3

Capítulo

Componentes Semicondutores II

Meta deste capítulo

Revisar componentes semicondutores e apresentar características novas relacionadas à eletrônica de potência.

objetivos

- Revisar transistores bipolares de junção;
- Estudar BJTs de potência;
- Estudar MOSFETs de potência;
- Estudar IGBTs;
- Identificar diferentes modelos de BJT, MOSFET e IGBT;
- Testar BJT, MOSFET e IGBT;
- Realizar ensaios com BJT, MOSFET e IGBT.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente aos Semicondutores de Potência I: diodos e tiristores.

Continuidade

O estudo continuará com a especificação de semicondutores e cálculo térmico.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisado em março de 2020).

1 Introdução

No capítulo anterior foram estudados os diodos e tiristores, abordando-se com detalhes aspectos novos relacionados a estes componentes. Os diodos já haviam sido estudados em disciplinas de eletrônica do seu curso, mas detalhes da comutação, diferentes tecnologias, perdas, dentre outras características, foram apresentadas pela primeira vez naquele capítulo.

Do mesmo, os transistores bipolares de junção (BJT) também já foram estudados e aplicados em diversos circuitos ao longo do curso de eletrônica. Assim, aqui serão considerados alguns aspectos importantes para eletrônica de potência, como as perdas, relação da corrente de base com a corrente de coletor, etc. Por sua vez, transistores de efeito de campo (FET) e em especial os transistores de efeito de campo de metal-óxido (MOSFET) serão revisados e apresentados em detalhes aqui. Assim também, os transistores bipolares de porta isolada (IGBT) serão introduzidos e estudados neste capítulo.

A Figura 1 mostra um quadro comparativo de tecnologias de semicondutores em função da frequência de operação e de sua potência. Pode-se observar que os MOSFETs operam com altas frequências, mas potências menores que os IGBTs. Já os BJTs operam com potências menores que os MOSFETs e IGBTs e também em frequências menores, o que os coloca em posição de desvantagem em relação aos outros dois. Em alguns casos os BJTs são preferidos pelo baixo custo ou facilidade de obtenção no mercado.

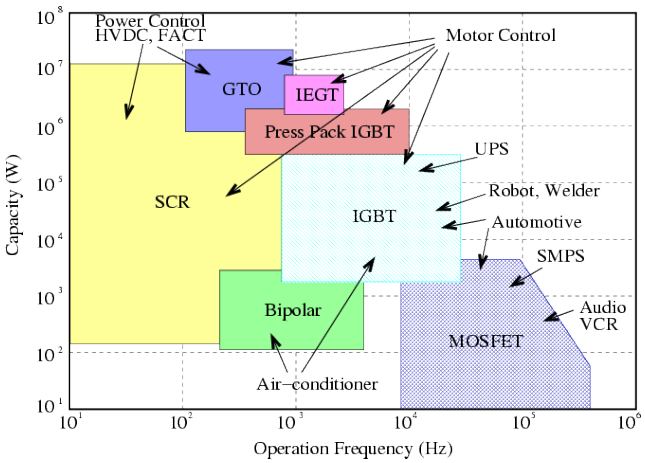


Figura 1 – Semicondutores para eletrônica de potência.

Fonte: http://www.iue.tuwien.ac.at. Acesso em: 14/08/2013.

Assim, neste capítulo se pretende fazer uma revisão dos transistores bipolares de junção, seguindo com o estudo dos transistores de efeito de campo de metal-óxido e por fim apresentando os transistores bipolares de porta isolada.

2 Transistores Bipolares de Junção

O emprego de transistores bipolares de junção (BJTs) em circuitos eletrônicos é muito frequente, o que também ocorre com circuitos de eletrônica de potência. Especialmente em circuitos eletrônicos de baixo custo, operando em baixas frequências, é usual a utilização de transistores bipolares de junção, além das aplicações em circuitos de controle e comando, proteção, supervisão, dentre outros.

Este capítulo sobre transistores bipolares de junção está organizado de forma a conduzir o aluno por uma revisão do funcionamento deste componente, seguindo com a inserção de novos conteúdos e características importantes para a eletrônica de potência. São apresentadas informações sobre componentes comerciais, além dos testes para verificar se o transistor está em bom estado. Ainda, apresentam-se um roteiro de laboratório, exercícios resolvidos e propostos e simulações de circuitos com semicondutores.

2.1 Considerações Iniciais

Os transistores bipolares de junção podem ser divididos, quanto a sua construção e, portanto, funcionamento, em transistores npn ou pnp. Nas Figura 2 e Figura 3 mostram-se os dois modelos e as variáveis principais nestes componentes.

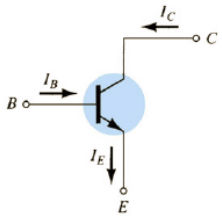


Figura 2 - Transistor npn.

Fonte: (Boylestad, 2004).

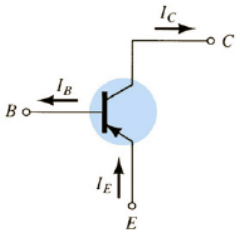


Figura 3 - Transistor pnp.

Fonte: (Boylestad, 2004).

As principais relações básicas no transistor são:

- Tensão base-emissor (V_{BE});
- Tensão coletor-emissor (V_{CE});
- Corrente de emissor (I_E);
- Corrente de coletor (I_C);
- Ganho (β).

Algumas considerações são importantes para a análise dos circuitos de polarização, que será realizada adiante. Estas considerações são apresentadas abaixo, correspondendo a tensão base-

emissor, característica da queda de tensão de uma junção pn; a corrente de base é muito pequena em relação a corrente de coletor, podendo-se aproximar $I_E = I_C$; a corrente de base é a corrente de coletor dividida pelo ganho do transistor.

$$V_{BE} = 0,7V;$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B \cong I_C;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B.$$

A partir dos valores destas variáveis pode-se determinar se o transistor está operando em uma de suas três regiões de polarização, quais sejam:

- Região de corte – o transistor não estará conduzindo;
- Região ativa - o transistor estará operando na região de amplificação linear;
- Região de saturação – o transistor estará conduzindo em sua capacidade plena.

Na Figura 4 são apresentadas, em destaque, as três regiões de operação dos transistores bipolares de junção.

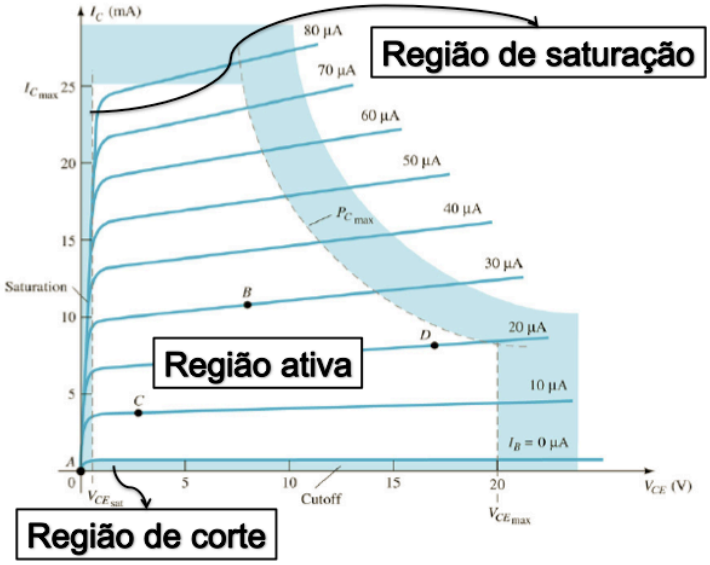


Figura 4 - Regiões de polarização de um transistor bipolar.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Em eletrônica de potência emprega-se o transistor operando na região de corte e saturação, visto que na região ativa as perdas são elevadas. Em outras palavras, aqui utiliza-se o transistor como chave, conduzindo ou não-conduzindo.

2.2 Polarização com Tensão Fixa

Um dos circuitos mais simples para polarização de transistores bipolares de junção é a

configuração emissor-comum com polarização fixa.

O circuito apresentado na Figura 5 apresenta um circuito simples de polarização de transistores bipolares de junção. A seguir, a título de revisão, será realizada a análise deste circuito de polarização.

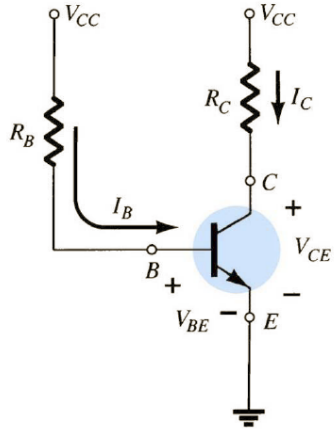


Figura 5 - Circuito de polarização em CC.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Fazendo-se a análise da malha de base-emissor, pode-se desenhar o circuito da Figura 6, obtendo-se:

$$+V_{CC} - I_B \cdot R_B - V_{BE} = 0\,;$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\,.$$

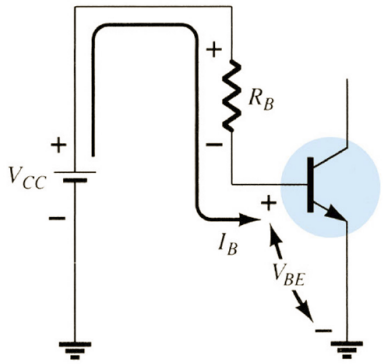


Figura 6 - Malha base-emissor.

Fonte: (Boylestad, 2004).

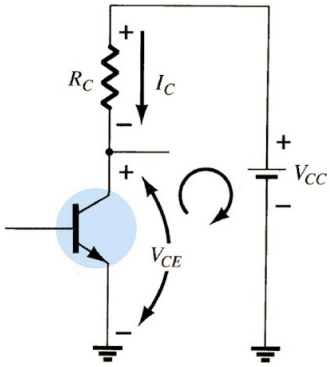


Figura 7 - Malha coletor-emissor.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Do mesmo modo, analisando a malha coletor-emissor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B\,;$$

$$V_{CE} + I_C \cdot R_C - V_{CC} = 0\,;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C\,.$$

2.3 Operação nas Regiões de Saturação

Se o transistor estiver operando na região de saturação, conforme mostrado na Figura 4, então pode-se considerar que a tensão coletor-emissor tenda a zero, como apresentado na Figura 8.

A corrente de saturação pode ser determinada por:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

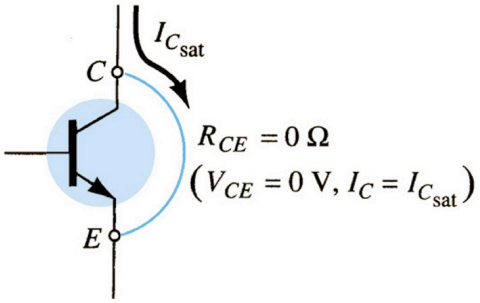


Figura 8 - Transistor operando na saturação.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Lembre que, em oposição à operação na saturação, tem-se a operação na região de corte, onde pode-se considerar:

$$I_C = 0;$$

$$V_{CE} = V_{CC}.$$

Utilizando estes limites de operação (I_{Csat} e $V_{CE} = V_{CC}$) tem-se a reta de carga do circuito, como está mostrado na Figura 9.

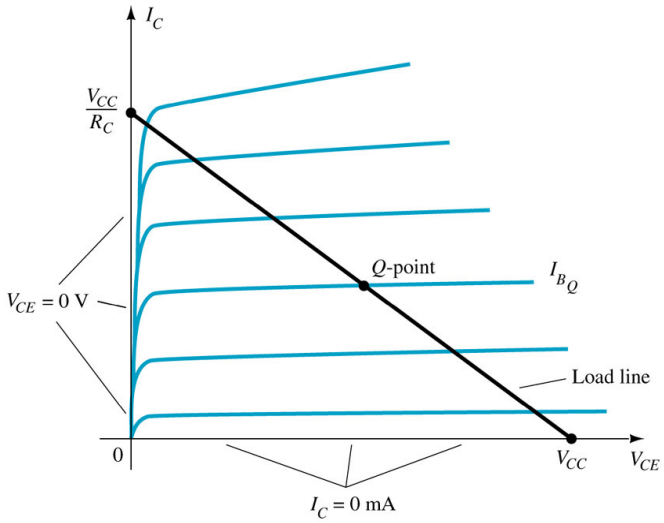


Figura 9 - Reta de carga para polarização fixa.

Fonte: (Boylestad, 2004).

2.4 Acionamento do BJT

Um transistor bipolar de junção entra em condução quando for aplicada corrente na base do mesmo e se vencida a queda de tensão direta entre base e emissor (V_{BE} = 0,7 V). Lembre-se que existe uma relação direta entre a corrente de coletor e a corrente de base, dada pelo ganho do transistor (β ou h_{FE}).

Assim, na Figura 10 mostra-se um circuito para realizar o acionamento do transistor, isto é, fazer com que o mesmo entre em condução e bloqueie quando desejado. Ao pressionar a chave S_1, irá circular corrente na base do transistor T_1, provocando sua condução, e consequentemente a circulação de corrente pelo seu resistor de carga (resistor de coletor). O resistor R_1 deve ser calculado para que a corrente de base seja suficiente para que o transistor T_1 opere na saturação.

Ao abrir a chave S_1, a base será levada ao referencial zero, por meio do resistor R_2. Este resistor funciona como *pull-down*, de modo idêntico a circuitos digitais. Este resistor deve ter valor escolhido para que garanta a não-condução do transistor com a chave S_1 aberta, ou seja, deve ter um valor baixo a ponto de garantir referencial zero na base do transistor. Por outro lado, não pode ser muito baixo, pois senão irá drenar uma alta corrente ao se fechar a chave S_1. Valores comuns para R_2 são da ordem de alguns quilo ohms.

