Válvulas reguladoras de tensão

Um tipo de válvula encontrado em equipamentos antigos e que pode ser considerado um componente de potência é a válvula reguladora de tensão à gás.

Podemos dizer que este componente é o equivalente antigo dos diodos zeners atuais, pelos quais elas podem ser substituídas.

Quando submetidas a uma tensão, que provoca a ionização do gás, ela conduz a corrente, mas mantém constante a tensão entre seus terminais, exatamente como no caso de um zener.

Os tipos antigos eram especificados de acordo com a tensão, sendo dado um exemplo na figura 10.

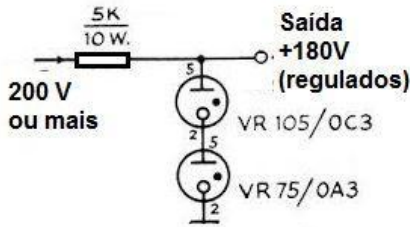


Figura 10 – Aplicação de válvulas reguladoras de tensão

Na figura 11 temos uma válvula VR105 de 105 Volts.



- Figura 11 – Válvula reguladora VR105

O circuito apresentado na figura 12 utiliza válvulas reguladoras a gás que são os equivalentes do tempo das válvulas dos diodos zener. Cada válvula regula a tensão em 150 V.

A corrente é baixa, da ordem de algumas centenas de miliampères e o choque de filtro pode ser feito com um transformador de 110 V x 6 V x 300 mA aproveitando-se seu enrolamento primário.

Observe a tensão dos capacitores de filtro e que o único resistor deve ser de fio com 10 W de dissipação.

Na figura 12 o circuito completo da fonte.

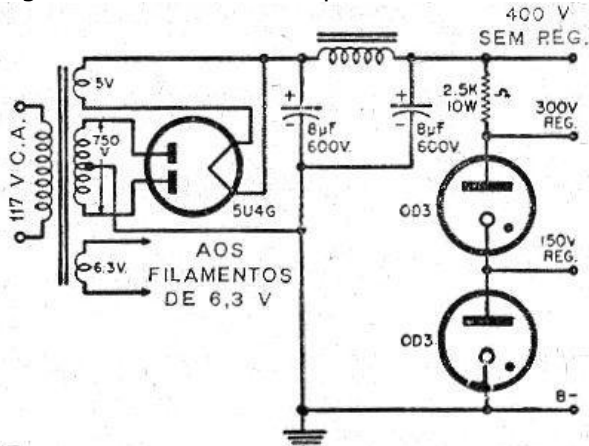


Figura 12 – Fonte estabilizada com válvula

10.6 – Tiratron

Os tiratrons ou thyratrons, ou ainda válvulas thyatron são dispositivos de disparo cujo funcionamento é equivalente ao SCR.

É um controle de potência que consiste num tubo com três eletrodos, cheio de gás, conforme mostra a figura 13.

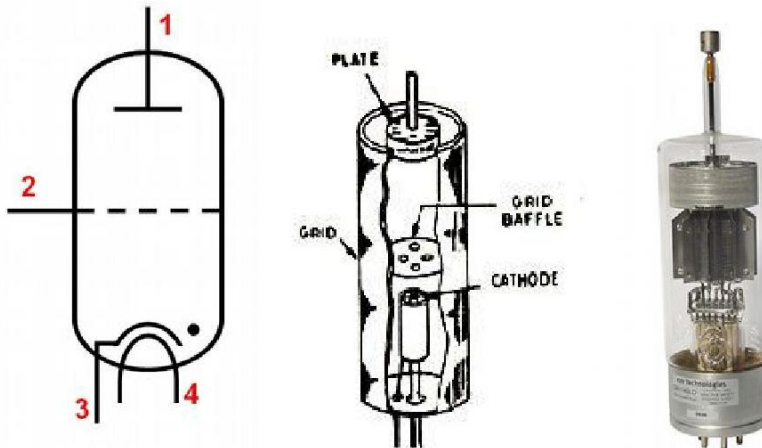


Figura 13 – A válvula tiratron – símbolo e aspectos

Uma tensão é aplicada entre o anodo e o catodo, mantendo o dispositivo no limiar da condução. Para que ele conduza é preciso aplicar um pulso de disparo no eletrodo de comporta, de modo a ionizar o gás interno.

O dispositivo, como os SCRs, permanecerá em intensa condução mesmo depois que o pulso de disparo desaparece.

