

CAPÍTULO 5

O TRANSISTOR DE POTÊNCIA E O MOSFET

5.1 - Introdução

O transistor de potência bipolar é um semicondutor de potência com estrutura NPN ou PNP. Por razões tecnológicas, em altas tensões apenas os do tipo NPN são produzidos.

Na Fig. 5.1 estão representados os símbolos do transistor bipolar.

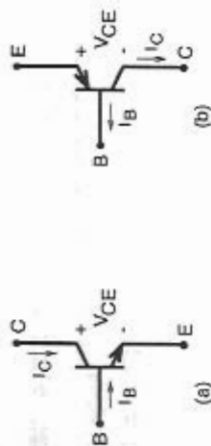


Fig. 5.1: Símbolo do transistor (a) NPN e (b) PNP.

Os transistores são unidirecionais em tensão e corrente.

5.2 - Características do Transistor para Aplicações em Conversores Estáticos

Em conversores estáticos o transistor é sempre empregado como interruptor saturado, funcionando como interruptor fechado; bloqueado funciona como interruptor aberto. Um transistor é tanto

melhor quanto mais se aproximar das características de um interruptor ideal.

Além disso, é de vital importância o comportamento da transição do estado bloqueado para o estado saturado ou vice-versa, sendo caracterizado nesses casos pelos tempos de comutação. Quanto menores forem os tempos de comutação, melhor será o transistor em Eletrônica de Potência.

5.3 - Transistor bloqueado

Nesse estado o transistor é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

a) Tensão de avalanche coletor-emissor

V_{CEO} - definida para base aberta;

V_{CER} - definida para base conectada ao emissor;

V_{CEX} - definida para base polarizada negativamente.

b) Corrente de fuga de coletor - (desprezível)

5.4 - Transistor em condução

Seja o conjunto de características de saída de um transistor de potência, representado na Fig. 5.2.

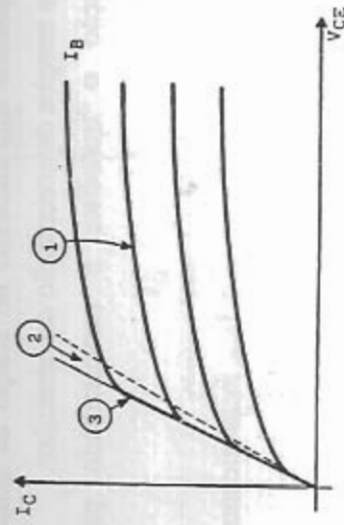


Fig. 5.2: Características de saída de um transistor bipolar.

Região 1 (linear) $I_C = \beta I_B$

Nessa região o transistor é empregado em amplificadores e reguladores. Não apresenta interesse em Eletrônica de Potência devido à alta dissipação de calor.

Região 2 (quase saturação)

É a região preferida em eletrônica de potência. A tensão V_{CE} é baixa. Define-se nessa região o ganho forçado β_F , pela relação:

$$\beta_F = I_C / I_B$$

Região 3 (saturação)

É a região onde para um I_C dado, um aumento de I_B não é traduzido por uma redução da tensão V_{CE} . Essa região deve ser

evitada, pois provoca um aumento no tempo de estocagem (t_s), ou seja, aumenta os tempos de comutação do transistor.

Em condução o transistor é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

a) $V_{CEsat} \rightarrow$ Para $I_C \leq I_{Csat}$ e $I_B \geq I_{Bsat}$, o fabricante assegura que $V_{CE} \leq V_{CEsat}$.

b) $\beta_F \rightarrow$ Ganho forçado definido pela relação:

$$\beta_F = \frac{I_{Csat}}{I_{Bsat}} \quad (5.1)$$

$$(5 \leq \beta_F \leq 10)$$

c) Corrente máxima de coletor \rightarrow O transistor suporta esta corrente se todas as outras restrições impostas pelo fabricante forem respeitadas. Define-se:

I_C - Corrente continuamente aplicada.

I_{CM} - Valor de pico de um pulso de corrente com duração determinada pelo fabricante.

5.5 - Comutação com carga resistiva

Seja o circuito representado na Fig. 5.3.