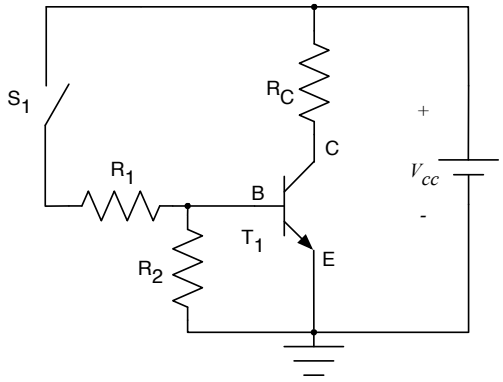


Figura 10 – Circuito para acionamento do BJT.

2.5 Comutação do BJT

A comutação do transistor bipolar de junção ocorre toda vez que o mesmo for comandado a conduzir ou a bloquear. Para apresentar as principais formas de onda do transistor durante a comutação será utilizado o circuito da Figura 11. Neste circuito, R_L é o resistor de carga (*load*), R_B o resistor de base, onde se tem a conexão de uma fonte de tensão pulsada, ou seja, que aplica uma forma de onda de tensão retangular para acionamento do transistor.

Observando a Figura 12, nota-se que a partir do momento que a corrente de base começa a aumentar, a corrente de coletor irá aumentar logo em seguida, com a diferença de um pequeno tempo, denominado de t_{on}, ou seja, tempo de entrada em condução, ou tempo de ligamento.

Por outro lado, no momento que a corrente de base diminui até zero, mesmo se tornando negativa para garantir o bloqueio do transistor, a corrente de coletor leva um longo tempo para iniciar sua queda, representado por t_s, fazendo com que o tempo para bloquear (t_{off}) seja alto.

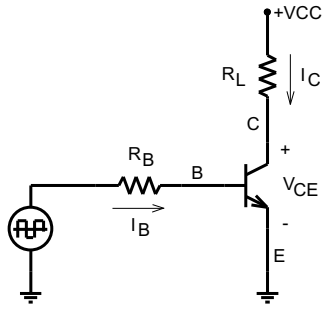


Figura 11 – Circuito para estudo da comutação do BJT.

Fonte: (Barbi, 2006).

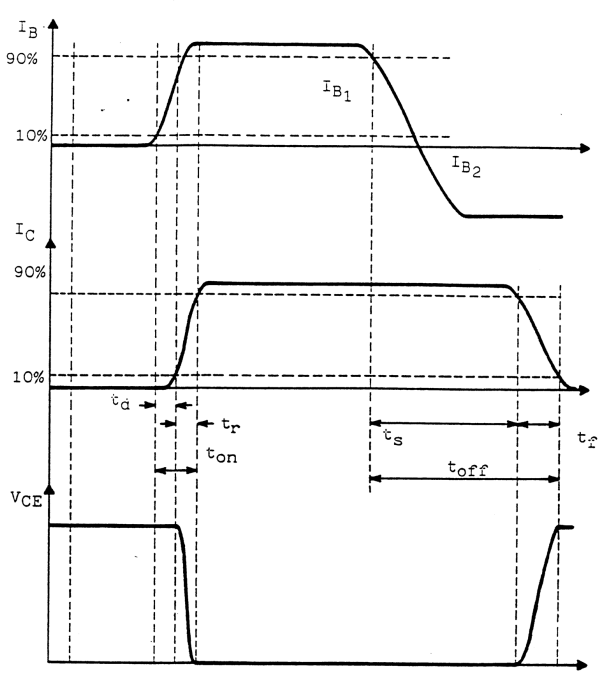


Figura 12 – Formas de onda da comutação do BJT com carga resistiva.

Fonte: (Barbi, 2006).

Conforme (Barbi, 2006), valores típicos para transistores de potência, para I_{B1} = 2,5 A e I_{B2} = 3,0 A são:

- t_d = 0,2 μs;
- t_r = 0,7 μs;
- t_s = 3,0 μs;
- t_f = 0,7 μs;

Note que o tempo t_{on} é a soma de t_d + tr, resultando em 0,9 μs. Já o tempo t_{off} resulta de t_s + t_f = 3,7 μs. Tempos como estes valores limitam a frequência de operação dos transistores a alguns quilo Hertz, o que representa uma desvantagem destes componentes em relação a outras tecnologias, como por exemplo os MOSFETs.

2.6 Perdas no BJT

Em um transistor, assim como nos diodos semicondutores, se tem dois tipos de perdas:

- Perdas por condução – ocorrem quando o transistor está conduzindo;
- Perdas por comutação – aparecem na entrada em condução e no bloqueio do transistor.

As perdas por condução podem ser determinadas pela expressão a seguir, considerando que o transistor está sendo utilizado em um circuito chaveado, ou seja, sendo ligado e desligado periodicamente, ficando ligado por um tempo t_{on} e chaveando com frequência de comutação (chaveamento) f.

$$P_{cond} = \left(i_C \cdot V_{CEsat} + i_B \cdot V_{BEsat}\right) \cdot t_{on} \cdot f \, .$$

Onde:

- i_C – corrente de coletor;
- V_{CEsat} – tensão de coletor-emissor de saturação;
- i_B – corrente de base;
- V_{BEsat} – tensão base-emissor que leva o transistor à saturação;
- t_{on} – tempo pelo qual o transistor permanece ligado;
- f – frequência de operação.

Já as perdas por comutação podem ser determinadas por:

$$P_{com} = \frac{1}{2}\left(t_r + t_f\right) \cdot I \cdot E \cdot f \, .$$

Onde:

- t_r – tempo de subida da corrente de coletor;
- t_f – tempo de descida da corrente de coletor;
- I – corrente de coletor ao final da comutação;
- E – tensão entre coletor e emissor ao final da comutação;
- f – frequência de comutação.

É importante destacar que as perdas no transistor bipolar de junção dependem linearmente da corrente ($V_{CE} \cdot I_C$), o que é uma característica interessante em circuitos de alta potência, isto é, que operam com altas correntes.

2.7 Características Importantes de BJTs

As principais características de um BJT, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(sat)}$;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CEO};
- Corrente de coletor – I_C;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CP};
- Tensão máxima entre base e emissor – V_{BEO};
- Tensão base-emissor de saturação – $V_{BE(sat)}$;
- Ganho de corrente contínua – h_{FE};
- Tempo de subida da corrente de coletor – t_r;
- Tempo de descida da corrente de coletor – t_f.

Como exemplo, estas características para um transistor modelo TIP50, serão:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(sat)}$ = 1 V;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CEO} = 500 V;
- Corrente de coletor – I_C = 1 A;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CP} = 2 A;
- Tensão máxima entre base e emissor – V_{BEO} = 5 V;
- Tensão base-emissor de saturação – $V_{BE(sat)}$ = 1,5 V;
- Ganho de corrente contínua – h_{FE} = 10 a 150.

Um detalhe importante para transistores bipolares de junção é a diminuição do ganho com o aumento da corrente. O transistor TIP50, para corrente de 1 A, tem ganho que varia de 10 a 150. Já um transistor 2N3055, para corrente de 15 A, tem ganho que varia de 5 a 70. Isso pode levar a altas correntes de base, quando se deseja altas correntes de coletor, o que é uma desvantagem dos transistores bipolares de junção em relação aos transistores de efeito de campo.

Nas Figura 13 e Figura 14 mostram-se as informações da folha de dados do transistor TIP50. Note que o fabricante não especifica os tempos de subida e descida da corrente de coletor.

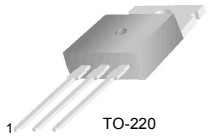
FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

November 2008

TIP47/TIP48/TIP49/TIP50

NPN Silicon Transistor

- High Voltage and Switching Applications
- High Sustaining Voltage : V_{CEO}(sus) = 250 - 400V
- 1A Rated Collector Current



1 TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

Absolute Maximum Ratings* T_a = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Ratings	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP47	350	V
	: TIP48	400	V
	: TIP49	450	V
	: TIP50	500	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP47	250	V
	: TIP48	300	V
	: TIP49	350	V
	: TIP50	400	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	1	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	2	A
I_B	Base Current	0.6	A
P_C	Collector Dissipation (T_C=25°C)	40	W
	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Figura 13 – Características elétricas do transistor TIP50.

Fonte: http://www.fairchildsemi.com/ds/TI/TIP50.pdf. Acesso em: 23/08/2013.

Electrical Characteristics* T_a=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
V_{CEX}(sus)	Collector-Emitter Sustaining Voltage					
	: TIP47	I_C = 30mA, I_B = 0	250			V
	: TIP48		300			V
	: TIP49		350			V
	: TIP50		400			V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : TIP47	V_{CE} = 150V, I_B = 0			1	mA
	: TIP48	V_{CE} = 200V, I_B = 0			1	mA
	: TIP49	V_{CE} = 250V, I_B = 0			1	mA
	: TIP50	V_{CE} = 300V, I_B = 0			1	mA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current : TIP47	V_{CE} = 350V, V_{BE} = 0			1	mA
	: TIP48	V_{CE} = 400V, V_{BE} = 0			1	mA
	: TIP49	V_{CE} = 450V, V_{BE} = 0			1	mA
	: TIP50	V_{CE} = 500V, V_{BE} = 0			1	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 5V, I_C = 0			1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	V_{CE} = 10V, I_C = 0.3A	30		150	
		V_{CE} = 10V, I_C = 1A	10			
V_{CE}(sat)	* Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 1A, I_B = 0.2A			1	V
V_{BE}(sat)	* Base-Emitter Saturation Voltage	V_{CE} = 10V, I_C = 1A			1.5	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	V_{CE} =10V, I_C = 0.2A, f = 1MHz	10			MHz

* Pulse Test: Pulse Width≤300μs, Duty Cycle≤2%

Figura 14 – Características elétricas do transistor TIP50 - Continuação.

Fonte: http://www.fairchildsemi.com/ds/TI/TIP50.pdf. Acesso em: 23/08/2013.

As folhas de dados dos transistores trazem uma informação muito importante sobre a operação segura do componente, denominada de área de operação segura (SOA, do inglês *safe operating area*). Na Figura 15 mostra-se a curva com a região de operação segura do transistor TIP50. Note que para uma corrente de coletor de 1 A e tensão entre coletor e emissor de até aproximadamente 40 V, o transistor estará operando na região segura. Acima disso deve-se verificar ponto a ponto sua corrente e tensão, para garantir que a região segura não seja extrapolada. Note também que se o transistor estiver sendo usado no modo chave, com pulsos da ordem de 100 μs, sua área de operação segura aumenta consideravelmente.

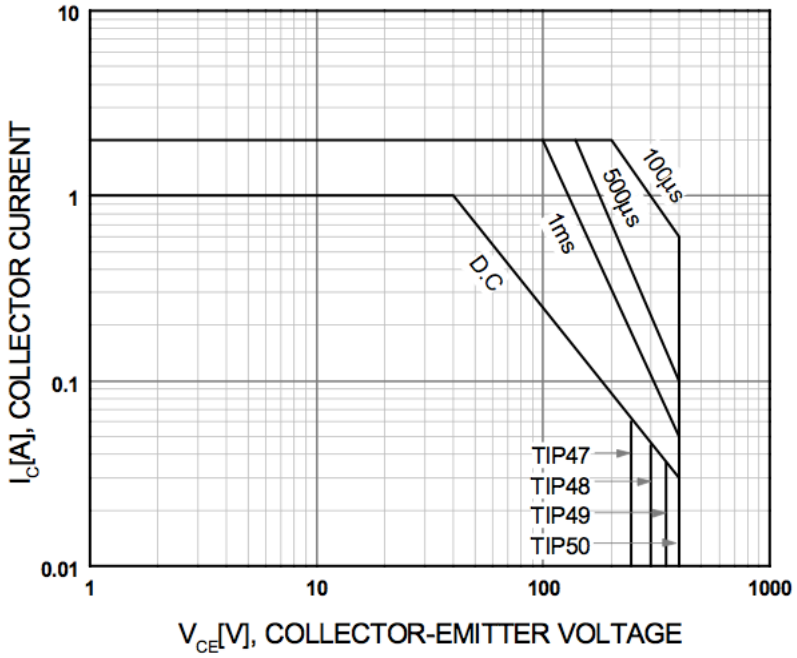


Figura 15 – Curva I x V mostrando a área segura de operação (SOA).

Fonte: http://www.fairchildsemi.com/ds/TI/TIP50.pdf. Acesso em: 23/08/2013.

2.8 Testes de BJTs

Os transistores bipolares de junção são testados de modo idêntico aos diodos, usando um multímetro na escala adequada. Do mesmo modo, podem estar em bom estado, abertos ou em curto-circuito.

A Figura 16 mostra imagens do teste de um transistor com o multímetro na escala apropriada, resumindo o que foi acima exposto. Deve-se lembrar que o teste com o multímetro é apenas um indicativo do estado do componente, pois em condições reais de operação, o componente poderá apresentar comportamento diferente, inclusive provocando o mau funcionamento do circuito onde estará sendo empregado.