Para desligar a válvula tiratron é preciso fazer com que a tensão entre anodo e catodo caia abaixo do valor de manutenção.

Essas válvulas ainda são encontradas em aplicações de controle de motores de alta potência como em ferrovias, máquinas industriais antigas, etc.

Titratron e tiristores

O nome tiristor aos dispositivos de estado sólido da família dos SCRs, Tracs e outros vem justamente do fato de serem dispositivos equivalentes aos tiratrons, com características de disparos dada por uma curva com um ponto de resistência negativa.

O circuito mostrado na figura 14 serve tanto para demonstrar o funcionamento deste tipo de dispositivo como também para comprovar seu funcionamento.

Partindo com o cursor no ponto B chega o instante em que a tensão de disparo é atingida e então a válvula conduz acendendo a lâmpada.

A lâmpada é do tipo de 220 V com 4 ou 5 W de potência.

Uma fonte simétrica de 170 V deve ser usada para alimentar o circuito..

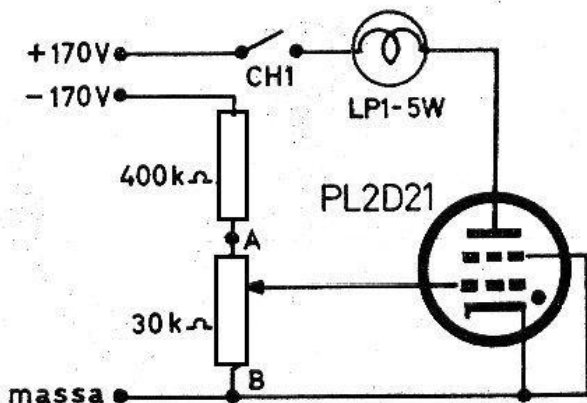


Figura 14 – Circuito com válvula tiratron

Disponibilidade

As válvulas tiratron praticamente não existem mais no mercado especializado. Para montar um circuito de teste procure a válvula em sucatas ou equipamentos antigos.

-10.7 – Vibradores

Os inversores atuais que convertem os 12 V de uma bateria em alta tensão para alimentar uma carga de corrente contínua ou alternada tinham antes do advento dos semicondutores que estudamos, um equivalente eletromecânico.

Esse mesmo componente também era encontrado em veículos da primeira metade do século XX, cuja finalidade era obter alta tensão para circuitos valvulados como rádios, equipamentos de comunicação, etc.

Esse componente, estranho em nossos dias era o vibrador. Nos veículos anteriores à era do transistor, os rádios ainda eram valvulados, o que significava que precisavam de tensões de centenas de volts para funcionar, diferentes dos 6 ou 12 V fornecidos pelas baterias dos carros da época.

Como obter essa alta tensão era um problema resolvido com um componente bastante interessante, totalmente eletromecânico, já que naquela época não era possível contar com os componentes de estado sólido.

Esse componente era o vibrador. Um sistema eletromecânico que fazia vibrar rapidamente um conjunto contactos que, abrindo e fechando o circuito de um transformador geravam alta tensão.

Na figura 15 temos um circuito de um vibrador tipo interruptor obtido numa edição do Radiotron Handbook edição de 1953, usado em carros da época.

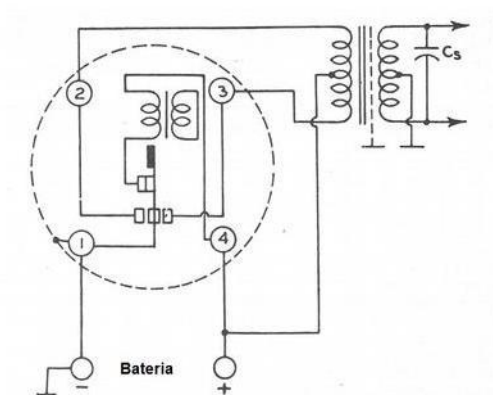


Fig. 15-Vibrador tipo interruptor.

Neste circuito a ação da bobina interna faz com que os contactos vibrem induzindo num transformador externo uma alta tensão. Não é preciso dizer que se trata de dispositivo ruidoso capaz de gerar muitas interferências em sistemas elétricos próximos. A recuperação de um vibrador pode ser feita abrindo-se o seu invólucro metálico e limpando-se os seus contatos.

