

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO - UNICAMP
 EE 833 - ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

MÓDULO 4

ASPECTOS TEÓRICOS

COMPONENTES SEMICONDUTORES RÁPIDOS DE POTÊNCIA

4.1 Diodos de Potência

Um diodo semiconductor é uma estrutura P-N que, dentro de seus limites de tensão e de corrente, permite a passagem de corrente em um único sentido. Detalhes de funcionamento, em geral desprezados para diodos de sinal, podem ser significativos para componentes de maior potência, caracterizados por uma maior área (para permitir maiores correntes) e maior comprimento (a fim de suportar tensões mais elevadas). A figura 4.1 mostra, simplificada, a estrutura interna de um diodo.

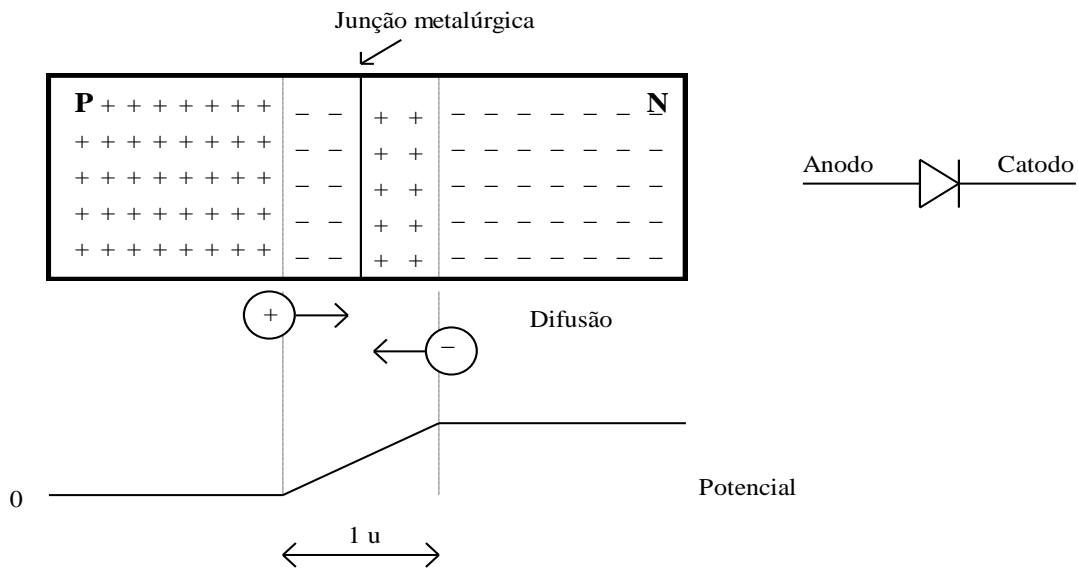


Figura 4.1. Estrutura básica de um diodo semiconductor

Aplicando-se uma tensão entre as regiões P e N, a diferença de potencial aparecerá na região de transição, uma vez que a resistência desta parte do semiconductor é muito maior que a do restante do componente (devido à concentração de portadores).

Quando se polariza reversamente um diodo, ou seja, se aplica uma tensão negativa no anodo (região P) e positiva no catodo (região N), mais portadores positivos (lacunas) migram para o lado N, e vice-versa, de modo que a largura da região de transição aumenta, elevando a barreira de potencial.

Por difusão ou efeito térmico, certa quantidade de portadores minoritários penetra na região de transição. São, então, acelerados pelo campo elétrico, indo até a outra região neutra do dispositivo. Esta corrente reversa independe da tensão reversa aplicada, variando, basicamente, com a temperatura.

Se o campo elétrico na região de transição for muito intenso, os portadores em trânsito obterão grande velocidade e, ao se chocarem com átomos da estrutura, produzirão novos portadores, os quais, também acelerados, produzirão um efeito de avalanche. Dado o aumento na

corrente, sem redução significativa na tensão na junção, produz-se um pico de potência que destrói o componente.

Uma polarização direta leva ao estreitamento da região de transição e à redução da barreira de potencial. Quando a tensão aplicada superar o valor natural da barreira, cerca de 0,7 V para diodos de Si, os portadores negativos do lado N serão atraídos pelo potencial positivo do anodo e vice-versa, levando o componente à condução.

Na verdade, a estrutura interna de um diodo de potência é um pouco diferente desta apresentada. Existe uma região N intermediária, com baixa dopagem. O papel desta região é permitir ao componente suportar tensões mais elevadas, pois tornará menor o campo elétrico na região de transição (que será mais larga, para manter o equilíbrio de carga).

Esta região de pequena densidade de dopante dará ao diodo uma significativa característica resistiva quando em condução, a qual se torna mais significativa quanto maior for a tensão suportável pelo componente. As camadas que fazem os contatos externos são altamente dopadas, a fim de fazer com que se obtenha um contato com característica ôhmica e não semiconductor (como se verá adiante nos diodos Schottky).

O contorno arredondado entre as regiões de anodo e catodo tem como função criar campos elétricos mais suaves (evitando o efeito de pontas).

No estado bloqueado, pode-se analisar a região de transição como um capacitor, cuja carga é aquela presente na própria região de transição.

Na condução não existe tal carga, no entanto, devido à alta dopagem da camada P+, por difusão, existe uma penetração de lacunas na região N-. Além disso, à medida que cresce a corrente, mais lacunas são injetadas na região N-, fazendo com que elétrons venham da região N+ para manter a neutralidade de carga. Desta forma, cria-se uma carga espacial no catodo, a qual terá que ser removida (ou se recombinar) para permitir a passagem para o estado bloqueado do diodo.