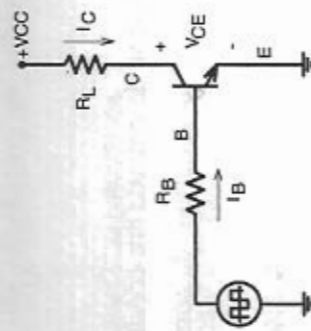


Fig. 5.3: Circuito com carga resistiva.

Seja as formas de onda representadas na Fig. 5.4.

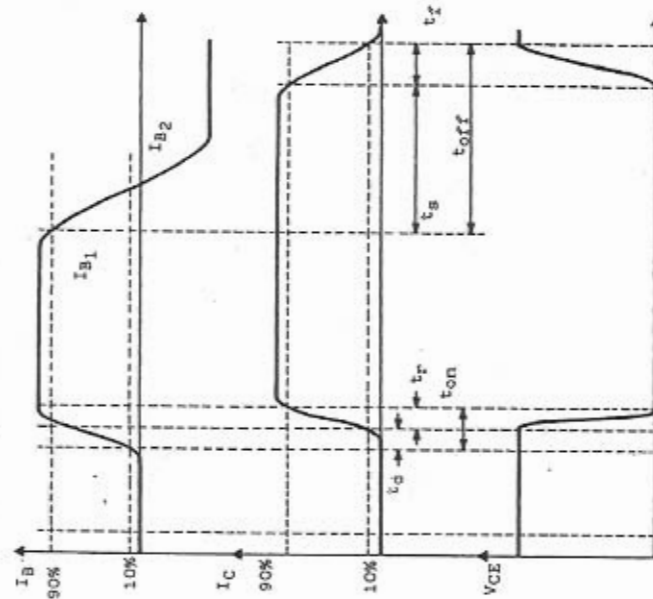


Fig. 5.4: Comutação com carga resistiva.

Os tempos envolvidos na comutação são definidos do seguinte modo:

$$t_{on} = t_d + t_r \equiv t_r - \text{tempo de entrada em condução};$$

t_d - tempo de retardo do crescimento da corrente de coletor (*delay-time*);

t_r - tempo de crescimento da corrente de coletor (*rise-time*);

t_{off} - tempo de bloqueio;

t_s - tempo de estocagem (*storage-time*);

t_f - tempo de decrescimento da corrente de coletor (*fall-time*).

Valores típicos para um transistor de 250V/15A são:

$$t_d = 0,2\mu s$$

$$t_r = 0,7\mu s$$

$$t_s = 3,0\mu s$$

$$t_f = 0,7\mu s$$

Para $I_{B1} = 2,5A$ e $I_{B2} = 3,0A$

Convém observar o seguinte:

- 1) O tempo de estocagem é o maior de todos;
- 2) Os tempos de comutação aumentam com a temperatura;
- 3) Os tempos de comutação são influenciados pelo valor e pela velocidade de crescimento ou decrescimento da corrente de base;
- 4) A extração de uma corrente de base para bloquear um transistor é essencial na redução do tempo de estocagem.

5.6 - Comutação com carga Indutiva (Condução contínua)

a) Comutação bloqueado-conduzindo

- 1ª etapa: transistor bloqueado (Fig. 5.5).

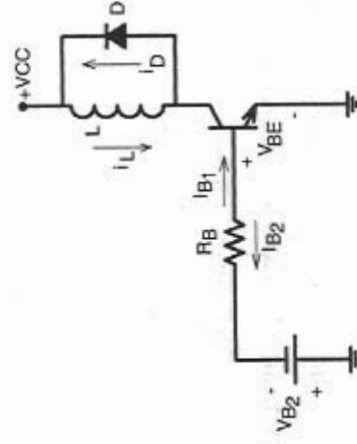


Fig. 5.5: Transistor bloqueado.

Na 1ª etapa, a corrente i_L de carga é igual a i_D ; a corrente i_C no transistor é nula. Seja $V_D \equiv 0$. Assim $V_{CE} = V_{CC}$.

- 2ª etapa: crescimento da corrente i_C (Fig. 5.6).