Na figura 16 temos alguns vibradores que ainda podem ser obtidos em casas especializadas em peças para carros antigos conforme anúncios na internet.



Figura 16 – Vibradores comerciais que podem ser comprados ainda hoje em lojas de peças para colecionadores

No circuito completo de fonte de alimentação com vibrador da figura 17 temos os componentes usados na supressão dos ruídos, no caso capacitores de mica e indutores. Atualmente, na recuperação podem ser usados capacitores cerâmicos.

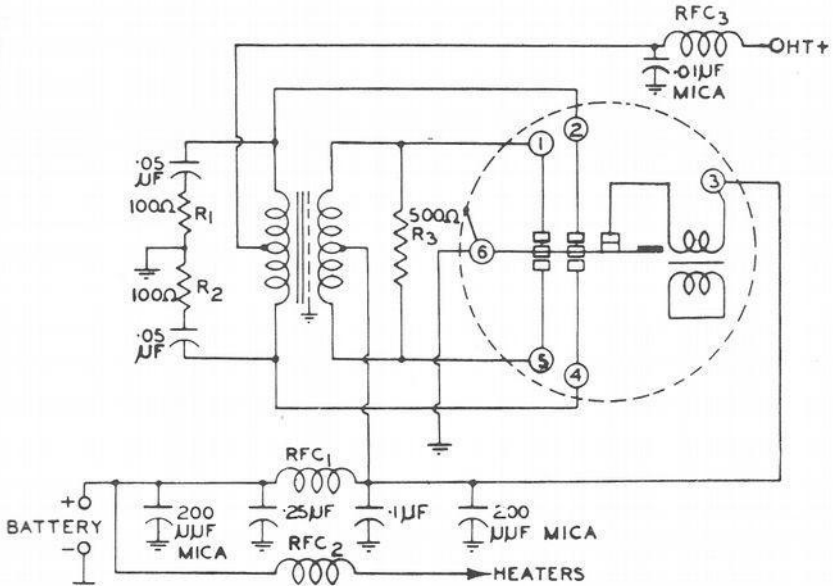


Figura 17 – Fonte completa com vibrador de uma edição de 1953 do *Radiotron Handbook*.

Circuitos semelhantes a este poderão ser encontrados em equipamentos antigos de uso móvel em que se necessite de altas tensões para a alimentação de válvulas ou outros dispositivos.

É claro que os leitores com habilidade, que desejarem substituir o vibrador por um circuito eletrônico inversor moderno, existe esta possibilidade mostrada na figura 18.

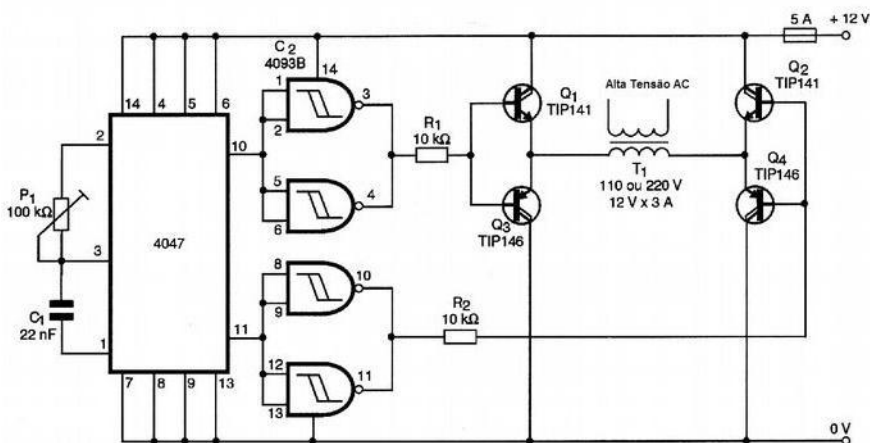


Figura 18 – Inversor eletrônico que substitui os vibradores

Neste circuito os transistores devem ser dotados de dissipadores de calor. O transformador tem enrolamento de 6 V ou 12 V com 800 mA a 1 A de corrente e enrolamento primário de alta tensão de 110 V ou 220 V. P1 deve ser ajustado para se obter o melhor rendimento. Na figura 19 rádios antigos de carro que utilizavam vibradores.



Figura 19 – Rádios de carro existem desde 1922. Na foto dois curiosos modelos antigos obtidos na Internet usando válvulas e vibradores...