O comportamento dinâmico de um diodo de potência é, na verdade, muito diferente do de uma chave ideal, como se pode observar na figura 4.2. Suponha-se que se aplica uma tensão v_i ao diodo, alimentando uma carga resistiva (cargas diferentes poderão alterar alguns aspectos da forma de onda).

Durante t_1 , remove-se a carga acumulada na região de transição. Como ainda não houve significativa injeção de portadores, a resistência da região N- é elevada, produzindo um pico de tensão. Indutâncias parasitas do componente e das conexões também colaboram com a sobretensão. Durante t_2 tem-se a chegada dos portadores e a redução da tensão para cerca de 1 V. Estes tempos são, tipicamente, da ordem de centenas de ns.

No desligamento, a carga espacial presente na região N- deve ser removida antes que se possa reiniciar a formação da barreira de potencial na junção. Enquanto houver portadores transitando, o diodo se mantém em condução. A redução em V_{on} se deve à diminuição da queda ôhmica. Quando a corrente atinge seu pico negativo é que foi retirado o excesso de portadores, iniciando-se, então, o bloqueio do diodo. A taxa de variação da corrente, associada às indutâncias do circuito, provoca uma sobretensão negativa.

Diodos rápidos possuem t_{rr} da ordem de, no máximo, poucos microssegundos, enquanto nos diodos normais é de dezenas ou centenas de microssegundos.

O retorno da corrente a zero, após o bloqueio, devido à sua elevada derivada e ao fato de, neste momento, o diodo já estar desligado, é uma fonte importante de sobretensões produzidas por indutâncias parasitas associadas aos componentes por onde circula tal corrente. A fim de minimizar este fenômeno foram desenvolvidos os diodos “soft-recovery”, nos quais esta variação de corrente é suavizada, reduzindo os picos de tensão gerados.

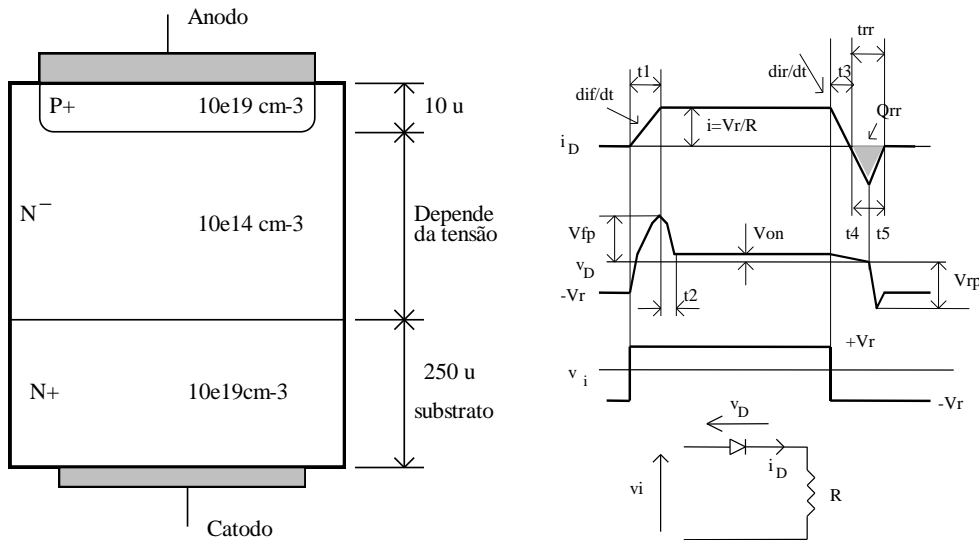


Figura 4.2. Estrutura típica de diodo de potência e formas de onda típicas de comutação

4.2 Diodos Schottky

Quando é feita uma junção entre um terminal metálico e um material semiconductor, o contato tem, tipicamente, um comportamento ôhmico, ou seja, a resistência do contato governa o fluxo da corrente. Quando este contato é feito entre um metal e uma região semicondutora com densidade de dopante relativamente baixa, o efeito dominante deixa de ser o resistivo, passando a haver também um efeito retificador.

Um diodo Schottky é formado colocando-se um filme metálico em contato direto com um semiconductor, como indicado na figura 4.3. O metal é usualmente depositado sobre um material tipo N, por causa da maior mobilidade dos portadores neste tipo de material. A parte metálica será o anodo e o semiconductor, o catodo.

Numa deposição de Al (3 elétrons na última camada), os elétrons do semiconductor tipo N migrarão para o metal, criando uma região de transição na junção.

Note-se que apenas elétrons (portadores majoritários em ambos os materiais) estão em trânsito. O seu chaveamento é muito mais rápido do que o dos diodos bipolares, uma vez que não existe carga espacial armazenada no material tipo N, sendo necessário apenas refazer a barreira de potencial (tipicamente de 0,3 V). A região N tem uma dopagem relativamente alta, a fim de reduzir as perdas de condução, com isso, a máxima tensão suportável por estes diodos é de cerca de 100 V.

A aplicação deste tipo de diodos ocorre principalmente em fontes de baixa tensão, nas quais as quedas sobre os retificadores são significativas.