Durante a comutação a corrente i_L se mantém constante. Assim:

$$(5.2)$$

$$i_C = i_L - i_D$$

$$(5.3)$$

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

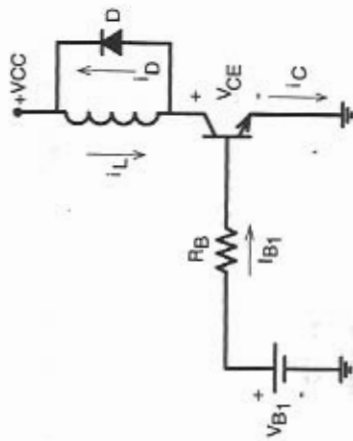


Fig. 5.6: Crescimento da corrente no transistor.

Enquanto a corrente de carga é comutada do diodo para o transistor, a tensão V_{CE} se mantém constante, diferentemente do que ocorria com a carga resistiva. A presença simultânea de tensão e corrente no transistor provoca perdas na comutação.

- 3ª etapa: recuperação do diodo (Fig. 5.7).

Quando i_C iguala-se a i_L , o diodo D começa a se recuperar com a corrente i_R inversa.

$$i_D = -i_R \quad (5.4)$$

Assim:

$$i_C = i_L + i_R \quad (5.5)$$

Durante a recuperação do diodo a tensão V_{CE} mantém-se com valor alto igual a V_{CC} .

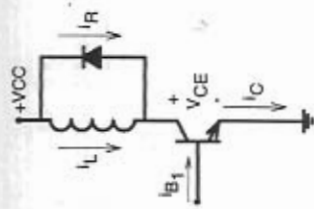


Fig. 5.7: Recuperação do diodo.

- 4ª etapa: transistor saturado e em condução (Fig. 5.9).

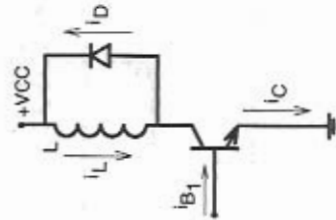


Fig. 5.8: Após a comutação.

Após a comutação o transistor terá assumido toda a corrente da carga. Assim:

$$i_C = i_L \quad (5.6)$$

$$V_{CE} = V_{CEsat} \quad (5.7)$$

$$i_D = 0$$

$$(5.8)$$

Na Fig. 5.9 estão mostradas as formas de onda relativas à comutação do transistor do estado bloqueado para condutor.

$$t_{on} = t_d + t_r$$

$$(5.9)$$

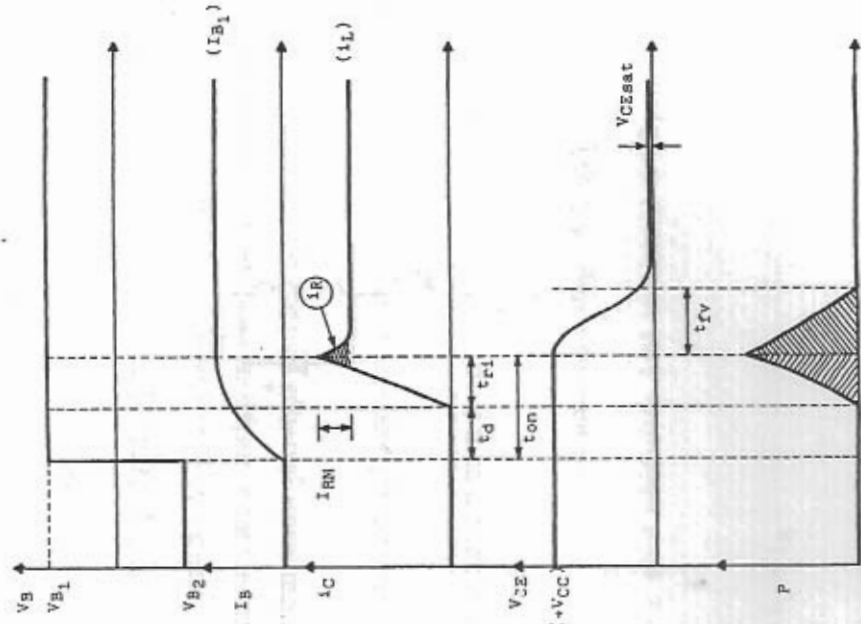


Fig. 5.9: Comutação do estado bloqueado para condutor.