10.8 - Porque as válvulas queimam

As válvulas, utilizadas em equipamentos antigos, assim como as lâmpadas incandescentes usam um filamento de tungstênio que, ao ser percorrido por uma corrente elétrica se aquece.

Nas válvulas a finalidade do filamento é emitir elétrons funcionando como um catodo ou então aquecer um segundo eletrodo, denominado catodo que, sendo recoberto por substâncias alcalinas, emite elétrons com facilidade.

Nas lâmpadas, o filamento tem por finalidade produzir luz. Ocorre que estando frio o filamento de tungstênio de uma lâmpada ou válvula apresenta uma resistência muito baixa, o que significa que ao ser ligado a corrente inicial é muito alta.

Na verdade, esta corrente inicial pode ser até 8 vezes maior do que a corrente normal do dispositivo, depois de aquecido.

Uma lâmpada de 150 mA, ao ser ligada pode ser percorrida por uma corrente inicial de mais de 1 A.

Se o filamento estiver com algum problema de desgaste mecânico ou ainda com sua espessura reduzida pela evaporação gradual, no momento em que ele é ligado pode ocorrer a ruptura, ou seja, a queima.

Assim, as válvulas (e lâmpadas incandescentes) queimam por dois motivos:

- a) Pelo desgaste mecânico que enfraquece o filamento, principalmente nos pontos em que ele é ligado aos eletrodos. No momento em que a corrente é estabelecida ele se queima.
- b) Pelo desgaste gradual que ocorre já que, com o tempo, o filamento trabalhando quente vai se evaporando e tendo por isso sua espessura reduzida. Neste caso, a queima pode ocorrer no momento em que a corrente é estabelecida ou o dispositivo é ligado.

Não contamos neste caso a queima que ocorre pela oxidação, quando por algum motivo entra ar na válvula ou lâmpada.

Na figura 20 abaixo mostramos como testar o filamento de uma válvula com o multímetro.

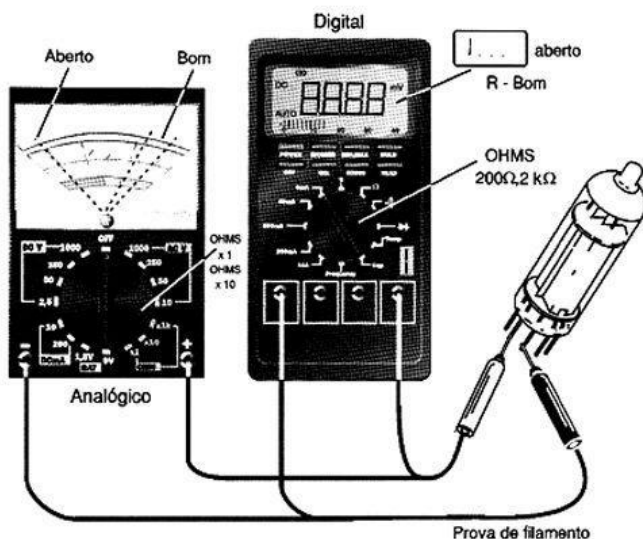


Figura 20 – Testando a continuidade do filamento de uma válvula com o multímetro

-10.9 – Tubos Nixie

Encontrados nos equipamentos industriais, de controle (elevadores e instrumentos) antigos, estes indicadores não são propriamente componentes de potência, mas não estão longe disso, por operarem com correntes algo intensas e tensões elevadas.

Os tubos Nixie são componentes que contém displays numéricos ou alfanuméricos.

Eles são formados por eletrodos de metal num tubo contendo gás (neon). Quando excitados, os eletrodos

correspondentes acendem de modo que o símbolo correspondente se torne visível.

Na figura 21 mostramos a construção de um desses tubos.

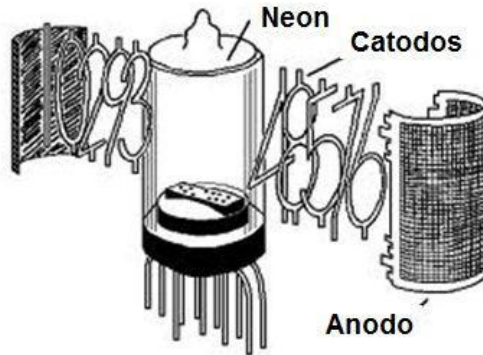


Figura 21 – Construção de um tubo Nixie

Para os anodos o tubo necessita uma tensão da ordem de 180 V, com um consumo de 2 mA por tubo.