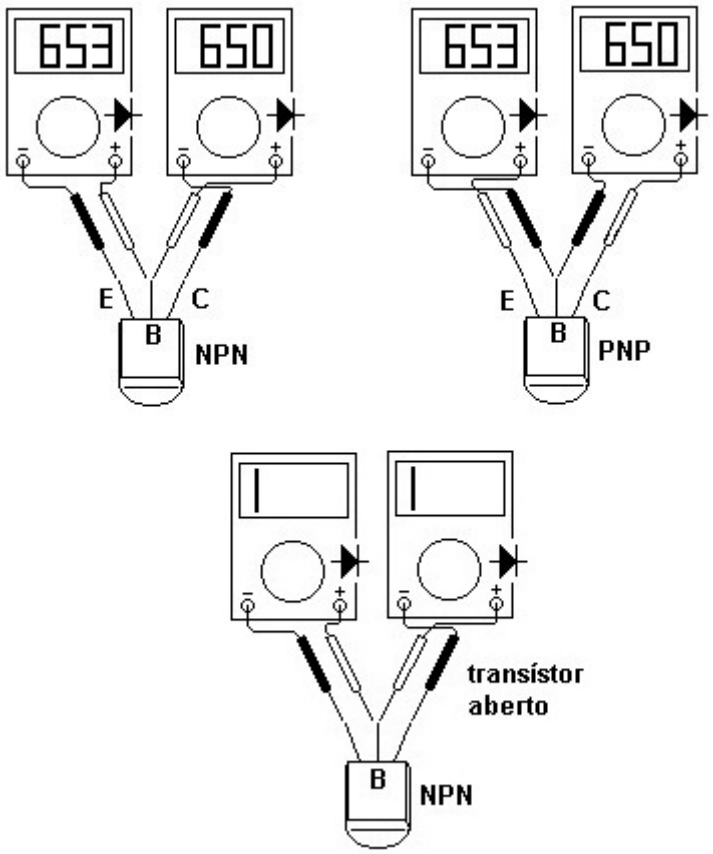


Figura 16 – Multímetro digital para teste de transistores.
Fonte: https://burgoseletronica.net. Acesso em: 23/08/2013.

3 Transistores de Efeito de Campo de Metal-Óxido

Anteriormente, neste capítulo, foram revisados e apresentados aspectos novos relacionados aos transistores bipolares de junção. Estes componentes são amplamente utilizados em circuitos eletrônicos, dos mais diversos, desde aplicações de baixas potências, até centenas de Watts. Atualmente, pelas suas características mais interessantes em termos de velocidades de chaveamento e de facilidade de acionamento, tem ocorrido grande preferência pelos transistores de de efeito de campo, em específico os transistores de efeito de campo de metal-óxido (MOSFET).

Assim, neste capítulo será apresentada uma introdução a este componente, seguindo pelo estudo de suas principais caraterísticas, circuito de acionamento, estudo da comutação e perdas, além das características principais destes componentes.

3.1 Considerações Iniciais

A família de transistores de efeito de campo é basicamente constituída pelos transistores de efeito de campo com gatilho (JFET) e os transistores de efeito de campo de metal-óxido

(MOSFET). Mas estes podem ser de enriquecimento e depleção.

Assim como existem transistores bipolares de junção NPN e PNP, existem transistores de efeito de campo de canal N e de canal P. Na Figura 17 mostra-se o símbolo de cada FET.

A Figura 18 mostra a constituição de um JFET (no lado esquerdo) e de um MOSFET (no lado direito), onde nota-se uma diferença substancial em relação aos BJTs.

Note que os terminais destes transistores são:

- Gatilho (*gate*) – terminal de controle do componente;
- Dreno – terminal que drena a corrente (no sentido real) fornecida pela fonte (*source*). No sentido convencional de circulação de corrente é o terminal por onde entra a corrente;
- Fonte (*source*) – terminal que fornece elétrons, no sentido real, e por onde sai a corrente no sentido convencional.

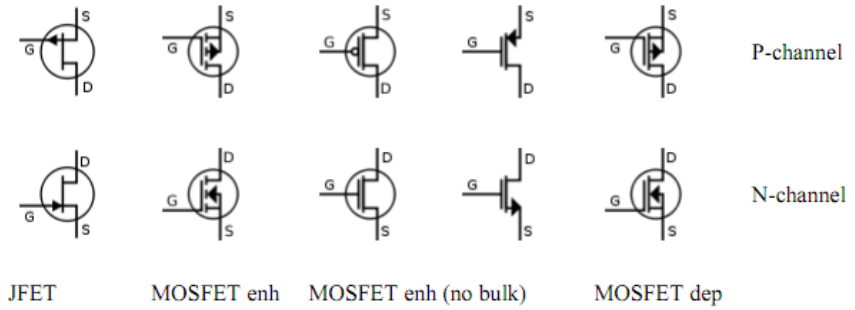
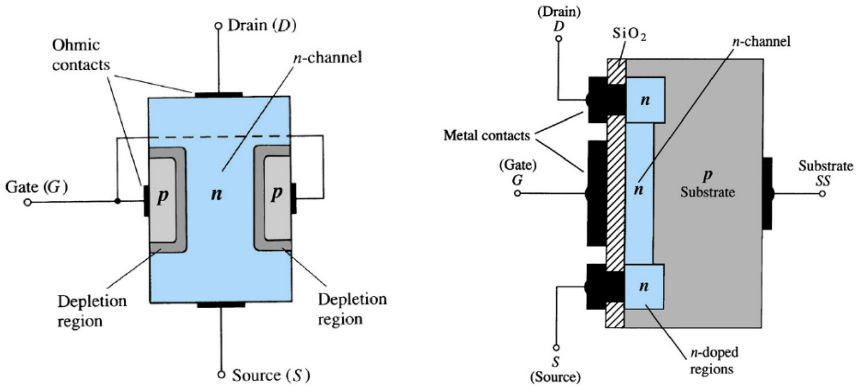


Figura 17 – Símbolos de FETs.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET. Acesso em: 23/08/2013.



(JFET) (MOSFET)

Figura 18 – Constituição de transistores de efeito de campo.

Fonte: (Boylestad, 2004).

O transistor de efeito de campo é controlado pelo terminal de gatilho, fazendo com que a largura do canal aumente ou diminua à medida que se aplica ou retira tensão entre este terminal e a fonte. Por isso este transistor é denominado de efeito de campo, pois a corrente de dreno é

controlada pela tensão (campo elétrico) entre o gatilho e a fonte. Assim, pode-se escrever:

$$I_D = k \cdot V_{GS} .$$

O ganho do transistor foi denominado simplesmente de *k*. Note a diferença para o BJT:

$$I_C = \beta \cdot I_B .$$

A curva típica de um MOSFET canal N é mostrada na Figura 19, onde notam-se três regiões de operação:

- Região de corte – não identificada na figura, é a região com V_{GS} baixo, fazendo com que a corrente de dreno (I_D) seja praticamente nula;
- Região de saturação – quando V_{GS} tem valor acima de aproximadamente 4 V a corrente de dreno é constante, mesmo variando a tensão de dreno-fonte (V_{DS});
- Região linear ou ôhmica – nesta região ocorre uma variação linear entre a corrente de dreno (I_D) e a tensão entre dreno e fonte (V_{DS}).

A tensão V_{TH} é denominada de tensão de limiar (*threshold*) e representa o valor de tensão a partir do qual o transistor entra em condução. Tipicamente é da ordem de 4 V. A curva vermelha na Figura 19 representa a transição entre a região linear e a região de saturação.

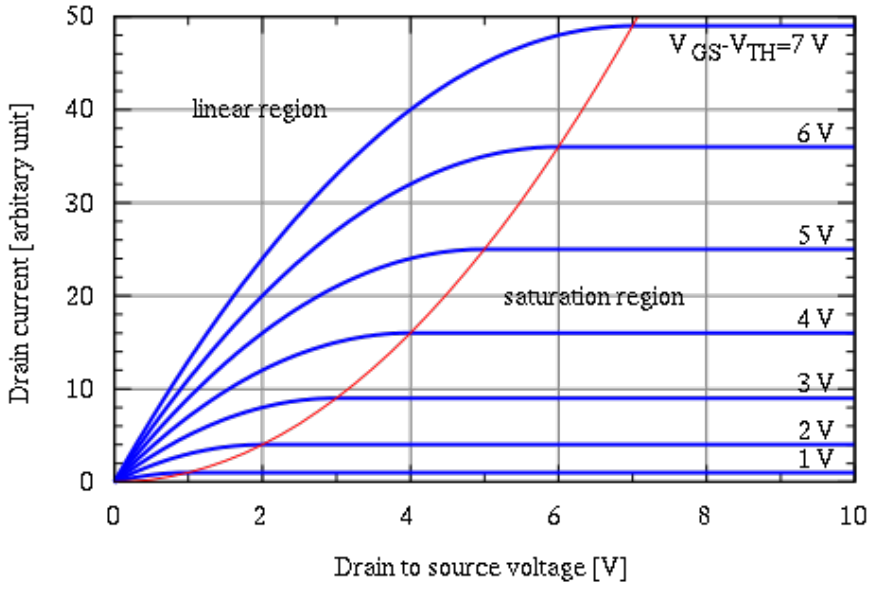


Figura 19 – Curvas I_D x V_{GS} de MOSFETs.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET. Acesso em: 23/08/2013.

Os MOSFETs utilizados em eletrônica de potência tem símbolo e curvas conforme mostrado na Figura 20. No símbolo nota-se a presença de um diodo, que é intrínseco ao componente, ou seja, aparece na sua fabricação e que já pode ser utilizado como diodo de roda-

livre em algumas aplicações. Na folha de dados, o fabricante fornece as informações referentes ao diodo intrínseco. Observando as formas de onda de I_D x V_{DS}, nota-se que a partir de 4 V o transistor começa a conduzir. Tipicamente o limite máximo de tensão para V_{GS} é da ordem de 20 V.

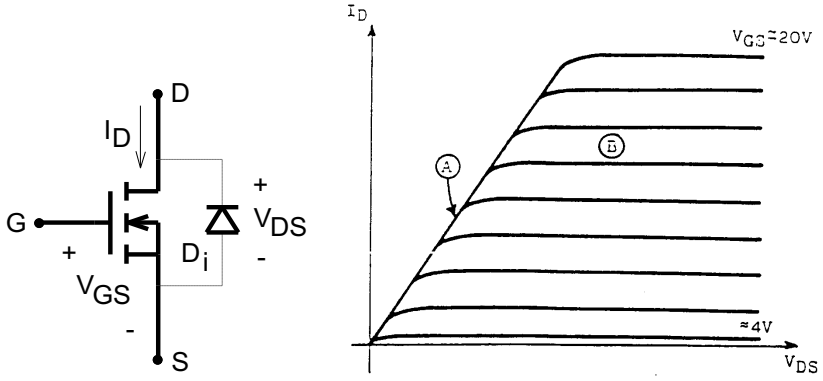


Figura 20 – MOSFET de potência e suas curvas típicas.

Fonte: (Barbi, 2006).

3.2 Acionamento do MOSFET

O transistor MOSFET entra em condução quando for aplicada uma tensão entre o gatilho e o terminal fonte (*source*) maior que a tensão de limiar. De outro modo, pode-se considerar a capacitância entre o gatilho e o terminal fonte (*source*), e para que o MOSFET conduza este pequeno capacitor deve ser carregado. Por outro lado, para bloquear o MOSFET deve-se descarregar esta capacitância, que é da ordem de alguns pico Farads. Na Figura 21 mostra-se o circuito para estudo do acionamento do MOSFET.

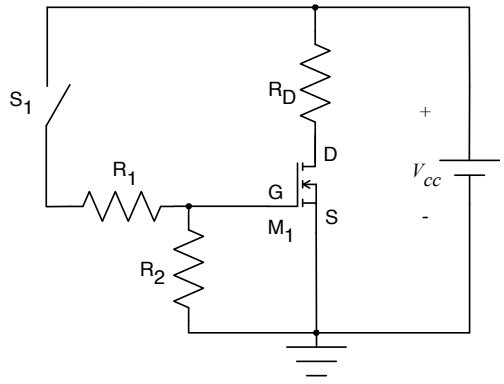


Figura 21 – Circuito para acionamento do MOSFET.

A chave S_1 é responsável por conectar o terminal do gatilho na fonte de energia (V_{CC}) por meio do resistor R_1. Assim, ao fechar a chave S_1, o transistor MOSFET será levado à condução, considerando que V_{CC} seja maior do que a tensão de limiar (V_T). Ao abrir S_1, o MOSFET irá bloquear devido a presença do resistor R_2, que faz o papel de resistor de *pull-down*.

O tempo de entrada em condução (t_{on}) dependerá do valor da tensão V_{CC}, do resistor R_1 e da capacitância de entrada do MOSFET, C_{iss}. Do mesmo modo, o tempo de bloqueio (t_{off}) dependerá desta capacitância (C_{iss}) e do resistor R_2. Note-se que para fazer o MOSFET conduzir ou bloquear, deve-se carregar e descarregar C_{iss}.

Assim, a forma de onda da tensão entre gatilho e fonte (*source*) e da corrente de gatilho terá o aspecto mostrado na Figura 23. Percebe-se que a corrente atinge um pico (I_{pk}), dado por V_{cc}/R_1, visto que inicialmente o capacitor C_{iss} está descarregada. Este pico é da ordem de 500 mA até 1 A na prática. Note que quanto menor o resistor R_1, menor será o tempo de entrada em condução (t_{on}) e maior será o pico da corrente (I_{pk}). O valor médio da corrente no resistor R_1 é pequeno, pois os tempos envolvidos são da ordem de nano segundos.