Onde:

- t_{ri} - tempo de crescimento da corrente;
- t_{fv} - tempo de decrescimento da tensão.

É recomendado o emprego de um diodo rápido; com isto a corrente de pico no transistor é reduzida; como consequência há uma redução da potência perdida na comutação.

b) Comutação condução-bloqueio

- 1ª etapa: transistor saturado e em condução (Fig. 5.8).
- 2ª etapa: tempo de estocagem - t_s (Fig. 5.10).

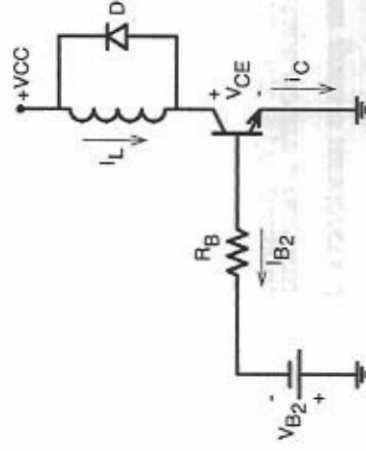


Fig. 5.10: Tempo de estocagem.

Durante o tempo de estocagem t_s , dá-se a descarga da capacitância intrínseca entre Base e Emissor, C_{BE} . A corrente i_C e a tensão V_{CE} durante esse intervalo não são modificadas.

- 3ª etapa: crescimento da tensão V_{CE} , t_v (Fig. 5.11).

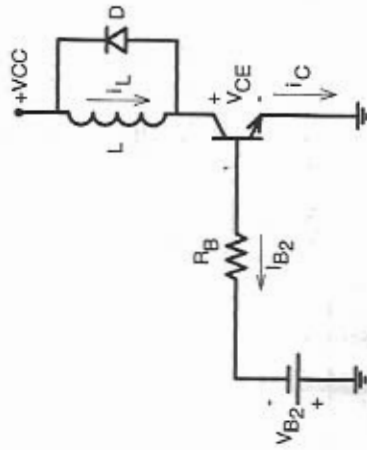


Fig. 5.11: Tempo de crescimento da tensão V_{CE} .

Enquanto $V_{CE} < V_{CC}$, o diodo D mantém-se polarizado reversamente e não entra em condução. Assim:

$$V_{CE} < V_{CC} \quad (5.10)$$

$$i_C = i_L \quad (5.11)$$

Durante essa etapa ocorre a fase mais crítica da comutação de um transistor, com uma grande incidência de falhas. O transistor conduz toda a corrente de carga enquanto a tensão V_{CE} cresce.

- 4ª etapa: Decrescimento da corrente de coletor - t_η (Fig. 5.12).

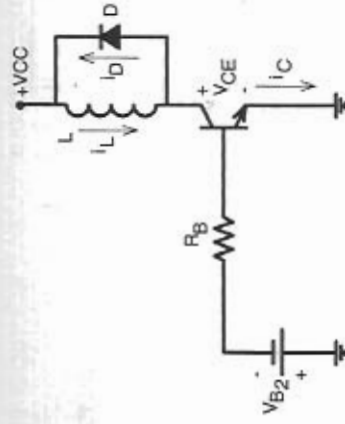


Fig. 5.12: Decrescimento da corrente de coletor.

Durante a 4ª etapa, a corrente é comutada do transistor para o diodo.

$$V_{CE} \equiv V_{CC} \quad (5.12)$$

$$i_C = i_L - i_D \quad (5.13)$$

i_L - constante.

A corrente i_C decresce enquanto V_{CE} mantém-se no seu valor máximo igual a V_{CC} .

Normalmente $t_{rv} \ll t_\eta$ e pode ser ignorado.

$$t_{off} = t_s + t_\eta \quad (5.14)$$

As formas de onda relativas a esta comutação são mostradas na Fig. 5.13.