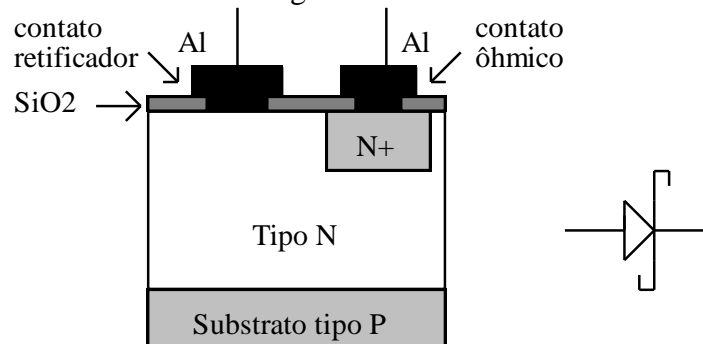


Figura 4.3 Diodo Schottky construído através de técnica de CIs.

4.3 Transistor Bipolar de Potência (TBP)

Os TBP foram os primeiros componentes controláveis no disparo e no desligamento, capazes de manobrar níveis relativamente elevados de potência.

Embora a tecnologia dos tiristores já fosse relativamente bem dominada, o impedimento para a utilização dos transistores em aplicações de potência era a baixa velocidade de comutação, ou seja, a "lentidão" com que o componente, ao ser ligado ou desligado, atravessava a sua região ativa, o que implicava em excessiva dissipação de potência sobre o mesmo. Quando as melhorias tecnológicas permitiram realizar tal operação em tempos da ordem de poucos microssegundos, os TBP começaram a ser aplicados em conversores eletrônicos de potência.

Posteriormente, com as evoluções tecnológicas que permitiram o desenvolvimento de outros tipos de transistores, como os MOSFETs e IGBTs (que serão vistos adiante), os TBPs perderam competitividade e hoje praticamente não são mais utilizados em novos projetos.

Apresentamos na sequência algumas características de tais componentes a título de informação.

4.3.1 Princípio de funcionamento

A figura 4.4 mostra a estrutura básica de um transistor bipolar.

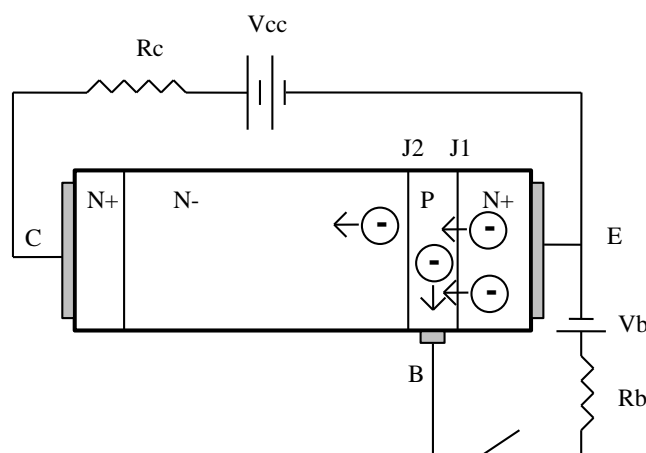


Figura 4.4. Estrutura básica de transistor bipolar

A operação normal de um transistor é feita com a junção J1 (B-E) diretamente polarizada, e com J2 (B-C) reversamente polarizada.

No caso NPN, os elétrons são atraídos do emissor pelo potencial positivo da base. Esta camada central é suficientemente fina para que a maior parte dos portadores tenha energia cinética suficiente para atravessá-la, chegando à região de transição de J2, sendo, então, atraídos pelo potencial positivo do coletor. O controle de V_{be} determina a corrente de base, I_b , que, por sua vez, se relaciona com I_c pelo ganho de corrente do dispositivo.

Na realidade, a estrutura interna dos TBPs é diferente. Para suportar tensões elevadas, existe uma camada intermediária do coletor, com baixa dopagem, a qual define a tensão de bloqueio do componente. A figura 4.5. mostra uma estrutura típica de um transistor bipolar de potência. As bordas arredondadas da região de emissor permitem uma homogeneização do campo elétrico, necessária à manutenção de ligeiras polarizações reversas entre base e emissor. O TBP não sustenta tensão no sentido oposto porque a alta dopagem do emissor provoca a ruptura de J1 em baixas tensões (5 a 20 V).

O uso preferencial de TBP tipo NPN se deve às menores perdas em relação aos PNP, o que ocorre por causa da maior mobilidade dos elétrons em relação às lacunas, reduzindo, principalmente, os tempos de comutação do componente.

As curvas características estáticas de um TBP estão mostradas na figura 4.6.

4.3.2 Área de Operação Segura (AOS)

A AOS representa a região do plano $V_{ce} \times I_c$ dentro da qual o TBP pode operar sem se danificar. A figura 4.7 mostra uma forma típica de AOS.

À medida que a corrente se apresenta em pulsos (não repetitivos) a área se expande.

Para pulsos repetitivos deve-se analisar o comportamento térmico do componente para se saber se é possível utilizá-lo numa dada aplicação, uma vez que a AOS, por ser definida para um único pulso, é uma restrição mais branda. Esta análise térmica é feita com base no ciclo de trabalho a que o dispositivo está sujeito, aos valores de tensão e corrente e à impedância térmica do transistor, a qual é fornecida pelo fabricante.

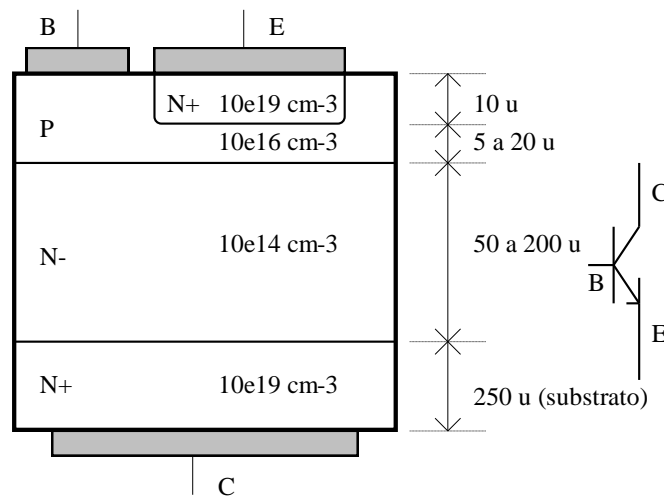


Figura 4.5. Estrutura interna de TBP e seu símbolo.