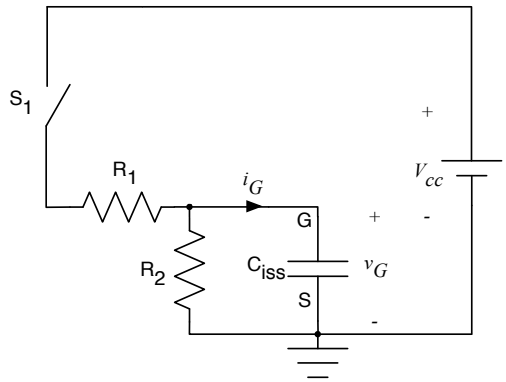


Figura 22 – Circuito equivalente de acionamento do MOSFET.

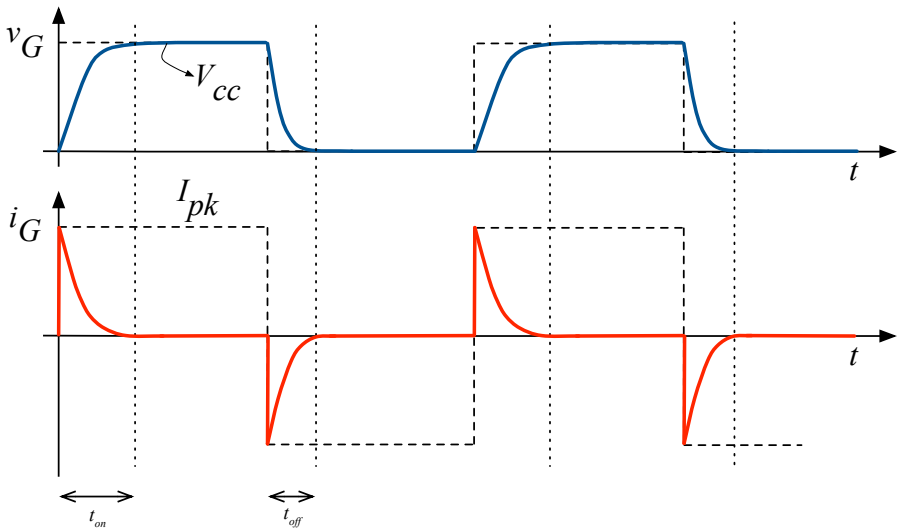


Figura 23 – Corrente e tensão no gatilho durante sua comutação.

A tensão no gatilho inicia em zero e sobe até a tensão da fonte (V_{CC}). O tempo t_{on} é diferente do tempo t_{off}. Isso é devido a escolha dos valores de R_1 e R_2, que pode ser diferente. Por conseguinte, a velocidade de entrada em condução e de bloqueio do MOSFET pode ser controlada pelos resistores R_1 e R_2.

3.3 Comutação do MOSFET

A comutação dos transistores MOSFET ocorre de modo similar ao BJT, mas com particularidades importantes. O circuito para análise da comutação é mostrado na Figura 24. A tensão do estágio de potência é V_{DD}, a carga R_L. Já no circuito de acionamento se tem dois resistores, um em série com o gerador de sinais e outro do gatilho para o terminal fonte (*source*) para garantir o bloqueio do MOSFET.

É importante notar nas formas de onda da Figura 25 que os tempos de entrada em condução (t_{on}) e de bloqueio (t_{off}) são muito parecidos, o que contrasta com os tempos do BJT, onde t_{off} é bem maior do que t_{on}. Verifique que a subida e descida da corrente de dreno, assim como da tensão entre dreno e fonte, é linear e bem comportada, ou seja, sem picos ou variações não-lineares.

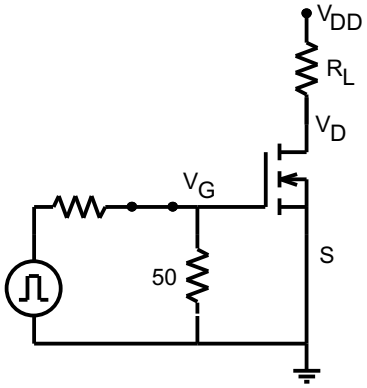


Figura 24 – Circuito para estudo da comutação do MOSFET.

Fonte: (Barbi, 2006).

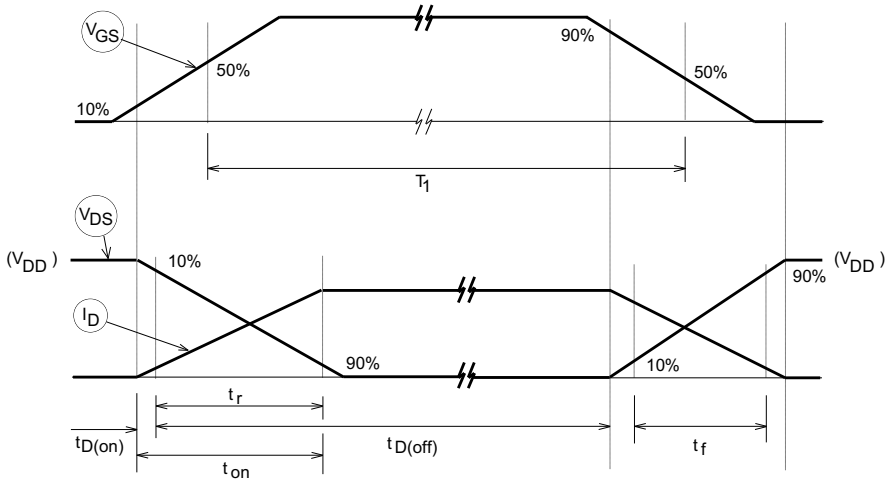


Figura 25 – Formas de onda da comutação do MOSFET com carga resistiva.

Fonte: (Barbi, 2006).

Os tempos de subida e descida da corrente e tensão no MOSFET dependem de suas capacitâncias internas. Estes tempos são da ordem de nano segundos. Pode-se considerar ainda:

- $t_{on} = t_r$;
- $t_{off} = t_f$.

Ressalte-se que tanto para o transistor BJT como para o MOSFET, a comutação com cargas diferentes da resistiva, por exemplo indutiva, apresentará formas de onda diferentes, específicas para cada caso.

3.4 Perdas no MOSFET

De modo similar aos transistores bipolares de junção, nos transistores de efeito de campo se tem as perdas por condução e por comutação.

As perdas por condução podem ser determinadas pela expressão a seguir, considerando que o transistor está sendo utilizado em um circuito chaveado, ou seja, sendo ligado e desligado periodicamente, ficando ligado por um tempo t_{on} e chaveando com frequência de comutação (chaveamento) $f = 1/T$.

$$P_{cond} = \frac{t_{on}}{T} \cdot r_{ds(on)} \cdot i_{d(on)}{}^2 .$$

Onde:

- $i_{d(on)}$ – corrente de dreno quando ligado;
- $r_{ds(on)}$ – resistência entre dreno e *source* quando ligado;
- T – período de chaveamento;
- t_{on} – tempo pelo qual o transistor permanece ligado.

Já as perdas por comutação podem ser determinadas por:

$$P_{com} = \frac{f}{2}\left(t_r + t_f\right) \cdot i_{d(on)} \cdot v_{ds(off)} .$$

Onde:

- t_r – tempo de subida da corrente de dreno;
- t_f – tempo de descida da corrente de dreno;
- $i_{d(on)}$ – corrente de dreno quando ligado;
- $v_{ds(off)}$ – tensão entre dreno e *source* ao final da comutação;
- f – frequência de comutação.

Considera-se, em geral, que:

- $t_{on} = t_r$;
- $t_r = t_{on}$;
- $t_f = t_{off}$.

Com relação às perdas no MOSFET é importante notar que as perdas por condução dependem do quadrado da corrente de dreno, o que em altas potências é ruim, pois para altas correntes as perdas serão elevadas. Aqui se tem uma desvantagem dos transistores MOSFET em relação aos BJTs.

3.5 Características Importantes de MOSFETs

As principais características de um MOSFET, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Tensão máxima entre dreno e *source* – V_{DSS};
- Corrente de dreno – I_D;
- Corrente de dreno de pico (pulsada) – I_{DM};
- Resistência entre dreno e *source* quando ligado – $R_{DS(on)}$;
- Tensão máxima entre gatilho e *source* – V_{GS};
- Tensão de limiar entre gatilho e source – $V_{GS(th)}$;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$;
- Tempo de subida da corrente de dreno – t_r;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$;
- Tempo de descida da corrente de dreno – t_f;
- Capacitância de entrada – C_{iss};
- Corrente do diodo intrínseco – I_S;
- Corrente de pico no diodo intrínseco – I_{SM};
- Queda de tensão direta do diodo intrínseco – V_{SD};
- Tempo de recuperação reversa do diodo intrínseco – t_{rr}.

Como exemplo, estas características para um transistor modelo IRF540, serão:

- Tensão máxima entre dreno e *source* – V_{DSS} = 100 V;
- Corrente de dreno – I_D = 33 A @ T_j = 25 ºC;
- Corrente de dreno de pico (pulsada) – I_{DM} = 110 A;
- Resistência entre dreno e *source* quando ligado – $R_{DS(on)}$ = 44 mΩ;
- Tensão máxima entre gatilho e *source* – V_{GS} = ±20 V;
- Tensão de limiar entre gatilho e source – $V_{GS(th)}$ = 4 V;

- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$ = 11 ns;
- Tempo de subida da corrente de dreno – t_r = 35 ns;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$ = 39 ns;
- Tempo de descida da corrente de dreno – t_f = 35 ns;
- Capacitância de entrada – C_{iss} = 1960 pF;
- Corrente do diodo intrínseco – I_s = 33 A;
- Corrente de pico no diodo intrínseco – I_{SM} = 110 A;
- Queda de tensão direta do diodo intrínseco – V_{SD} = 1,2 V;
- Tempo de recuperação reversa do diodo intrínseco – t_{rr} = 170 ns.

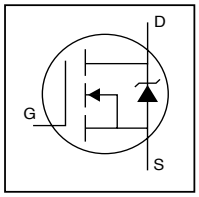
International
IOR Rectifier

PD - 91341B

IRF540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



V_{DSS} = 100V

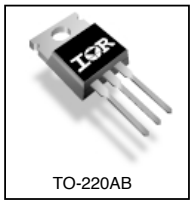
$R_{DS(on)}$ = 44mΩ

I_D = 33A

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	33	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
P_D @T_C = 25°C	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 srew	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com 1

Figura 26 – Características elétricas do transistor IRF540.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540n.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

IRF540N

International
IOR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V_{GS} = 0V, I_D = 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D = 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	44	mΩ	V_{GS} = 10V, I_D = 16A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	V_{DS} = 50V, I_D = 16A④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V
		—	—	250		V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS} = -20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	71	nC	I_D = 16A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		V_{DS} = 80V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	21		V_{GS} = 10V, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	V_{DD} = 50V
t_r	Rise Time	—	35	—		I_D = 16A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		R_G = 5.1Ω
t_f	Fall Time	—	35	—		V_{GS} = 10V, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1960	—	pF	V_{GS} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	250	—		V_{DS} = 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—		f = 1.0MHz, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	—	700⑤	185⑥	mJ	I_{AS} = 16A, L = 1.5mH

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	33	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	T_J = 25°C, I_S = 16A, V_{GS} = 0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	115	170	ns	T_J = 25°C, I_F = 16A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	505	760	nC	di/dt = 100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Figura 27 – Características elétricas do transistor IRF540 - Continuação.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540n.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

Nas Figura 26 e Figura 27 mostram-se as informações da folha de dados do transistor IRF540. Note que todas as informações relevantes do MOSFET e de seu diodo intrínseco são fornecidas pelo fabricante, detalhando os aspectos técnicos e condições de teste dos ensaios realizados para obtenção destes parâmetros.

Do mesmo modo que nos transistores bipolares de junção, nos transistores de efeito de campo também se tem a curva mostrando a área de operação segura do componente, a qual deve ser observada para um projeto seguro e bem feito.

3.6 Testes de MOSFETs

Os transistores de efeito de campo podem ser testados com o multímetro, do mesmo modo que diodos e transistores bipolares de junção. Do mesmo modo, podem estar em bom estado, abertos ou em curto-circuito. Lembre que o MOSFET possui um diodo intrínseco entre *source* e dreno, fazendo com que o mesmo conduza quando polarizado diretamente.

Em síntese, o teste de um MOSFET resulta em não condução entre dreno e *source*, quando não houver sinal no gatilho. Por outro lado, pode-se carregar a capacitância de entrada do MOSFET (C_{iss}) aplicando uma tensão no gatilho, mesmo com o multímetro. Aguarda-se um tempo

e a seguir mede-se novamente a condução entre dreno e *source*, que agora deverá ocorrer. A seguir, inverta a polaridade da tensão aplicada ao gatilho, descarregando C_{iss}; agora não deve mais ocorrer condução entre dreno e *source*.

Na Figura 28 mostra-se uma figura sintetizando o que foi exposto anteriormente. Veja que nesta figura o autor utilizou um multímetro analógico e possivelmente será utilizado um multímetro digital nos testes a serem realizados em laboratório.