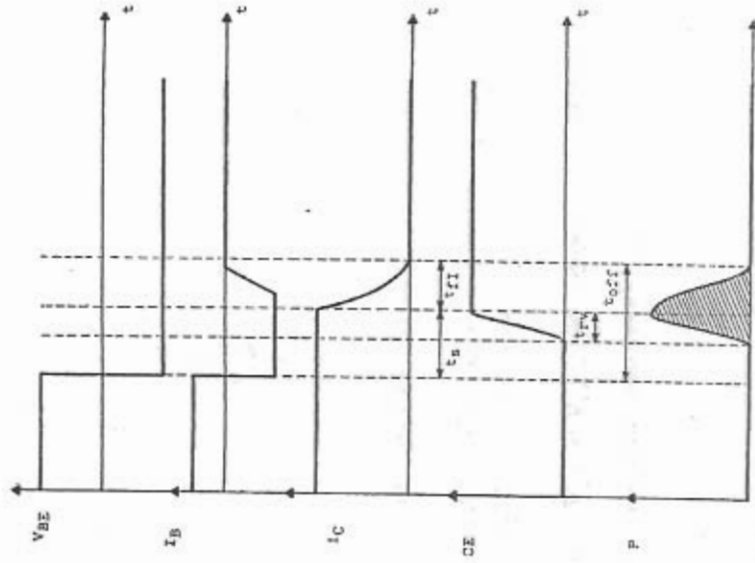


Fig. 5.13: Comutação do estado condutor para bloqueado.

5.7 - Interpretação do comportamento do Transistor durante a comutação

Seja os dois circuitos mostrados na Fig. 5.14.

Tempo de retardo (t_d) - Tempo necessário para carregar C_{DE} , capacitor de difusão de emissor, intrínseco. Quanto maior a corrente inicial de base, menor o tempo de retardo.

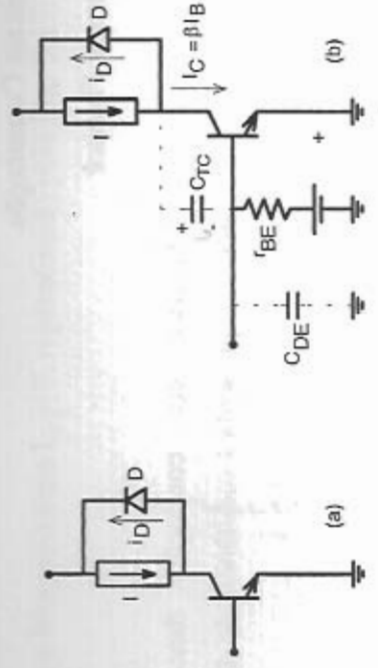


Fig. 5.14: (a) Transistor ideal. (b) Transistor real.

Tempo de crescimento da corrente de coletor (t_r) - Depende da velocidade de crescimento de I_B . Depende portanto da constante de tempo $C_{DE} r_{BE}$. Quanto maior a velocidade de crescimento da corrente de base, menor será o valor de t_r .

Tempo de descida da tensão (t_f) - É o tempo necessário para a descarga do capacitor de transição de coletor, C_{TC} , depois da corrente i_D ter sido anulada.

Tempo de estocagem (t_s) - É o tempo necessário para descarregar C_{DE} para a realização do bloqueio (interpretação simplificada).

Esse tempo é consideravelmente reduzido se a supersaturação for evitada e se for extraída uma corrente inversa de base adequada.

5.8 - Perdas na Comutação

a) Conversor Flyback

Seja um conversor *Flyback* em condução descontínua, representado na Fig. 5.15, onde L_r representa a indutância de dispersão do transformador.

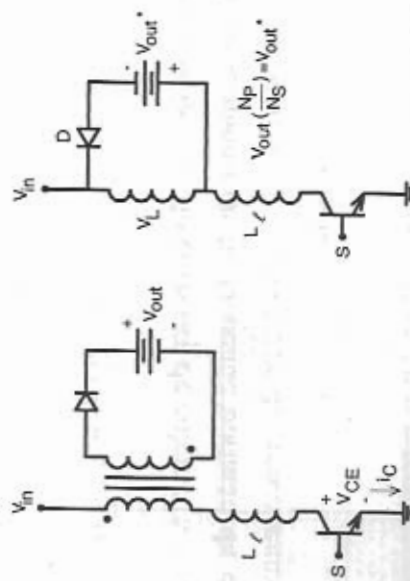


Fig. 5.15: Conversor Flyback.