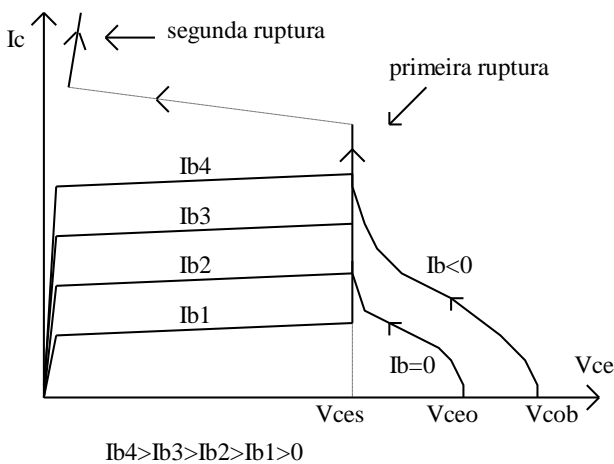


Figura 4.6 Característica estática de transistor bipolar.

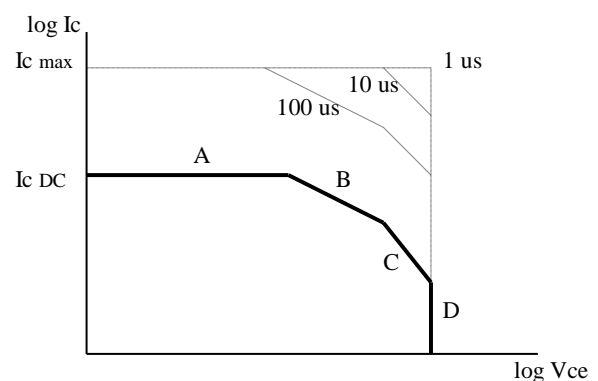


Figura 4.7. Aspecto típico de AOS de TBP
 A: Máxima corrente contínua de coletor
 B: Máxima potência dissipável
 C: Limite de segunda ruptura
 D: Máxima tensão V_{ce}

4.3.3 Região de saturação

Considere-se o circuito mostrado na figura 4.8, e as curvas estáticas do TBP ali indicadas. Quando I_c cresce, V_{ce} diminui dada a maior queda de tensão sobre R . À medida que V_{ce} se reduz, caminha-se no sentido da saturação.

Os TBP apresentam uma região chamada de quase saturação gerada, principalmente, pela presença da camada N- do coletor.

Na região ativa, J_2 está reversamente polarizada e ocorre uma acumulação de elétrons na região da base. Quando se aproxima da saturação, J_2 fica diretamente polarizada, atraindo lacunas da base para o coletor. Tais lacunas associam-se a elétrons vindos do emissor e que estão migrando pelo componente, criando uma carga espacial que penetra a região N-. Isto representa um "alargamento" da região da base, implicando na redução do ganho do transistor. Tal situação caracteriza a chamada quase saturação.

A saturação se caracteriza pelo fato de ambas as junções se tornarem diretamente polarizadas. Com isso a região da base realiza uma injeção de lacunas (portadores minoritários) na região do coletor (N-).

No desligamento toda esta carga terá que ser removida antes do efetivo bloqueio do TBP, o que sinaliza a importância do ótimo circuito de acionamento de base para que o TBP possa operar numa situação que minimize a tempo de desligamento e a dissipação de potência (associada ao valor de V_{ce}). O tempo necessário para a extração dos portadores minoritários é chamado "tempo de armazenamento".

4.3.4 Forma da corrente de base

Um ponto básico para obter rápidos chaveamentos é utilizar uma corrente de base adequada, como mostra a figura 4.9.

As transições devem ser rápidas, para reduzir os tempos de atraso. Um valor elevado I_{b1} permite uma redução no tempo de crescimento da corrente. Quando em condução, I_{b2} deve ter tal valor que faça o TBP operar na região de quase saturação. No desligamento, deve-se prover uma corrente negativa, acelerando assim a retirada dos portadores armazenados.

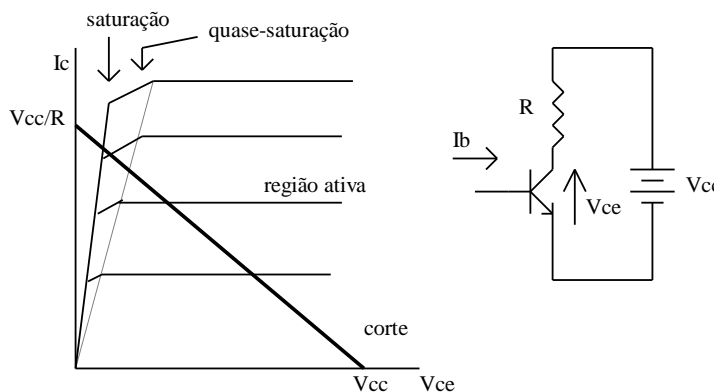


Figura 4.8 Região de quase-saturação do TBP.