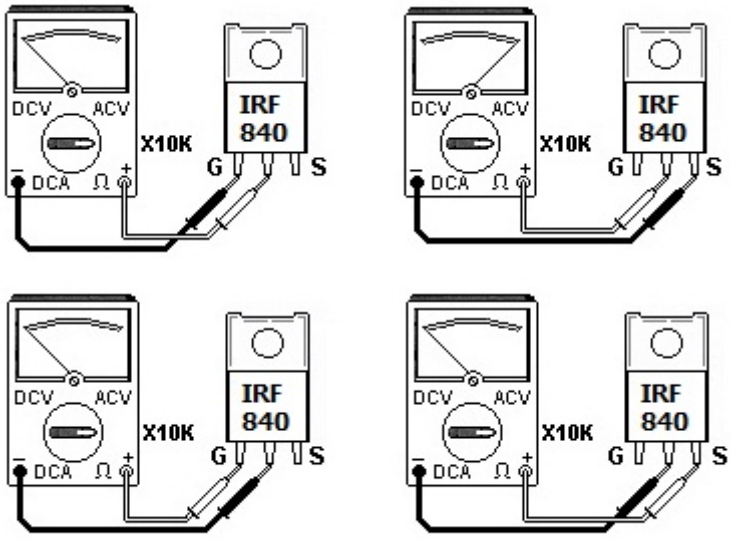


Figura 28 – Multímetro digital para teste de transistores de feito de campo.
Fonte: https://burgoseletronica.net. Acesso em: 24/08/2013.

4 Transistores Bipolares de Porta Isolada

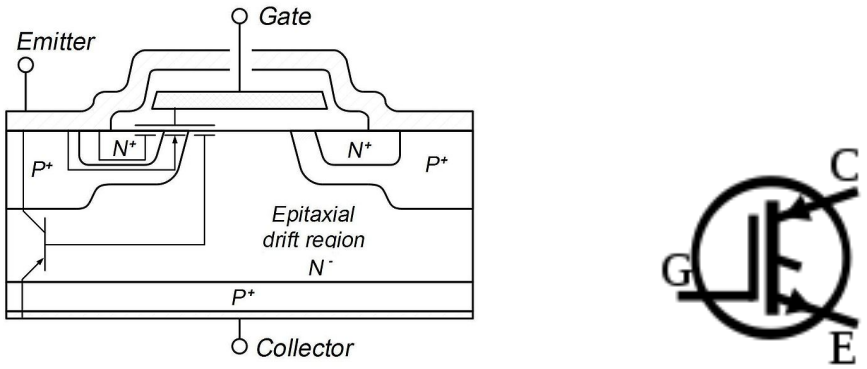
Os transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) foram desenvolvidos na década de 80, no século passado, para aliarem as vantagens dos MOSFETs e dos BJTs. Assim, foi desenvolvido um componente que do ponto de vista do acionamento é um MOSFET e do ponto de vista da parte de potência é um BJT.

Assim, neste capítulo será apresentada uma introdução a este componente, seguindo pelo estudo de suas principais caraterísticas, circuito de acionamento, estudo da comutação e perdas, além das características principais destes componentes.

4.1 Considerações Iniciais

O transistor bipolar de porta isolada (IGBT, do inglês *insulated-gate bipolar transistor*) é construído de modo similar ao MOSFET, como está mostrado na Figura 29. Seu símbolo também

está representado na Figura 29. Já na Figura 30 mostra-se o aspecto real de um módulo de IGBTs para corrente da ordem de 1200 A e tensão de 3300 V, ou seja, para altas potências. O IGBT, por ter a parte de potência idêntica ao BJT, poderá ou não ter diodo interno, ou seja, não possui naturalmente o diodo intrínseco, como o possui o MOSFET.



Aspecto interno do IGBT. Símbolo do IGBT.

Figura 29 – Construção interna do IGBT e seu símbolo.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

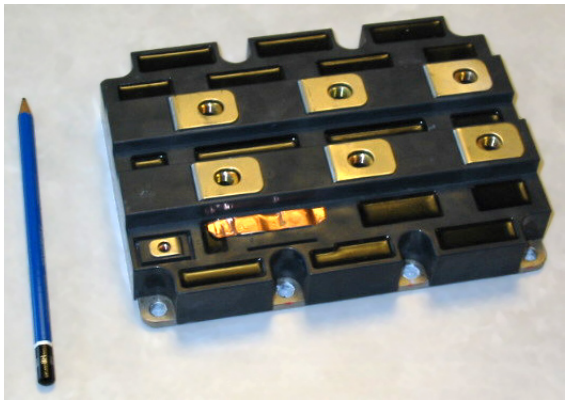


Figura 30 – Aspecto de um módulo de IGBTs para alta potência.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

O transistor bipolar de porta isolada é controlado pela tensão aplicada ao gatilho, de modo similar ao MOSFET. Por sua vez, a corrente de coletor dependerá desta tensão no gatilho e não da corrente de base, como ocorre no BJT. Assim, pode-se escrever:

$$I_C = k \cdot V_{GS}.$$

Note a diferença em relação ao BJT e MOSFET:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_D = k \cdot V_{GS}.$$

A curva típica de um IGBT canal N é mostrada na Figura 31, onde notam-se três regiões de operação:

- Região de corte – não identificada na figura, é a região com V_{GS} baixo, fazendo com que a corrente de coletor (I_C) seja praticamente nula;
- Região de saturação – quando V_{GS} tem valor acima de aproximadamente 4 V a corrente de coletor é constante, mesmo variando a tensão de coletor-emissor (V_{CE});
- Região linear ou ôhmica – nesta região ocorre uma variação linear entre a corrente de coletor (I_C) e a tensão entre coletor e emissor (V_{CE}).

A tensão V_{TH} é denominada de tensão de limiar (*threshold*) e representa o valor de tensão a partir do qual o transistor entra em condução. Tipicamente é da ordem de 4 V.

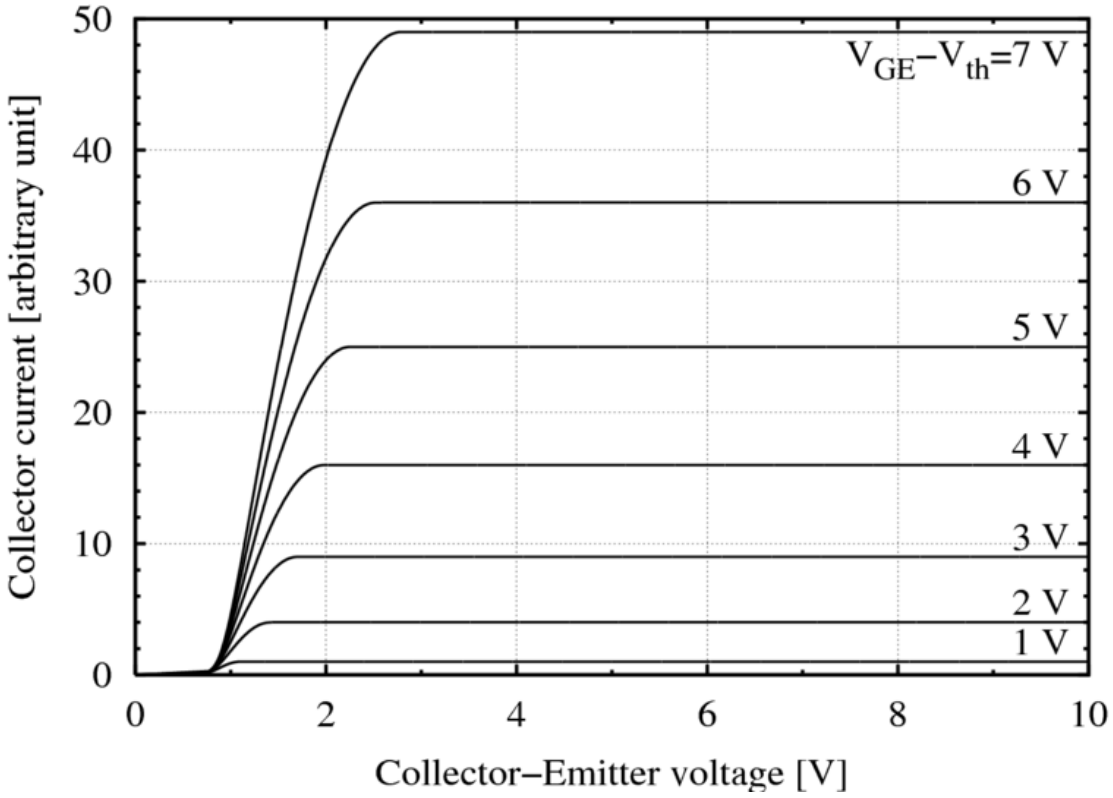


Figura 31 – Curvas I_C x V_{GS} de IGBTs.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

4.2 Acionamento do IGBT

Em termos de acionamento, o IGBT é similar ao MOSFET, ou seja, precisa-se carregar a sua capacitância de entrada, aplicando uma corrente pelo terminal de gatilho, saindo pelo terminal de emissor. Isso é feito aplicando uma tensão entre gatilho e emissor, com um resistor série para

limitar a corrente de carga da capacitância interna.

Pode-se entender melhor o funcionamento do IGBT como sendo um misto entre o MOSFET e o BJT observando a Figura 32. Note que em termos de acionamento se tem o equivalente a um MOSFET, já no lado da potência se tem um BJT.

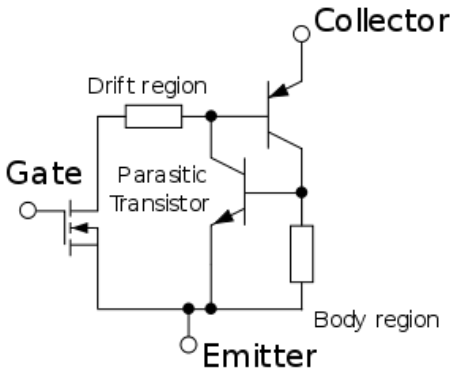


Figura 32 – Representação equivalente para o IGBT.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

As formas de onda e circuito representando o acionamento do MOSFET valem para o IGBT, conforme foi discutido anteriormente. Assim também as considerações sobre a corrente de gatilho e os resistores que a limitam.

4.3 Comutação do IGBT

A comutação dos transistores bipolares de porta isolada é similar ao transistor bipolar de junção. Os tempos de entrada em condução e de bloqueio foram melhorados no IGBT permitindo que o mesmo opere com frequências de alguns quilo Hertz, mas não tão elevadas quando o MOSFET.

4.4 Perdas no IGBT

As perdas por condução podem ser determinadas pela expressão a seguir, considerando que o transistor está sendo utilizado em um circuito chaveado, ou seja, sendo ligado e desligado periodicamente, ficando ligado por um tempo t_{on} e chaveando com frequência de comutação (chaveamento) f.

$$P_{cond} = \left(i_C \cdot V_{CEsat} + i_B \cdot V_{BEsat}\right) \cdot t_{on} \cdot f \, .$$

Onde:

- i_C – corrente de coletor;

- V_{CEsat} – tensão de coletor-emissor de saturação;
- i_B – corrente de base;
- V_{BEsat} – tensão base-emissor que leva o transistor à saturação;
- t_{on} – tempo pelo qual o transistor permanece ligado;
- f – frequência de operação.

Como a entrada do IGBT é idêntica ao MOSFET, então $i_B = 0$, resultando em:

$$P_{cond} = \left(i_C \cdot V_{CEsat}\right) \cdot t_{on} \cdot f \, .$$

Já as perdas por comutação podem ser determinadas por:

$$P_{com} = \frac{1}{2}\left(t_r + t_f\right) \cdot I \cdot E \cdot f \, .$$

Onde:

- t_r – tempo de subida da corrente de coletor;
- t_f – tempo de descida da corrente de coletor;
- I – corrente de coletor ao final da comutação;
- E – tensão entre coletor e emissor ao final da comutação;
- f – frequência de comutação.

Com relação às perdas no IGBT vale ressaltar que novamente se tem a dependência linear com a corrente, como era no BJT, sendo esta a característica desejada que levou a elaboração destes dispositivos para uso em altas potências.

4.5 Características Importantes de IGBTs

As principais características de um IGBT, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(on)}$;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CES};
- Corrente de coletor – I_C;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CM};
- Tensão máxima entre gatilho e emissor – V_{GE};
- Tensão de limiar entre gatilho e emissor – $V_{GE(th)}$;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$;
- Tempo de subida da corrente de dreno – t_r;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$;

- Tempo de descida da corrente de dreno – t_f;
- Capacitância de entrada – C_{ies}.

Como exemplo, estas características para um transistor modelo IRGP4266, serão:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(on)}$ = 2,1 V;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CES} = 650 V;
- Corrente de coletor – I_C = 90 A @ T_j = 100 ºC;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CM} = 300 A;
- Tensão máxima entre gatilho e emissor – V_{GE} = ±20 V;
- Tensão de limiar entre gatilho e emissor – $V_{GE(th)}$ = 7,7 V;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$ = 95 ns;
- Tempo de subida da corrente de emissor – t_r = 105 ns;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$ = 220 ns;
- Tempo de descida da corrente de emissor – t_f = 60 ns;
- Capacitância de entrada – C_{ies} = 4300 pF.

Note que os tempos de entrada em condução e bloqueio são bem menores do que nos BJTs, mas são consideravelmente maiores do que nos MOSFETs, limitando a máxima frequência de operação dos IGBTs a um pouco mais do que 100 kHz.

Nas Figura 34 e Figura 35 mostram-se as informações da folha de dados do transistor IRGP4266. Note que este transistor tem a designação de PbF, ou seja, livre de chumbo em sua fabricação. Uma curva importante que os fabricantes de IGBTs fornecem traz a relação entre a corrente de coletor suportada e a frequência de operação, como está mostrado na Figura 33.