Na entrada em condução do transistor as correntes no circuito são nulas. Desse modo não ocorrem perdas de comutação no transistor (Fig. 5.16).



Fig. 5.16: Entrada em condução.

Seja o bloqueio com $L_r = 0$, representado pela Fig. 5.17.

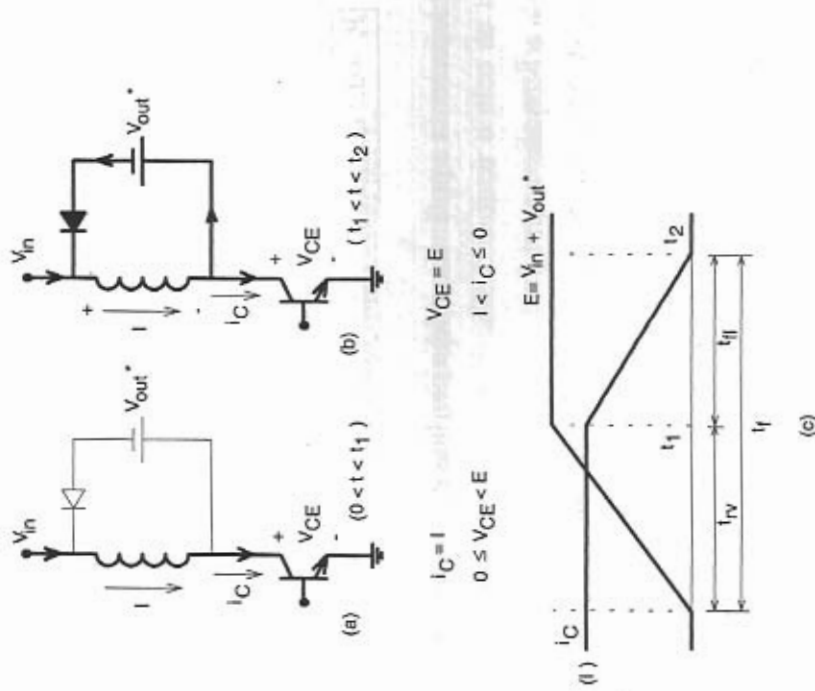


Fig. 5.17: Bloqueio com $L_r = 0$.

Verifica-se que esta comutação é dissipativa.

$$E_{S1} = \frac{1}{2} I E t_f \quad (5.15)$$

E_{S_1} - energia dissipada na comutação.

$$t_f = t_{rv} + t_{\eta} \quad (5.16)$$

t_f é um dado fornecido pelo fabricante do transistor.

$$P_1 = E_{S_1} f \quad (5.17)$$

Assim:

$$P_1 = 0,5 I E t_f f \quad (5.18)$$

P_1 representa a potência média perdida na comutação.

Seja o bloqueio com $L_r \neq 0$.

Quando $V_L = V_{out}^*$, o diodo começa a conduzir (Fig. 5.18).

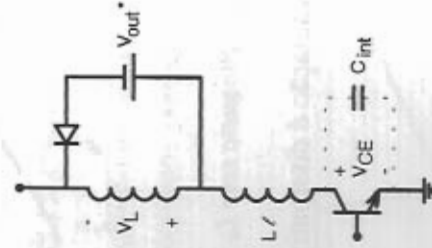


Fig. 5.18: Bloqueio com $L_r \neq 0$.

O capacitor C_{int} representa a capacitância intrínseca do transistor.

A energia acumulada no indutor L_r é toda dissipada sobre o transistor enquanto aparece uma sobretensão ΔV .

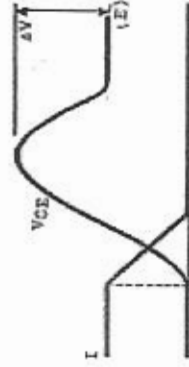


Fig. 5.19: Sobre-tensão provocada por L_r .

Esta comutação é crítica e pode provocar danos ao transistor.

Para reduzir as perdas de comutação e reduzir o pico de tensão é empregado o circuito *snubber* como está representado na Fig. 5.20.