Nas aplicações práticas, alimentadas por baixa tensão, utiliza-se um pequeno inversor para obter esta tensão.

10.10 – Multímetro para Circuitos de Potência - PADRÕES INTERNACIONAIS DE SEGURANÇA

Profissionais de manutenção eletrônica, reparação, e mesmo projetistas amadores, eventualmente podem estar se expondo à tensões perigosas quando analisam circuitos de potência ligados à rede de energia.

A simples medida de uma tensão num equipamento alimentado por uma rede de energia monofásica ou trifásica pode significar pôr em risco sua segurança se instrumentos apropriados não forem usados.

Os multímetros profissionais atuais devem estar de acordo com padrões internacionais de segurança que o leitor, se for

profissional de manutenção, ou trabalhar com tais instrumentos deve observar na hora da compra.

Neste item trataremos desses padrões que estão diretamente ligados às medidas em circuitos que usam os semicondutores de potência estudados aqui.

Multímetros

Mais sobre o uso dos multímetros pode ser encontrado no livro Os Segredos do Uso do Multímetro de Newton C. Braga.

As linhas de transmissão de energia elétrica estão sujeitas a diversos tipos de problemas que podem afetar a segurança de quem analisa com um multímetro um equipamento ligado a ela, ou mesmo verifica as tensões num sistema de distribuição doméstico, comercial ou industrial.

Transientes de altas tensões podem atingir intensidades elevadas, capazes de provocar arcos nos circuitos dos multímetros, atingindo desta forma os operadores com o risco de sérios acidentes.

Foi justamente a presença de transientes de todas intensidades possíveis nas linhas de transmissão de energia que levou à necessidade de se adotar medidas especiais de segurança nas especificações dos multímetros que devem ser usados na medida de tensões nessas linhas.

Veja que isso é válido tanto para o usuário que mede diretamente tensões numa linha de transmissão de energia, como o eletricitista de manutenção, como também para o profissional de service que precisa medir a tensão numa fonte não isolada da rede de um televisor, monitor de vídeo ou outro equipamento.

Assim, nada mais justo que os equipamentos de teste devam ter recursos de proteção para as pessoas que trabalham no ambiente de alta tensão e de alta corrente que representam os sistemas de distribuição de energia ou alimentados diretamente pela rede de energia.

10.10.1 - Os Padrões

De modo a proteger os usuários dos multímetros, foram estabelecidos padrões para sua construção.

Esses padrões levam em conta principalmente a segurança do operador, fixando as tensões que eles podem isolar, caso transientes ocorram numa linha analisada.

O primeiro padrão de segurança para tais instrumentos foi desenvolvido pela IEC (International Electrotechnical Commission) para instrumentos de medida, controle, e laboratório e uso geral em 1988, em substituição a um antigo padrão denominado IEC-348, contendo uma visão mais abrangente.

O Padrão recebeu o nome de IEC10101 o qual passou a servir de base para três novos padrões:

- a) ANSI/ISA-S82.01-94 – Estados Unidos
- b) CAN C22.2 No 1010.2-92 – Canadá
- c) EN61010-1:1993 – Europa

Para entender bem como funcionam estes padrões vamos começar, comparando o IEC-1010-1 com o IEC 348

10.10.2 - Diferenças entre o IEC-1010-1 e o IEC 348

O IEC 1010-1 especifica categorias de sobretensões baseada na distância em que se encontra a fonte de energia, conforme mostra a figura 22, e o amortecimento natural da energia de um transiente que ocorra no sistema.

Tanto mais alta for a categoria, mais perto da fonte de energia ela se encontra e, por isso, maior deverá ser o grau de proteção que o instrumento usado neste ponto do circuito deve ser dotado.