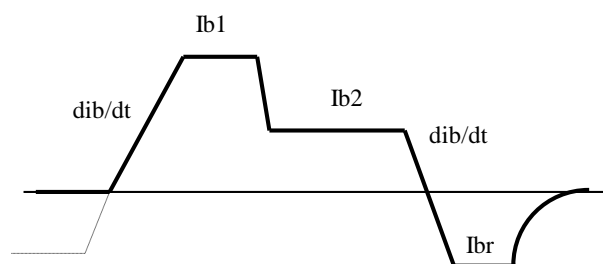


Figura 4.9 Forma de onda de corrente de base recomendada para acionamento de TBP.

4.4 MOSFET

4.4.1 Princípio de funcionamento (canal N)

O terminal de *Gate* é isolado do semiconductor por SiO_2 . A junção PN- define um diodo entre *Source* (Fonte) e *Drain* (Dreno), o qual conduz quando $V_{ds} < 0$. A operação como transistor ocorre quando $V_{ds} > 0$. A figura 4.10 mostra a estrutura básica do transistor.

Quando uma tensão $V_{gs} > 0$ é aplicada, o potencial positivo no *gate* (porta) repele as lacunas na região P, deixando uma carga negativa, mas sem portadores livres. Quando esta tensão atinge certo limiar (V_{th}), elétrons livres (gerados por efeito térmico) presentes na região P, são atraídos e formam um canal N dentro da região P, pelo qual se torna possível a passagem de corrente entre D e S. Elevando V_{gs} , mais portadores são atraídos, ampliando o canal, reduzindo sua resistência, permitindo o aumento de da corrente de dreno, I_d . Este comportamento caracteriza a chamada "região resistiva".

A passagem de I_d pelo canal produz uma queda de tensão que leva ao seu afunilamento, ou seja, o canal é mais largo na fronteira com a região N+ do que quando se liga à região N-. Um aumento de I_d leva a uma maior queda de tensão no canal e a um maior afunilamento, o que conduziria ao seu colapso e à extinção da corrente! Obviamente o fenômeno tende a um ponto de equilíbrio, no qual a corrente I_d se mantém constante para qualquer V_{ds} , caracterizando a região ativa do MOSFET. A figura 4.11 mostra a característica estática do MOSFET,

Uma pequena corrente de *gate* é necessária apenas para carregar e descarregar as capacitâncias de entrada do transistor. A resistência de entrada é da ordem de 10^{12} ohms.

Estes transistores, em geral, são de canal N por apresentarem menores perdas e maior velocidade de comutação, devido à maior mobilidade dos elétrons em relação às lacunas.

A máxima tensão V_{ds} é determinada pela ruptura do diodo reverso. Os MOSFETs não apresentam segunda ruptura uma vez que a resistência do canal aumenta com o crescimento de I_d . Este fato facilita a associação em paralelo destes componentes.

A tensão V_{gs} é limitada a algumas dezenas de Volts, por causa da capacidade de isolamento da camada de SiO_2 .

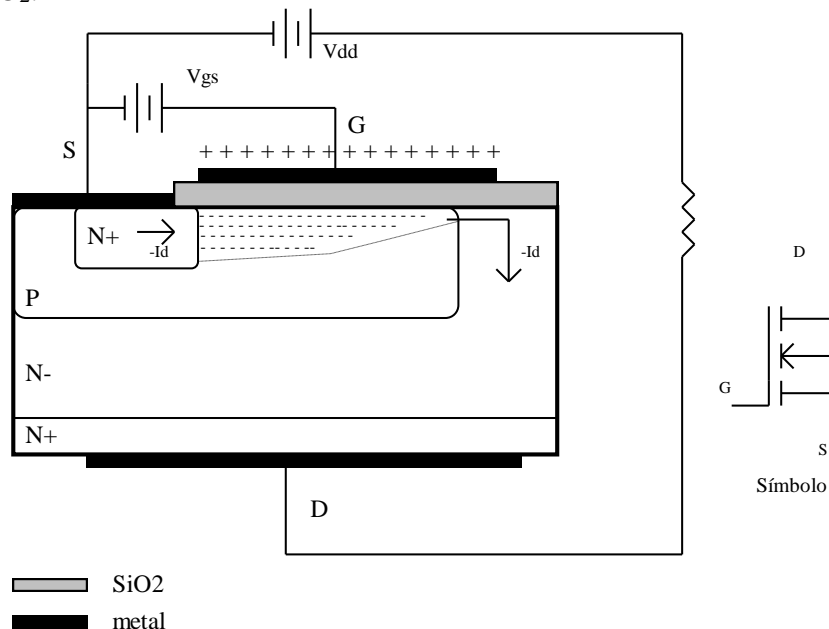


Figura 4.10. Estrutura básica de transistor MOSFET.

4.4.2 Área de Operação Segura

A figura 4.12 mostra a AOS dos MOSFET. Para tensões elevadas ela é mais ampla que para um TBP equivalente, uma vez que não existe o fenômeno de segunda ruptura. Para baixas tensões, entretanto, tem-se a limitação da resistência de condução.

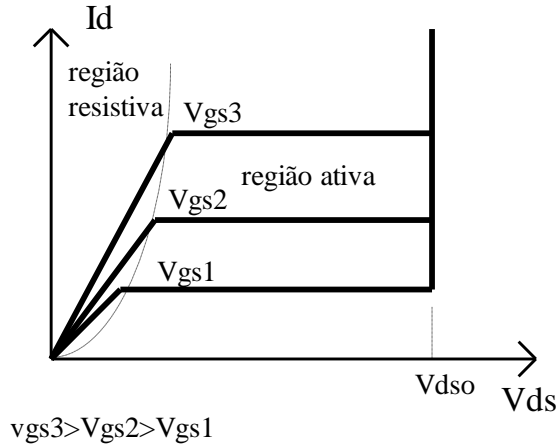


Figura 4.11. Característica estática do MOSFET.