Com o *snubber* a tensão e a corrente no transistor assumem as formas apresentadas na Fig. 5.21.

$$v_{off}(t) = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_n} i_{CS}(t) dt \quad (5.19)$$

$$i_{C_s}(t) = \frac{I t}{t_n} \quad (5.20)$$

Assim:

$$V_{off} = \frac{I t_n}{2 C_s} \quad (5.21)$$

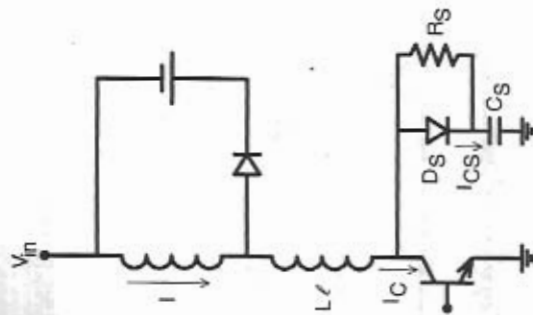


Fig. 5.20: Circuito Snubber.

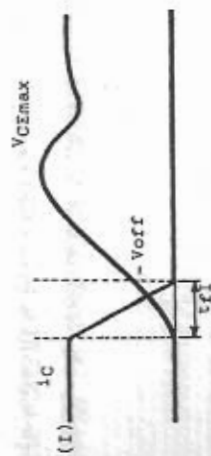


Fig. 5.21: Bloqueio do transistor com Snubber.

$$\text{Assim: } i_C(t) = I \left(1 - \frac{t}{t_n} \right)$$

Calculando-se a potência perdida durante a comutação obtém-se a relação (5.22).

$$P_1 = \frac{I^2 t_n^2 f}{24C} \quad (5.22)$$

Comparando-se as expressões (5.22) e (5.18) observa-se uma redução importante das perdas de comutação.

A tensão V_{CEmax} pode ser obtida pela expressão (5.23).

$$\frac{1}{2} L_e I^2 = \frac{1}{2} C_s V_{CEmax}^2 \quad (5.23)$$

Assim:

$$V_{CEmax} = \sqrt{\frac{L_e}{C_s}} I \quad (5.24)$$

Normalmente L_e que é a indutância de dispersão do transformador, não é conhecida e o cálculo V_{CEmax} fica inviabilizado. Nesses casos há necessidade de ajuste de bancada.

A partir da relação (5.25), definindo-se o valor de V_{off} , C_s pode ser determinado. Assim:

$$C_s = \frac{I t_n}{2 V_{off}} \quad (5.25)$$

Quando o transistor é fechado, C_s se descarrega exponencialmente. Assim:

$$t_{on\ max} \geq 3 R_s C_s \quad (5.26)$$

ou

$$R_S \leq \frac{t_{on_{min}}}{3C_S} \quad (5.27)$$

$t_{on_{min}}$ - tempo mínimo de condução do transistor.

$$I_p = \frac{V_{in}}{R} \quad (5.28)$$

I_p - corrente de pico na descarga de C_S .

$$P_R = \frac{1}{2} C_S V_{in}^2 f \quad (5.29)$$

P_R - potência dissipada no resistor.

Exemplo de cálculo:

Seja um conversor Flyback em condução descontínua, com os seguintes dados:

$$\begin{aligned} V_{in} &= 300V & f &= 20kHz & t_{\pi} &= 0,5\mu s \\ V_{CEmax} &= 400V & D_{min} &= 0,2 \\ I &= 2A \end{aligned}$$

Seja $V_{off} = 20V$. Assim:

$$a) C_S = \frac{I t_{\pi}}{2 V_{off}} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20}$$

$$C_S = 0,025\mu F = 25nF$$

$$b) t_{on_{min}} = D_{min} T = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{20} = 10\mu s$$

Assim:

$$R_S \leq \frac{t_{on_{min}}}{3C_S} = \frac{10}{3 \cdot 0,025} = 133\Omega$$

$$\text{Toma-se } R_S = 120\Omega$$

$$c) I_p = 0,25I = 0,25 \cdot 2 = 0,5A$$

$$I_p = \frac{V_{in}}{R_S} \therefore R_S \geq \frac{V_{in}}{I_p} = \frac{300}{0,5} = 600\Omega$$