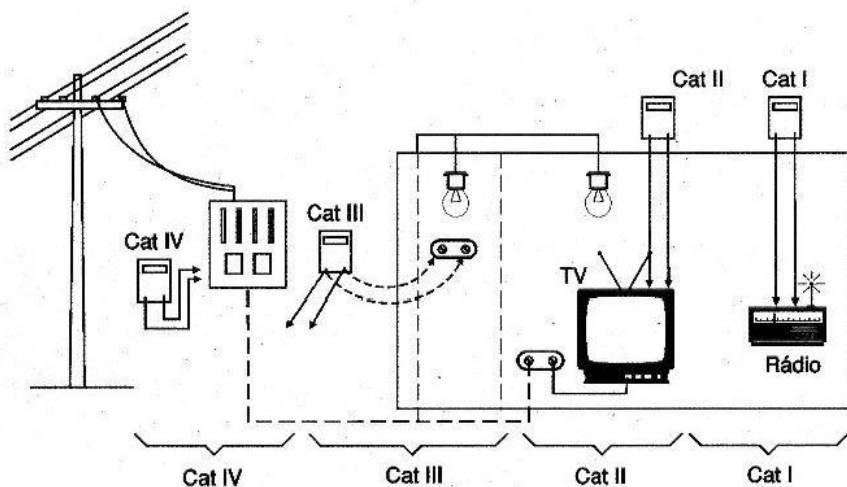


Figura 22 – As categorias numa instalação comum

Isso permite estabelecer então quatro categorias de instrumentos que podem ser usados até o ponto máximo de um circuito em que sua categoria atinge.

d) Categoria IV

Os multímetros desta categoria são denominados de nível primário de alimentação, sendo designados para os trabalhos no sistema de distribuição. Suas especificações devem estar além das exigidas pela norma IEC 1010-1.

Esses multímetros são projetados para trabalhar em instalações externas, subterrâneas, painéis de distribuição, etc.

São os multímetros que analisam diretamente as redes de energia sendo, portanto, os que trabalham nos pontos mais perigosos em que os transientes podem ter maior intensidade, possuindo um nível de proteção maior.

e) Categoria III

Denominados de nível de distribuição, estão especificados para trabalhar com a tensão das tomadas de energia ou circuitos domésticos ou comerciais.

Os multímetros da categoria III são diferentes dos usados no serviço de sistemas primários de distribuição, operando no máximo até onde existe transformador de isolamento.

Os multímetros desta categoria podem ser usados nos sistemas de iluminação e distribuição de grandes construções também.

Veja que, já se trata de um instrumento com um menor grau de proteção, pois os pontos dos circuitos em que devem ser usados já não estão sujeitos aos níveis de transientes dos tipos da categoria IV.

f) Categoria II

São os multímetros indicados para aplicações locais, como tomadas que alimentam eletrodomésticos, equipamentos eletrônicos de baixo e médio consumo e na análise de circuitos de equipamentos portáteis, etc.

Esse é o multímetro recomendado para o profissional de service que trabalha com equipamentos ligados a uma tomada de energia numa bancada.

O profissional de service não deve usá-lo, entretanto, para analisar uma instalação elétrica de um edifício ou medir tensões num quadro de distribuição de energia.

g) Categoria I

São os multímetros usados para trabalhar com sinais, por exemplo em telecomunicações.

Esses multímetros são os que possuem o menor grau de proteção de todos, pois não se destinam a aplicações ligadas à rede de energia.

Com eles são analisados circuitos de baixas tensões isolados da rede de energia.

O profissional de manutenção pode usar um multímetro desta categoria para analisar um rádio transistorizado, um

equipamento de som que tenha transformador de isolamento, um equipamento de telecomunicações, mas não deve fazer medidas numa tomada de força ou numa rede de energia.

Evidentemente, um multímetro de categoria mais alta pode ser usado nas aplicações de categorias mais baixas, mas não ao contrário.

10.10.3 - As Tensões Máximas

Dentro de cada categoria existem tensões-limite de trabalho que determinam o transiente máximo que o instrumento pode suportar.

A tabela abaixo dá o modo como os instrumentos são testados:

Cat II	600 V	Transiente de 4 000 V de pico	Fonte de 12 ohms
Cat II	1000 V	Transiente de 6 000 V de pico	Fonte de 12 ohms
Cat III	600 V	Transiente de 6 000 V de pico	Fonte de 2 ohms
Cat III	1000 V	Transiente de 8 000 V de pico	Fonte de 2 ohms
Cat IV	600 V	Transiente de 8 000 V de pico	Fonte de 2 ohms
Cat IV	1000 V	Transiente de 12 000 V de piso	Fonte de 2 ohms

Observe que, por essa tabela, um multímetro da categoria II, na escala de 600 V deve ser capaz de suportar transientes de 4 000 V de pico.