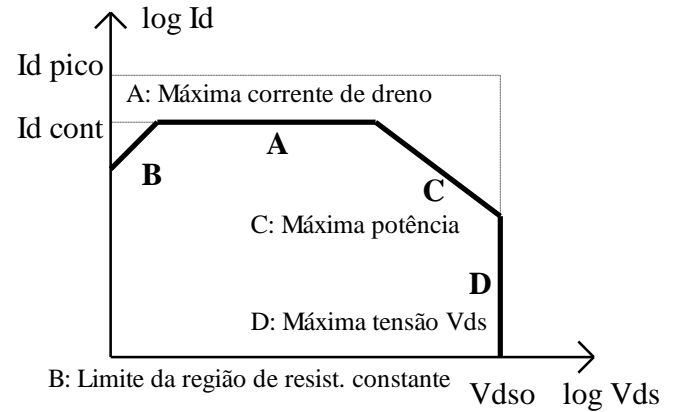


Figura 4.12. AOS para MOSFET.

4.4.3 Característica de chaveamento - carga indutiva

a) Entrada em condução (figura 4.13)

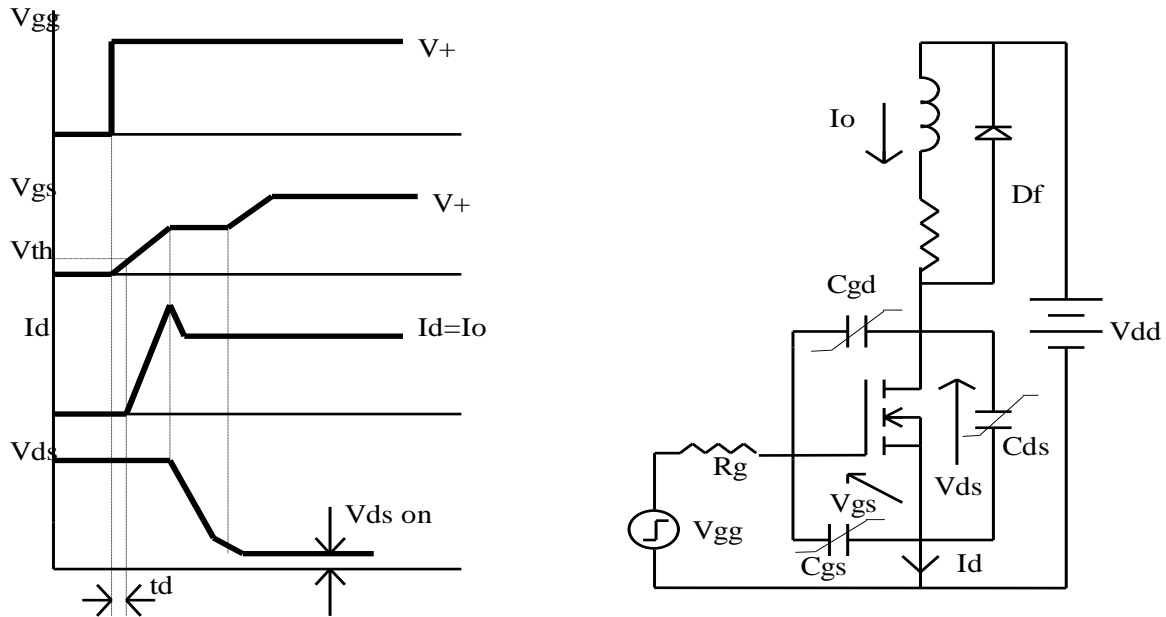
Ao ser aplicada a tensão de acionamento (V_{gg}), a capacitância de entrada começa a se carregar, com a corrente limitada por R_g . Quando se atinge a tensão limiar de condução (V_{th}), após t_d , começa a crescer a corrente de dreno. Enquanto $I_d < I_o$, D_f se mantém em condução e $V_{ds} = V_{dd}$. Quando $I_d = I_o$, D_f desliga e V_{ds} cai. Durante a redução de V_{ds} ocorre um aparente aumento da capacitância de entrada (C_{iss}) do transistor, fazendo com que a variação de V_{gs} se torne muito mais lenta (em virtude do "aumento" da capacitância). Isto se mantém até que V_{ds} caia, quando, então, a tensão V_{gs} volta a aumentar, até atingir V_{gg} .

Na verdade, o que ocorre é que, enquanto V_{ds} se mantém elevado, a capacitância que drena corrente do circuito de acionamento é apenas C_{gs} . Quando V_{ds} diminui, a capacitância dentre dreno e source se descarrega, o mesmo ocorrendo com a capacitância entre gate e dreno. A descarga desta última capacitância se dá desviando a corrente do circuito de acionamento, reduzindo a velocidade do processo de carga de C_{gs} , o que ocorre até que C_{gd} esteja descarregado.

b) Desligamento

O processo de desligamento é semelhante ao apresentado, mas na ordem inversa. O uso de uma tensão V_{gg} negativa apressa o desligamento, pois acelera a descarga da capacitância de entrada.

Como os MOSFETs não apresentam portadores minoritários estocados, ou seja, num MOSFET canal N todos os portadores em trânsito são elétrons, não existe o tempo de armazenamento, por isso são muito mais rápidos que os TBP.