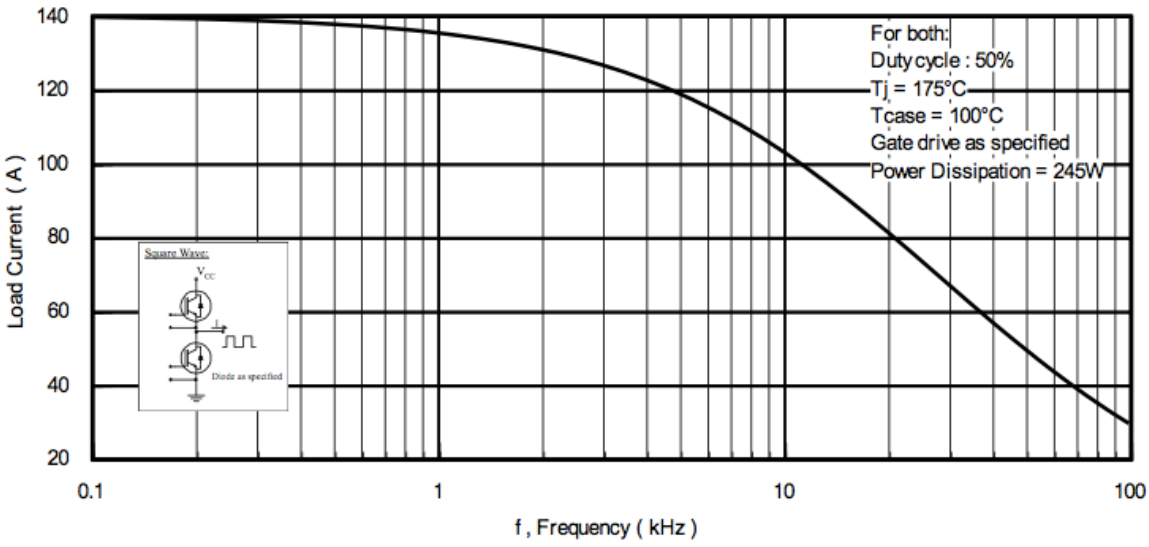


Figura 33 – Curva da corrente de emissor em função da frequência do IRGP4266.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4266pbf.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

International
IOR Rectifier

IRGP4266PbF
IRGP4266-EPbF

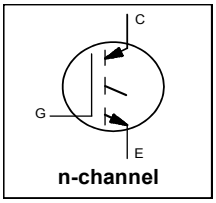
Insulated Gate Bipolar Transistor

V_{CES} = 650V

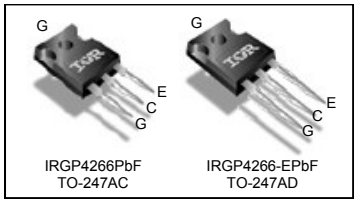
I_C = 90A, T_C =100°C

$t_{SC} \geq$ 5.5µs, $T_{J(max)}$ = 175°C

$V_{CE(ON)}$ typ. = 1.7V @ I_C = 75A



n-channel



IRGP4266PbF
TO-247AC

IRGP4266-EPbF
TO-247AD

G	C	E
Gate	Collector	Emitter

Applications
- Industrial Motor Drive
- Inverters
- UPS
- Welding

Features	→	Benefits
Low $V_{CE(ON)}$ and switching Losses		High efficiency in a wide range of applications and switching frequencies
Square RBSOA and Maximum Junction Temperature 175°C		Improved reliability due to rugged hard switching performance and higher power capability
Positive $V_{CE\ (ON)}$ Temperature Coefficient		Excellent current sharing in parallel operation
5.5µs short circuit SOA		Enables short circuit protection scheme
Lead-Free, RoHS compliant		Environmentally friendly

Base part number	Package Type	Standard Pack		Orderable Part Number
		Form	Quantity	
IRGP4266PbF	TO-247AC	Tube	25	IRGP4266PbF
IRGP4266-EPbF	TO-247AD	Tube	25	IRGP4266-EPbF

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	650	V
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	140	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	90	
I_{CM}	Pulse Collector Current, V_{GE}=20V	300	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current, V_{GE}=20V ①	300	
V_{GE}	Continuous Gate-to-Emitter Voltage	±20	V
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	450	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	230	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-40 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction-to-Case ②	—	—	0.33	°C/W
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink (flat, greased surface)	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (typical socket mount)	—	40	—	

 © 2012 International Rectifier

Figura 34 – Características elétricas do transistor IRGP4266.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4266pbf.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	650	—	—	V	V_{GE} = 0V, I_C = 100µA ③
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	570	—	mV/°C	V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA (25°C-175°C)
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.7	2.1	V	I_C = 75A, V_{GE} = 15V, T_J = 25°C
		—	2.1	—		I_C = 75A, V_{GE} = 15V, T_J = 175°C
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	5.5	—	7.7	V	V_{CE} = V_{GE}, I_C = 2.1mA
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta TJ$	Threshold Voltage temp. coefficient	—	-22	—	mV/°C	V_{CE}=V_{GE}, I_C = 2.1mA (25°C - 175°C)
gfe	Forward Transconductance	—	43	—	S	V_{CE} = 50V, I_C = 75A, PW = 20µs
I_{CES}	Collector-to-Emitter Leakage Current	—	1.0	25	µA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 650V
		—	1.1	—	mA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 650V, T_J = 175°C
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	±100	nA	V_{GE} = ±20V

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.④	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	140	210	nC	I_C = 75A
Q_{ge}	Gate-to-Emitter Charge (turn-on)	—	40	60		V_{GE} = 15V
Q_{gc}	Gate-to-Collector Charge (turn-on)	—	60	90		V_{CC} = 400V
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	3.2	4.2	mJ	I_C = 75A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.7	2.6		R_G = 10Ω, L = 200µH, T_J = 25°C
E_{total}	Total Switching Loss	—	4.9	6.8		Energy losses include tail & diode
$t_{d(on)}$	Turn-On delay time	—	80	95	ns	reverse recovery ⑤⑥
t_r	Rise time	—	85	105		
$t_{d(off)}$	Turn-Off delay time	—	200	220		
t_f	Fall time	—	40	55		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	4.6	—	mJ	I_C = 75A, V_{CC} = 400V, V_{GE}=15V
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	2.4	—		R_G=10Ω, L=200µH, T_J = 175°C
E_{total}	Total Switching Loss	—	7.0	—		Energy losses include tail & diode
$t_{d(on)}$	Turn-On delay time	—	60	—	ns	reverse recovery ⑤⑥
t_r	Rise time	—	95	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off delay time	—	205	—		
t_f	Fall time	—	60	—		
C_{ies}	Input Capacitance	—	4300	—	pF	V_{GE} = 0V
C_{oes}	Output Capacitance	—	230	—		V_{CC} = 30V
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		f = 1.0Mhz
RBSOA	Reverse Bias Safe Operating Area	FULL SQUARE				T_J = 175°C, I_C = 300A V_{CC} = 520V, Vp ≤ 650V Rg = 50Ω, V_{GE} = +20V to 0V
SCSOA	Short Circuit Safe Operating Area	5.5	—	—	µs	T_J = 150°C, V_{CC} = 400V, Vp ≤600V Rg = 50Ω, V_{GE} = +15V to 0V

Notes:
① V_{CC} = 80% (V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 50µH, R_G = 50Ω.
② R_θ is measured at T_J of approximately 90°C.
③ Refer to AN-1086 for guidelines for measuring $V_{(BR)CES}$ safely.
④ Maximum limits are based on statistical sample size characterization.
⑤ Pulse width limited by max. junction temperature.
⑥ Values influenced by parasitic L and C in measurement.

 © 2012 International Rectifier

Figura 35 – Características elétricas do transistor IRGP4266 - Continuação.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4266pbf.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

Para especificar corretamente o IGBT a curva da Figura 33 deve ser consultada, pois nota-se na mesma que para frequências acima de 1 kHz a capacidade de corrente do componente é reduzida significativamente. Por exemplo, este IGBT (IRGP4266) suporta 140 A em 100 Hz, já em 10 kHz suporta em torno de 100 A e em 100 kHz apenas 30 A.

4.6 Testes de IGBTs

O teste de transistores bipolares de porta isolada é realizado de modo similar ao teste de BJTs e MOSFETs, lembrando que a entrada do IGBT é uma capacitância e o lado de potência possui coletor e emissor. Lembre que agora não há um diodo equivalente entre gatilho e emissor, pois não se tem a junção base-emissor como no BJT.

5 Encapsulamento de BJT, MOSFET e IGBT

Os transistores possuem uma variedade de encapsulamentos, desde pequenos em SMD até módulos de potência. Nas Figura 36 e Figura 37 mostram-se alguns exemplos de encapsulamentos mais comuns de transistores de potência.

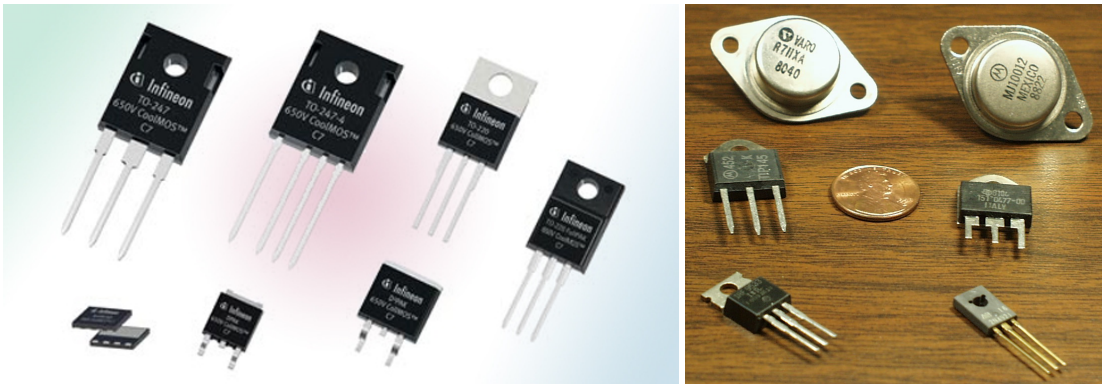


Figura 36 – Exemplos de encapsulamentos de transistores.

Fontes: http://www.infineon.com e http://www.xcvcorp.com. Acesso em: 24/08/2013.

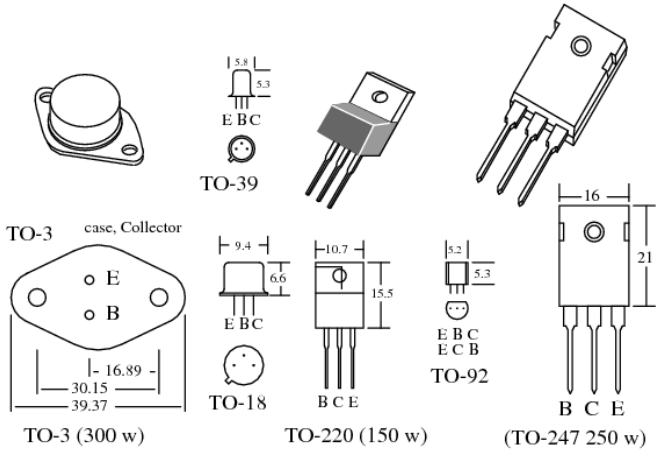


Figura 37 – Encapsulamentos típicos de transistores.

Fonte: http://www.allaboutcircuits.com. Acesso em: 24/08/2013.

6 Tecnologias Modernas para Transistores de Potência

A tecnologia mais recente em desenvolvimento de transistores de potência e que está disponível comercialmente emprega carbeto de silício (*silicon carbide*) na melhora das características dos transistores estudados neste capítulo, sejam BJTs, MOSFETs e IGBTs.

Assim, um exemplo de transistor MOSFET com *silicon carbide* (SiC) é mostrado na Figura 38, onde se apresentam também as características elétricas do diodo intrínseco de carbeto de silício, que corresponde a principal melhoria deste componente.

CREE

C2M0080120D

Silicon Carbide Power MOSFET
Z-FET™ MOSFET
N-Channel Enhancement Mode

V_{DS}	1200 V
$I_{D\ @\ 25°C}$	31.6 A
$R_{DS(on)}$	80 mΩ

Features

- High Speed Switching with Low Capacitances
- High Blocking Voltage with Low $R_{DS(on)}$
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Resistant to Latch-Up
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased System Switching Frequency

Applications

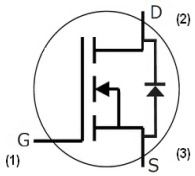
- Solar Inverters
- High Voltage DC/DC Converters
- Motor Drives
- Switch Mode Power Supplies
- UPS

Package

TO-247-3

Halogen-Free

RoHS COMPLIANT



Part Number	Package
C2M0080120D	TO-247-3

Maximum Ratings (T_C = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
$I_{DS\ (DC)}$	Continuous Drain Current	31.6	A	V_{GS}@20 V, T_C = 25°C	Fig. 16
		20		V_{GS}@20 V, T_C = 100°C	
$I_{DS\ (pulse)}$	Pulsed Drain Current	80	A	Pulse width t_P = 50 µs duty limited by T_{jmax}, T_C = 25°C	
V_{GS}	Gate Source Voltage	-10/+25	V		
P_{tot}	Power Dissipation	208	W	T_C=25°C	Fig. 15
T_J , T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +150	°C		
T_L	Solder Temperature	260	°C	1.6mm (0.063") from case for 10s	
M_d	Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 or 6-32 screw	

Figura 38 – Características elétricas de um MOSFET de carbeto de silício.

Fonte: http://www.cree.com. Acesso em: 24/08/2013.