Pelo que vimos, o que determina basicamente a qual categoria deve pertencer o multímetro que um profissional vai utilizar é o grau de proximidade da central de distribuição e as intensidades de corrente e tensão envolvidas.

Quando o leitor for adquirir um multímetro para uso profissional deve estar atento à categoria a que ele pertence. Muitos multímetros de baixo custo sequer indicam a que categoria pertence.

O leitor pode usá-los em trabalhos menos perigosos como análise de circuitos alimentados por pilhas e baterias numa bancada, mas se seu trabalho envolver medidas em equipamentos ligados à rede de energia ou na própria rede de energia, cuidado: é sua segurança que está em jogo.

Assim, deve-se ter o máximo cuidado com a escolha do instrumento, pois eles possuem as proteções necessárias para que transientes que possam ocorrer nestes sistemas não venham causar acidentes com os operadores.

Um multímetro da categoria I, projetado para trabalhar com sinais ou um multímetro da categoria II, projetado para trabalhar na análise de redes domésticas e tomadas de alimentação de eletrodomésticos comuns nunca deve ser usado no trabalho de análise de equipamentos de uma indústria ou de uma instalação de fornecimento de energia de alta potência.

Observe bem a que categoria pertence o multímetro digital que você vai comprar se ele se destina ao seu uso profissional.

Outros instrumentos

Nas edições de nosso curso, principalmente as que tratam de instrumentação, veremos outros instrumentos, como o amperímetro tipo alicate e mesmo o osciloscópio que é explorado em nosso livro Osciloscópio – Primeiros Passos.

Termos em Inglês

Como sempre, diversos termos em inglês são associados aos componentes estudados nesta lição. Se bem que muitos sejam comuns e já foram estudados, temos alguns novos.

- Tube, Valve – Os dois termos são encontrados na literatura técnica para designar as válvulas, dependendo se a publicação seja inglesa ou americana.

- AC Supply – fonte de corrente alternada, rede de energia

- Vibrator – vibrador

- Plate – placa

- Grid – grade

- Electrotechnical - eletrotécnica

Termos para pesquisa

- IEC
- Klystron
- Magnetron
- Fasilitron
- Código de válvulas

Questionário

1. Em que tipo de circuitos é encontrado o diodo de selênio.

- a) Detector de rádios antigos
- b) Carregadores de baterias
- c) Transmissores de rádio
- d) Controles de motores

2. Qual é a função de uma válvula Tungar?

- a) Detectora
- b) Retificadora
- c) Amplificadora
- d) Disparadora

3. Qual é o semicondutor equivalente a uma válvula reguladora de tensão à gás?

- a) Diodo retificador
- b) Transistor bipolar
- c) SCR
- d) Diodo zener

4. Um vibrador eletromecânico é usado nos carros antigos para:

- a) Retificar a corrente da bateria
- b) Regular a corrente da bateria
- c) Aumentar a tensão da bateria
- d) Controlar a descarga da bateria

5. A resistência do filamento da válvula quando está frio é em relação a resistência quando aquecido:

- a) Maior
- b) Igual
- c) Menor
- d) Nada podemos afirmar

Anexo

When A Minimum is A Maximum?

“Quando um Mínimo é Um Máximo?” Com esse título interessante a Allegro Microsystems, em seu *A Complete Guide to Datasheets*’ comenta o modo como as especificações de componentes nos datasheets podem ser enganosas.

Nas nossas seções de Inglês para a Eletrônica temos abordado o problema de se entender as especificações desses documentos não só levando em conta o inglês apresentado, mas a própria terminologia usada em eletrônica, que em certos momentos, por ser dúbia pode esconder coisas que os fabricantes não desejam revelar ou ainda que ajuda a protegê-los contra o mal uso do componente.

Segundo a documentação da Allegro, o conteúdo dos datasheets pode ser confuso.

Uma confusão que pode deixar o projetista (que ainda tem cabelos) de cabelo em pé é a referente aos máximos e mínimos indicados, normalmente diante da grandeza abordada num datasheet. Veja o texto:

"The content and format of a datasheet is sometimes confusing. From the manufacturer's point of view, a breakdown voltage is usually specified as a minimum value, indicating that all acceptable devices exceed this minimum value. On the other hand, datasheets are also used by system designers, who must be sure that all parts of the finished system work together. They interpret this minimum breakdown as the absolute maximum that may be applied to the device. Very few designers are confused by this, especially because most (none that I've seen) manufacturers do not specify typical

breakdowns for fear (with justification) that the user will try to design around the higher number”.