CARGA INDUTIVA

Figura 4.13 Formas de onda na entrada em condução de MOSFET com carga indutiva.

4.4.4 Circuitos amaciadores (ou de ajuda à comutação) - "snubber"

O papel dos circuitos amaciadores é garantir a operação do transistor dentro da AOS, especialmente durante o chaveamento de cargas indutivas. Embora ilustrado aqui para os MOSFETs, estes circuitos podem ser utilizados também para os demais tipos de transistores e também para os diodos.

a) Desligamento - Objetivo: atrasar o crescimento de Vds e desviar Id (figura 4.14)

Quando Vce começa a crescer, o capacitor Cs começa a se carregar (via Ds), desviando parcialmente a corrente, reduzindo Id. Df só conduzirá quando Vds > Vcc.

Quando o transistor ligar o capacitor se descarregará por ele, com a corrente limitada por Rs. A energia acumulada em Cs será, então, dissipada sobre Rs.

Sejam as formas de onda mostradas na figura 4.15. Considerando que Id caia linearmente e que Io é constante, a corrente por Cs cresce linearmente. Fazendo-se com que Cs complete sua carga quando Id=0, o pico de potência se reduzirá a menos de 1/4 do seu valor sem circuito amaciador.

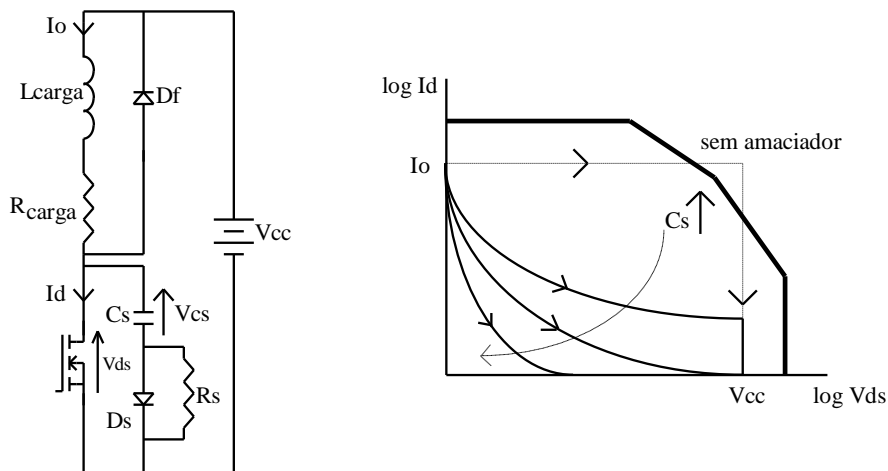


Figura 4.14. Circuito amaciador de desligamento e trajetórias na AOS

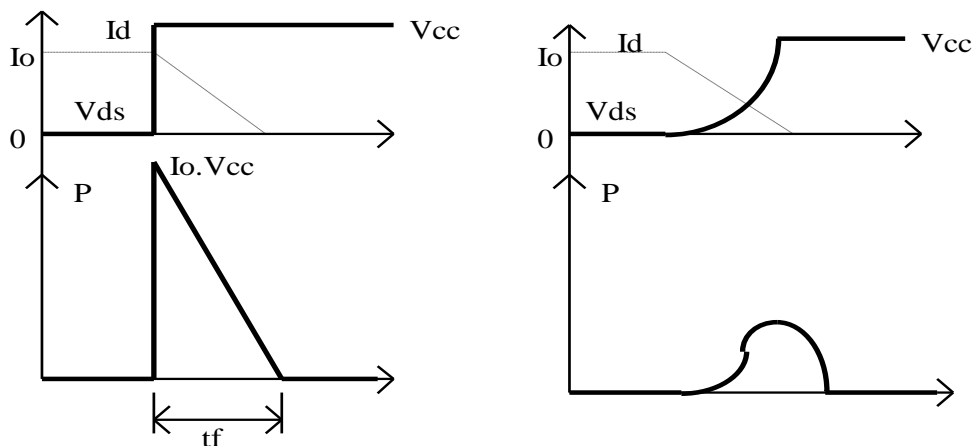


Figura 4.15. Formas de onda no desligamento sem e com o circuito amaciador.

O valor de R_s deve ser tal que permita toda a descarga de C_s durante o mínimo tempo ligado do Transistor e, por outro lado, limite o pico de corrente em um valor inferior à máxima corrente de pico repetitiva do componente. Deve-se usar o maior R_s possível.

b) Entrada em condução: Objetivo: reduzir V_{ds} e atrasar o aumento de I_d (figura 4.16)

No circuito sem amaciador, após o disparo do transistor, I_d cresce, mas V_{ds} só se reduz quando D_f deixar de conduzir. A colocação de L_s provoca uma redução de V_{ds} , além de reduzir a taxa de crescimento de I_d .

Normalmente não se utiliza este tipo de circuito, considerando que L_s possui baixo valor e pode ser substituído pela própria indutância parasita do circuito.

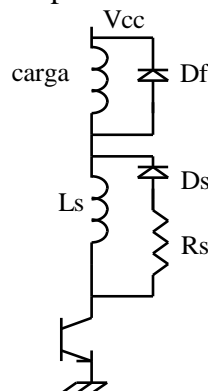


Figura 4.16. Circuito amaciador para entrada em condução.

4.5 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

O IGBT alia a facilidade de acionamento dos MOSFET com as pequenas perdas em condução dos TBP. Sua velocidade de chaveamento é semelhante à dos transistores bipolares.