Electrical Characteristics (T_C = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	1200			V	V_{GS} = 0 V, I_D = 100 µA	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.7	2.2		V	V_{DS} = 10V, I_D = 1 mA	Fig. 8
			3.2			V_{DS} = 10V, I_D = 10 mA	
		1.2	1.7		V	V_{DS} = 10V, I_D = 1 mA, T_J = 150ºC	
			TBD			V_{DS} = 10V, I_D = 10 mA, T_J = 150ºC	
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		1	100	µA	V_{DS} = 1200 V, V_{GS} = 0 V	
			10	250		V_{DS} = 1200 V, V_{GS} = 0 V T_J = 150ºC	
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current			0.25	µA	V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0 V	
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance		80	98	mΩ	V_{GS} = 20 V, I_D = 20 A	Fig. 6
			150	208		V_{GS} = 20 V, I_D = 20A, T_J = 150ºC	
g_{fs}	Transconductance		9.8		S	V_{DS}= 20 V, I_{DS}= 20 A	Fig. 4
			8.5			V_{DS}= 20 V, I_{DS}= 20 A, T_J = 150ºC	
C_{iss}	Input Capacitance		950		pF	V_{GS} = 0 V V_{DS} = 1000 V f = 1 MHz V_{AC} = 25 mV	Fig. 13, 14
C_{oss}	Output Capacitance		80				
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		6.5				
E_{oss}	C_{oss} Stored Energy		40		µJ		Fig. 12
$t_{d(on)v}$	Turn-On Delay Time		12.0		ns	V_{DD} = 800 V, V_{GS} = 0/20 V I_D = 20 A $R_{G(ext)}$ = 0 Ω, R_L = 40 Ω Timing relative to V_{DS}	Fig. 20
t_{fv}	Fall Time		18.4				
$t_{d(off)v}$	Turn-Off Delay Time		23.2				
t_{rv}	Rise Time		13.6				
R_G	Internal Gate Resistance		4.6		Ω	f = 1 MHz, V_{AC} = 25 mV	

Built-in SiC Body Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_{SD}	Diode Forward Voltage	3.3		V	V_{GS} = -5 V, I_F=10 A, T_J = 25 ºC	
		3.1			V_{GS} = -2 V, I_F=10 A, T_J = 25 ºC	
t_{rr}	Reverse Recovery Time	40		ns	V_{GS} = -5 V, I_F=20 A, T_J = 25 ºC V_R = 800 V, di_F/dt= 350 A/µs	
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	165		nC		
I_{rrm}	Peak Reverse Recovery Current	6.4		A		

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance from Junction to Case	0.60	0.65	K/W		Fig. 17
$R_{\theta CS}$	Case to Sink, w/ Thermal Compound	TBD				
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance From Junction to Ambient		40			

Gate Charge Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
Q_{gs}	Gate to Source Charge	10.8		nC	V_{DS} = 800 V, V_{GS} = 0/20 V I_D =20 A Per JEDEC24 pg 27	Fig. 28
Q_{gd}	Gate to Drain Charge	18.0				
Q_g	Gate Charge Total	49.2				

Figura 39 – Características elétricas de um MOSFET de carbeto de silício - Continuação.

Fonte: http://www.cree.com. Acesso em: 24/08/2013.

Atente para as características do diodo intrínseco do MOSFET apresentado nas Figura 38 e Figura 39. Além disso, note os baixos tempos de comutação deste componente, o que permite sua operação em frequências altas, além dos 100 kHz.

Ademais, há outros fabricantes, como por exemplo a Infineon, Ixys, Mitsubishi, Fairchild, que também desenvolveram e comercializam transistores e diodos com carbeto de silício.

7 Comparativo dos Transistores de Potência

Um quadro comparativo, sintetizando as principais características, dos transistores de potência estudados neste capítulo é apresentado na Tabela 1. Neste quadro se compara a forma de acionamento do transistor (tipo de comando), sua potência e complexidade, onde conclui-se pela vantagem do MOSFET e IGBT em relação ao BJT, que tem acionamento por corrente.

Em termos de densidade de corrente, o IGBT é o componente que opera com valores mais elevados tanto de corrente como de tensão. O MOSFET pode operar com altas correntes, mas tensões baixas, enquanto o BJT opera com correntes e tensões com valores abaixo do IGBT. Por sua vez, as perdas de comutação no MOSFET são as menores, em relação aos outros dois.

A escolha do componente sempre é uma tarefa crítica, como mostra a Figura 40, pois em algumas regiões de operação as diversas tecnologias podem ser interessantes. Nestes casos precisa-se fazer uma análise detalhada para se verificar qual tecnologia de componente terá vantagens técnicas e econômicas sobre as demais.

Tabela 1 - Quadro resumo das características dos transistores de potência.

	MOSFET	IGBT	BJT
Tipo de comando	Tensão	Tensão	Corrente
Potência do comando	Mínima	Mínima	Grande
Complexidade do comando	Simples	Simples	Média
Densidade de corrente	Elevada em baixas tensões e Baixa em altas tensões	Muito elevada	Média
Perdas de comutação	Muito baixa	Baixa para Média	Média para Alta

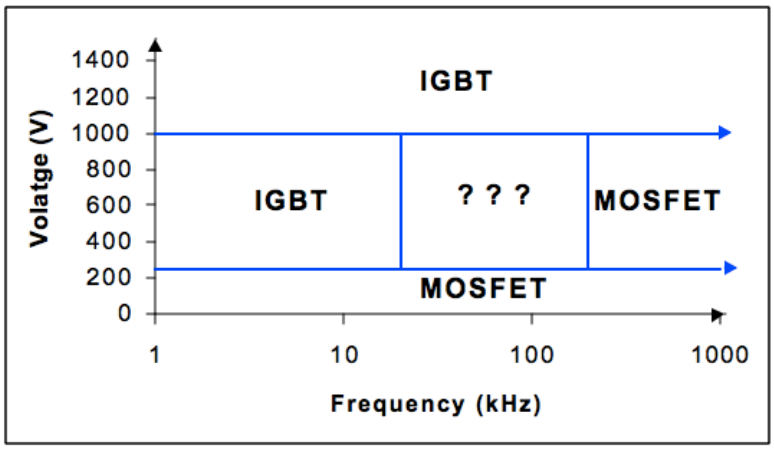


Figura 40 – Regiões de operação do MOSFET e IGBT.

Fonte: http://www.irf.com. Acesso em: 24/08/2013.

8 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Seja o circuito da Figura 41, considerando que a tensão da fonte é de 12 V, o resistor de 100 Ω e os transistores sejam, respectivamente, TIP31, IRF640 e IRG4PC40U, e que os mesmos estejam conduzindo, determine:

- A corrente do circuito;
- As perdas de condução no transistor;
- A perda no resistor R_1;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito, considerando R_1 a carga do circuito.

Inicialmente, considerando o BJT TIP31, deve-se identificar na folha de dados sua queda de tensão direta, que é:

$V_{CE(sat)} = 1{,}2V$.

A tensão sobre o resistor série será:

$V_{R1} = V_i - V_{CE(sat)} = 12 - 1{,}2 = 10{,}8V$.

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{10{,}8}{100} = 108\,mA .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$P_{T1} = V_{CE(sat)} \cdot I_C = V_{CE(sat)} \cdot I_{R1} = 1{,}2 \cdot 108m = 129{,}6\,mW$;

$P_{R1} = V_{R1} \cdot R_1 = 10{,}8 \cdot 108m = 1.166{,}4\,mW$;

$P_i = P_{R1} + P_{T1} = 1.166{,}4m + 129{,}6m = 1.296\,mW$.

Finalmente, o rendimento do circuito operando com BJT será:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_i} = \frac{1.166{,}4m}{1.296m} = 0{,}9 \text{ ou } 90\%.$$

Agora, considerando o MOSFET IRF640, pela folha de dados tem-se que sua resistência

quando ligado é:

$$R_{DS(on)} = 0{,}18\Omega .$$

A resistência total do circuito será:

$$R_{total} = R_1 + R_{DS(on)} = 100 + 0{,}18 = 100{,}18\Omega .$$

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I = \frac{V_i}{R_{total}} = \frac{12}{100{,}18} = 119{,}78\,mA .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$$P_{M1} = R_{DS(on)} \cdot {I_D}^2 = R_{DS(on)} \cdot I^2 = 0{,}18 \cdot 119{,}78m^2 = 2{,}582\,mW ;$$

$$P_{R1} = R_1 \cdot {I_{R1}}^2 = R_1 \cdot I^2 = 100 \cdot 119{,}78m^2 = 1.434{,}7\,mW ;$$

$$P_i = P_{R1} + P_{M1} = 1.434{,}7m + 2{,}582m = 1.437{,}28\,mW .$$

Finalmente, o rendimento do circuito operando com BJT será:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_i} = \frac{1.434{,}7m}{1.437{,}28m} = 0{,}998 \text{ ou } 99{,}8\%.$$

Finalmente, considerando o IGBT IRG4PC40U, deve-se identificar na folha de dados sua queda de tensão direta, que é:

$$V_{CE(on)} = 2{,}1V .$$

A tensão sobre o resistor série será:

$$V_{R1} = V_i - V_{CE(on)} = 12 - 2{,}1 = 9{,}9V .$$

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{9{,}9}{100} = 99\,mA .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$$P_{T1} = V_{CE(on)} \cdot I_C = V_{CE(on)} \cdot I_{R1} = 2{,}1 \cdot 99m = 207{,}9\,mW ;$$

$$P_{R1} = V_{R1} \cdot I_{R1} = 9{,}9 \cdot 99m = 980{,}1\,mW ;$$

$P_i = P_{R1} + P_{T1} = 980{,}1m + 207{,}9m = 1.188\,mW$.

Finalmente, o rendimento do circuito operando com BJT será:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_i} = \frac{980{,}1m}{1.188m} = 0{,}825 \text{ ou } 82{,}5\%.$$

Observe que comparando os três rendimentos obtidos, o MOSFET obteve o melhor desempenho, seguido do BJT e por último o IGBT. Há de notar que os componentes escolhidos foram aleatoriamente especificados, ou seja, não são as melhores indicações para o uso em questão. Por isso o IGBT, que é para corrente e tensão elevada, está sendo usado em circuito de baixa tensão e corrente, apenas a título de exemplo.

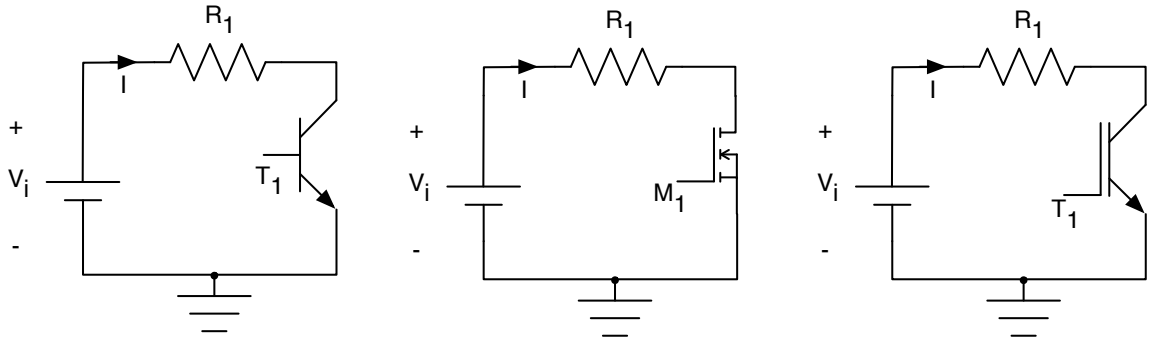


Figura 41 – Circuitos para exercício resolvido 01.

ER 02) Seja o circuito da Figura 42, considerando que a tensão da fonte é de 15 V. Determine os resistores R_1 e R_2 para que o transistor modelo IRG7S313UPBF opere corretamente. A seguir, considerando R_C com 5 Ω, determine:

- A corrente do circuito;
- As perdas de condução no transistor;
- A perda no resistor R_C;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito, considerando R_C a carga do circuito;
- Se a frequência de operação do conversor fosse de 20 kHz, o IGBT suportaria a corrente do circuito?

O resistor R_2 pode ser especificado como sendo de 10 kΩ. Já o resistor R_1 deve ser calculado, especificando uma corrente de pico de gatilho, por exemplo 1 A, assim:

$$R_1 = \frac{V_{cc}}{I_{Gpk}} = \frac{15}{1} = 15\Omega \text{ com potência de 1/8 W.}$$

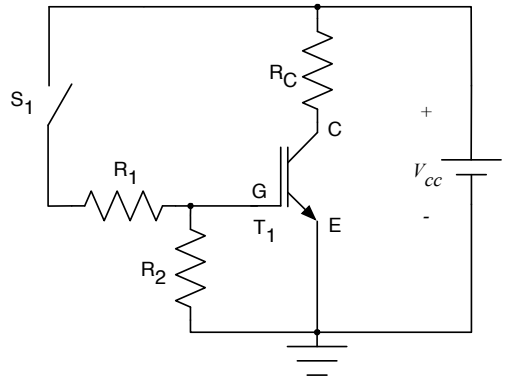


Figura 42 – Circuito para exercício resolvido 02.

Agora, considerando o IGBT IRG7S313UPbF, deve-se identificar na folha de dados sua queda de tensão direta, que é:

$V_{CE(on)} = 1,45V$.

A tensão sobre o resistor série será:

$V_{RC} = V_i - V_{CE(on)} = 15 - 1,45 = 13,55V$.

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{RC} = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{13,55}{5} = 2,71A .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$P_{T1} = V_{CE(on)} \cdot I_C = V_{CE(on)} \cdot I_{RC} = 1,45 \cdot 2,71 = 3,93W$;

$P_{RC} = V_{RC} \cdot I_{RC} = 13,55 \cdot 2,71 = 36,72W$;

$P_i = P_{RC} + P_{T1} = 36,72 + 3,93 = 40,65W$.