Vocabulário:

Content – conteúdo

Format – formato

Confusing – confuso

Point of view – ponto de vista

Breakdown – ruptura

Exceed – excedem

On the other hand – por outro lado

Togheter – conjuntamente

Fear – receio, medo

Try – tentar

Around – em torno

Higher – mais alto

Pela tradução vemos que a redação do texto é bastante clara quanto à confusão dos máximos e mínimos nos datasheets:

“O conteúdo e formato de um datasheet é algumas vezes confuso. Do ponto de vista do fabricante, uma tensão de ruptura usualmente é especificada como um valor mínimo, indicando que todos os dispositivos aceitáveis (em bom estado) excedem esse valor mínimo. Por outro lado, os datasheets também são usados pelos projetistas de sistemas que precisam estar certos de que todas as partes de um sistema operem conjuntamente. Eles interpretam essa ruptura mínima como o máximo absoluto que deve ser aplicado ao dispositivo. Muito poucos projetistas ficam confusos com isso, especialmente porque a maioria (nenhum que eu tenha visto) dos fabricantes não especifica as rupturas típicas,

por medo (com justificação) de que o usuário tente projetar em torno do número mais alto.”

Um outro caso abordado no mesmo texto é o dos tempos como, por exemplo, o set- up time ou tempo de fixação, tempo que um circuito demora para alcançar o ponto estável de funcionamento. O texto em inglês do mesmo documento dado para isso é o seguinte:

"But what about — minimum set-up time or input pulse width is 30 ns min, 25 ns typ? This comes from the unfortunate mixture of specifying system requirements with device parameters. This specification must be interpreted as "Devices will function with a set-up time or input pulse width of at least 30 ns." Typically, this device will function with a set-up time or input pulse width of only 25 ns, but it's not warranted so it's not a meaningful number. A similar situation exists with logic input levels where $V_{IH} = 2\text{ V min}$ and $V_{IL} = 0.8\text{ V max}$. As described here, these are requirements rather than parameters".

Vocabulário:

What about – que tal

Width – largura

Unfortunate – desafortunada, infeliz

Interpreted – interpretada

Function – funcionar

Meaningful – expressivo

Mas, que tal – tempo mínimo de set- up (*) or largura de impulso de entrada é 30 ns min, 25 ns tip? Isso é resultado da infeliz mistura de se especificar exigências do sistema com parâmetros do componente.

Essa especificação deve ser interpretada como “os dispositivos vão funcionar com um tempo de set-up ou largura de pulso de entrada de pelo menos 30 ns”.

Tipicamente, esse componente vai funcionar com um tempo de set-up ou largura de impulso de entrada de apenas 25 ns, mas não é garantido o que significa que não se trata de um número significativo.

Uma situação similar ocorre com os níveis lógicos de entrada onde $V_{IH} = 2\text{ V min}$ e $V_{IL} = 0,8\text{ V max}$.

Como descrito aqui, tratam-se de exigências e não “parâmetros.”

Comentando o texto, vemos que se partirmos do aspecto técnico é preciso tomar muito cuidado com a interpretação do que seja mínimo e máximo. O que pode ser mínimo, não significa que devemos adotá-lo num projeto.

Com relação ao inglês, os termos min (minimum) e max (maximum) e typ (typical) devem ser considerados da mesma forma que em português, apenas com as restrições técnicas.

-Anexo – Respostas aos Questionários

Capítulo 1 - 1.a, 2.a, 3.b, 4.a, 5.c

Capítulo 2 - 1.a, 2.b, 3.b, 4.b, 5.d

Capítulo 3 - 1.d, 2.b, 3.c, 4.b, 5.b, 6.c

Capítulo 4 - 1.b, 2.c, 3.c, 4.b, 5.b

Capítulo 5 - 1.d, 2.a, 3.c, 4.b, 5.d

Capítulo 6 - 1.b, 2.a, 3.b, 4.a, 5.d

Capítulo 7 - 1.a, 2.c, 3.d, 4.b, 5.c

Capítulo 8 - 1.d, 2.b, 3.d, 4.d, 5.b, 6.b

Capítulo 9 - 1.b, 2.c, 3.c, 4.b,

Capítulo 10 - 1.b, 2.b, 3.d, 4.c, 5.c