4.5.1 Princípio de funcionamento

A estrutura do IGBT é similar à do MOSFET, mas com a inclusão de uma camada P+ que forma o coletor do IGBT, como se vê na figura 4.17.

Em termos simplificados pode-se analisar o IGBT como um MOSFET no qual a região N-tem sua condutividade modulada pela injeção de portadores minoritários (lacunas), a partir da região P+, uma vez que J1 está diretamente polarizada. Esta maior condutividade produz uma menor queda de tensão em comparação a um MOSFET similar.

O controle de componente é análogo ao do MOSFET, ou seja, pela aplicação de uma polarização entre *gate* e emissor. Também para o IGBT o acionamento é feito por tensão.

A máxima tensão suportável é determinada pela junção J2 (polarização direta) e por J1 (polarização reversa). Como J1 divide duas regiões muito dopadas, conclui-se que um IGBT não suporta tensões elevadas quando polarizado reversamente.

4.5.2 Características de chaveamento

A entrada em condução é similar ao MOSFET, sendo um pouco mais lenta a queda da tensão V_{ce} , uma vez que isto depende da chegada dos portadores vindos da região P+.

Para o desligamento, no entanto, tais portadores devem ser retirados. Nos TBP's isto se dá pela drenagem dos portadores via base, o que não é possível nos IGBTs, devido ao acionamento isolado. A solução encontrada foi a inclusão de uma camada N+, na qual a taxa de recombinação é bastante mais elevada do que na região N-. Desta forma, as lacunas presentes em N+ recombinam-se com muita rapidez, fazendo com que, por difusão, as lacunas existentes na região N- refluem, apressando a extinção da carga acumulada na região N-, possibilitando o restabelecimento da barreira de potencial e o bloqueio do componente.

4.5.3 IGBT rápido x IGBT de baixas perdas

Existem atualmente no mercado dois tipos de IGBTs: os rápidos e os de baixas perdas. Este fato já indica que não existem IGBTs rápidos e com baixas perdas. A diferença está relacionada ao comportamento no desligamento. Os IGBTs de baixas perdas utilizam dopagem e materiais que reduzem as perdas em condução, no entanto, implicam em um maior tempo de desligamento. Para os dispositivos rápidos, não se consegue reduzir significativamente a queda de tensão sobre o componente quando em condução.

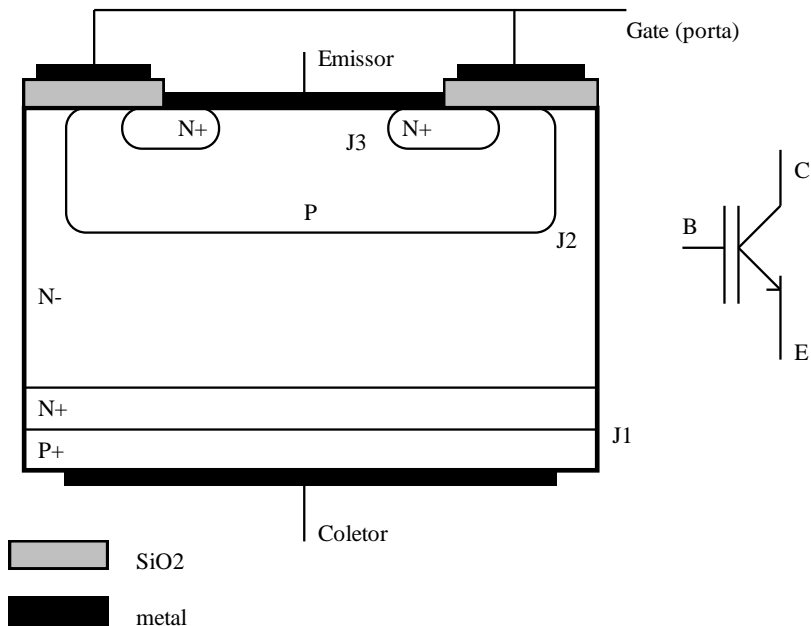


Figura 4.17. Estrutura básica de IGBT.

4.6 Alguns Critérios de Seleção

Um primeiro critério é o dos limites de tensão e de corrente. Os MOSFET possuem uma faixa mais reduzida de valores, ficando, tipicamente entre: 100 V/200 A e 1000 V/20 A. Os MOSFET de baixa tensão de nova geração possuem resistência R_{ds} muito baixa, permitindo quedas de tensão menores do que as dos outros componentes.

Já os TBP e IGBT atingem potências mais elevadas, indo até 1200 V/500 A.

Como o acionamento do IGBT é muito mais fácil do que o do TBP, seu uso tem sido crescente, em detrimento dos TBP.

Outro importante critério para a seleção refere-se às perdas de potência no componente. Assim, em aplicações em alta frequência (acima de 50 kHz) devem ser utilizados MOSFETs. Em frequências mais baixas, qualquer dos três componentes pode responder satisfatoriamente.

No entanto, as perdas em condução dos TBPs e dos IGBTs são sensivelmente menores que as dos MOSFET de tensão elevada (na faixa de 400 a 1000 V).

Como regra básica: em alta frequência: MOSFET
em baixa tensão: MOSFET
nos outros casos: IGBT

Leituras Complementares

T. D. C. Busarello, M. G. Simões, J. A. Pomilio, “Semiconductor Diodes and Transistors”, in Power Electronics Handbook – 4th Edition, M. Rashid, Ed., 2017, pp. 15-48

J. A. Pomilio, “Componentes Semicondutores de Potência”, Apostila da disciplina IT302 – Eletrônica de Potência I,

Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltpot/cap1.pdf>