Finalmente, o rendimento do circuito será:

$$\eta = \frac{P_{RC}}{P_i} = \frac{36,72}{40,65} = 0,9 \text{ ou } 90\%.$$

A corrente do circuito calculada foi de 2,71 A. Na folha de dados do componente não se localiza a curva da corrente em função da frequência, portanto não se consegue concluir se o componente suportaria esta corrente sem ser danificado. De todo modo, o fabricante informa que esta família de IGBTs é *ultrafast* e de 8 a 30 kHz.

Exercícios Propostos

EP 01) Sejam os circuitos da Figura 43, considerando que a tensão da fonte é de 15 V. O resistor R_1 tem resistência de 10 Ω. Os transistores são, respectivamente: TIP41, IRF740 e IRG4BC20W. Com base nas informações da folha de dados do fabricante, determine:

- A corrente do circuito;
- A potência dissipada pelo diodo;
- A perda no resistor R_1;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito.

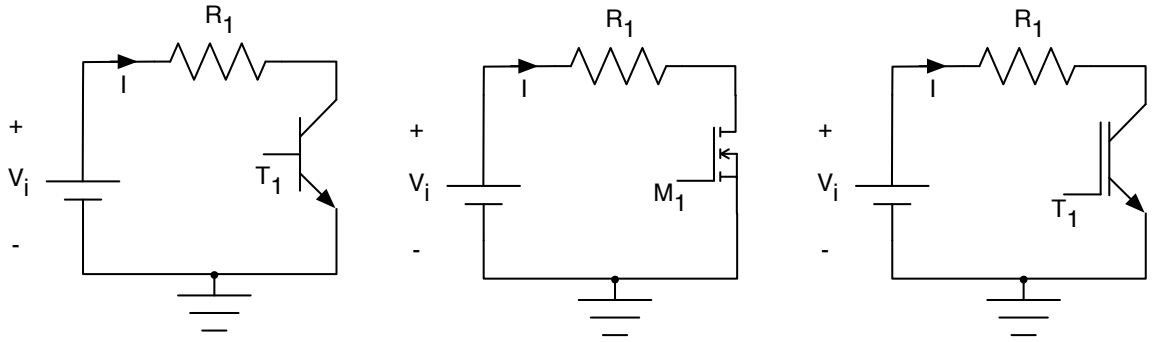


Figura 43 – Circuito para exercício proposto 01.

EP 02) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, do ponto de vista do acionamento dos mesmos.

EP 03) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, considerando suas perdas por condução.

EP 04) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, considerando suas perdas por comutação.

EP 05) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, em termos de densidade de potência.

EP 06) Determine a partir de sítios de fabricantes, qual a maior tensão de trabalho de BJTs de potência.

EP 07) Repita o exercício EP 06 para MOSFETs e IGBTs.

EP 08) Refaça os exercícios EP 06 e EP 07 considerando corrente de trabalho.

EP 09) O que é um encapsulamento do tipo módulo?

EP 10) Qual dos transistores estudados pode operar em frequências mais altas?

EP 11) O que são MOSFETs *silicon carbide*?

EP 12) O que é a tensão de limiar de um MOSFET?

EP 13) Como se identifica que um transistor de potência está em curto-circuito?

EP 14) Considerando a folha de dados do IGBT IRG4BC20W mostrada na Figura 44, determine:

- A corrente do IGBT em corrente contínua;
- A corrente do transistor para frequência de operação de 40 kHz;
- A tensão entre coletor-emissor para uma corrente de 20 A @ T_j = 150 ºC;
- A corrente de coletor para uma tensão coletor-emissor de 5 V @ T_j = 150 ºC;
- A corrente de coletor para uma tensão entre gatilho e emissor de 10 V;
- A corrente de coletor para uma tensão entre gatilho e emissor de 5 V.

International
IOR Rectifier

IRG4BC20W-SPbF

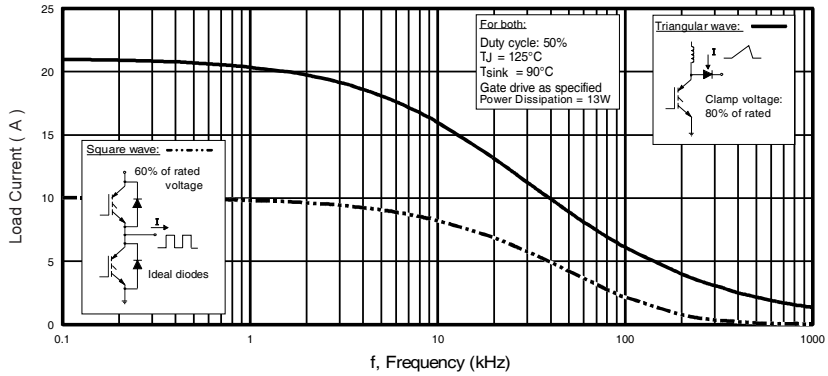


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

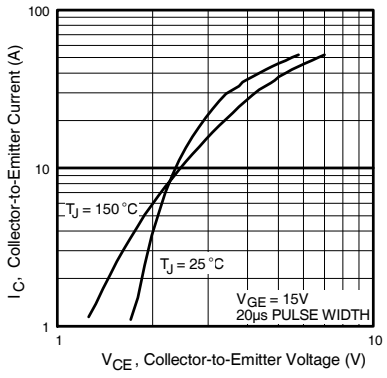


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

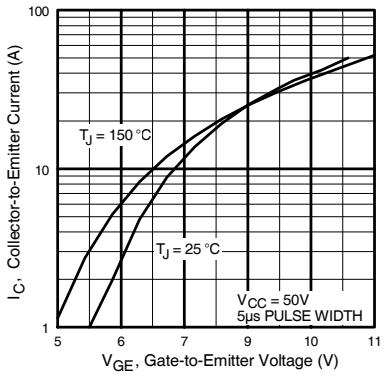


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

www.irf.com 3

Figura 44 – Folha de dados do IGBT IRG4BC20W.

Fonte: http://www.irf.com. Acesso em: 24/08/2013.

EP 15) Cite 3 encapsulamentos típicos de transistores de potência.

EP 16) Comente sobre os tempos de entrada em condução e de bloqueio dos transistores: BJT, MOSFET e IGBT.

9 Laboratório

9.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre semicondutores de potência (BJT, MOSFET e IGBT).

Em síntese, objetiva-se:

- Testar semicondutores de potência;
- Implementar circuitos com transistores de potência;
- Entender o funcionamento de transistores de potência;
- Analisar os resultados obtidos e concluir a respeito.

9.2 MOSFETs de Potência

Obtenha na internet a folha de dados do MOSFET IRF 540.

A seguir, verifique se o MOSFET está em boas condições, utilizando o multímetro.

Em continuação, implemente o circuito mostrado na Figura 45, objetivando verificar o disparo e bloqueio do MOSFET.

Os elementos do circuito da Figura 45 são:

- V_i = 15 V;
- R_1 = 680 Ω;
- R_2 = 1 kΩ;
- R_3 = 33 Ω;
- D_1 = LED comum;
- M_1 = IRF 540.

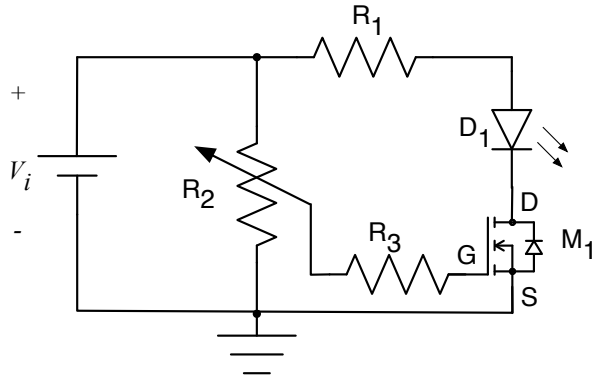


Figura 45 – Circuito para teste do MOSFET.

Ajustando o resistor R_2, verifique a operação do MOSFET na região de corte, ôhmica e saturação.

Levante a curva da corrente de dreno (I_D) em função da tensão entre gatilho e fonte (V_{GS}) do MOSFET, anotando os valores na Tabela 2.

Trace a curva da corrente de dreno em função da tensão entre gatilho e fonte conforme a Figura 46.

Tabela 2 – Valores da corrente de dreno e tensão entre gatilho e fonte.

V_{GS} [V]	V_{DS} [V]	Corrente de dreno [mA]	Resistência calculada entre dreno e fonte [Ω]
0,0			
2,5			
2,6			
2,7			
2,8			
2,9			
3,0			
5,0			
10,0			
15,0			

Qual a tensão de limiar do MOSFET?

O que pode ser concluído com relação à resistência do MOSFET entre dreno e fonte?

Determine a perda de condução do MOSFET.

Determine o atraso para entrada em condução do MOSFET.

Determine o atraso de bloqueio do MOSFET.

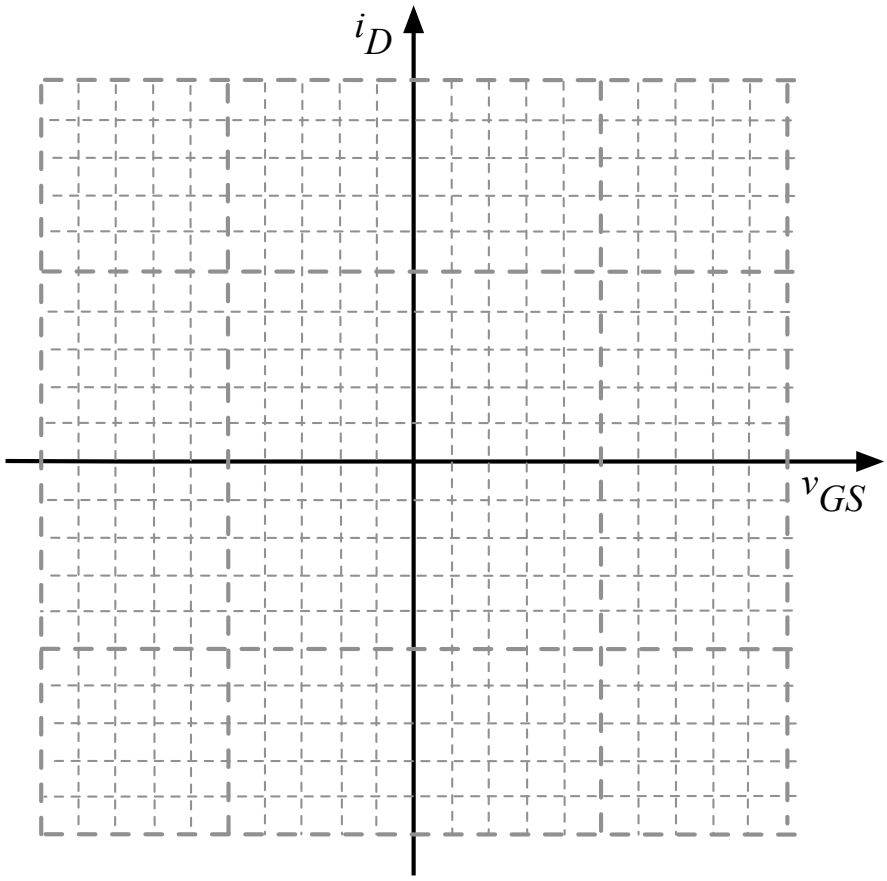


Figura 46 – Curva característica do MOSFET de potência.

9.3 Recuperação Reversa de Diodos de Potência

Este circuito será demonstrado pelo professor, não é necessária sua montagem em aula.

Implemente o circuito mostrado na Figura 47, que tem a finalidade de mostrar a recuperação reversa em diodos de potência. Verifique com o professor a demonstração do circuito.

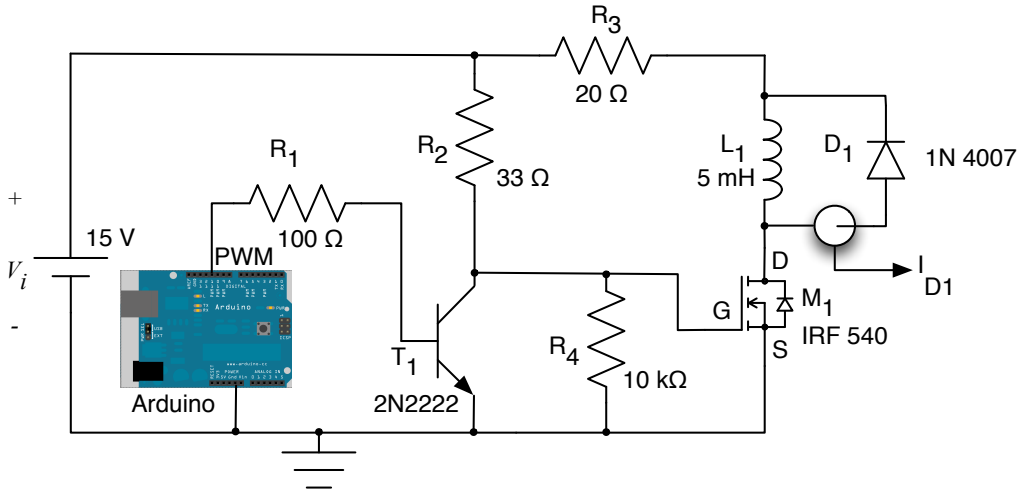


Figura 47 – Circuito para verificar a recuperação reversa de diodos.

10 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

[9] BOYLESTAD, R. L. e NASHELSKY, L. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos. 8ª ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 2004.