Deve-se tomar então $R_S = 600\Omega$

$$d) \text{ Assim } C_S \leq \frac{t_{on_{min}}}{3R_S} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 600}$$

$$C_S \leq 0,0055 \mu F \therefore C_S = 5,6 nF$$

$$\text{Assim: } V_{\text{off}} = \frac{I t_{\pi}}{2 C_S}$$

$$V_{\text{off}} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,0056 \cdot 10^{-6}} = 89 V$$

$$e) P_R = \frac{C_S V_{in}^2 f}{2}$$

$$P_R = 0,5 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9} \cdot 9 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^4$$

$$P_R = 5 W$$

$$f) P_I = \frac{I^2 t_{\pi}^2 f}{24 C_S} = \frac{4 \cdot 0,5^2 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^4}{24 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9}}$$

$$P_I = 0,9 W \text{ (Perdas em Comutação)}$$

b) Conversor *Forward*

Quando se trata de um conversor do tipo *Forward*, deve-se também calcular as perdas que ocorrem na entrada em condução do transistor.

Ignorando a corrente de recuperação do diodo, a energia perdida durante a entrada em condução é obtida com a relação (5.30).

$$E_{S_2} = \frac{1}{2} I E \quad (5.30)$$

E_{S_2} - energia perdida em uma comutação; assim:

$$P_2 = \frac{1}{2} I E t_r f \quad (5.31)$$

P_2 - potência média perdida.

$$\text{onde } t_r = t_{ri} + t_{rv} \quad (5.32)$$

Na realidade este cálculo é pessimista, considerando que a indutância de dispersão do transformador que é indesejável no bloqueio, reduz as perdas na entrada em condução, fazendo com que a tensão V_{CE} caia antes que o transistor assuma a corrente plena de carga.

As perdas totais de comutação (P) são representadas pela expressão (5.33).

$$P = P_1 + P_2 \quad (5.33)$$

$$P = 0,5 E I f (t_r + t_f) \quad (5.34)$$

A experiência mostra que:

- Com um *snubber*, as perdas de comutação são reduzidas em 40%;
- Para frequências da ordem de 50kHz, o volume do dissipador é reduzido em 50%;
- O MTBF (*Mean-Time Between Failures*) torna-se duas vezes maior.

5.9 - Perdas de condução

As perdas em condução são calculadas do modo descrito a seguir:

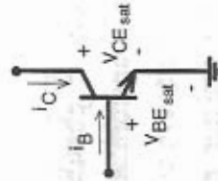


Fig. 5.22: Transistor NPN.

$$P_{\text{cond}} = (i_C V_{CE(sat)} + i_B V_{BE(sat)}) \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (5.35)$$

Assim:

$$P_{\text{cond}} = (i_C V_{CE(sat)} + i_B V_{BE(sat)}) f \quad (5.36)$$

onde:

i_C - corrente de coletor;

$V_{CE(sat)}$ - tensão coletor-emissor com o transistor saturado;
 i_B - corrente de base;
 t_{on} - tempo de condução;
 f - frequência de operação.

Exemplo Numérico:

Seja um conversor do tipo *Forward* onde:

$$E = 400V \quad f_s = 20kHz$$

$$i_C = 4A$$

$$t_{\text{on}} = 10\mu s$$

$$T_j = 150^\circ C$$

$$V_{CE(sat)} = 0,75V$$

$$I_B = 0,4A \text{ (corrente de base)}$$

$$V_{BE} = 1,2V$$

$$t_f = t_r \cong 250 \text{ ns}$$

$$T_a = 80^\circ \text{ (temperatura ambiente)}$$

$$a) \quad P_{\text{cond}} = f t_{\text{on}} (i_C V_{CE} + i_B V_{BE})$$

$$P_{\text{cond}} = 50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} (4 \cdot 0,75 + 0,4 \cdot 1,2)$$

$$P_{\text{cond}} = 1,74W$$

$$b) \quad P_{\text{com}} = 50 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 4 \cdot 400 (250 + 250) 10^{-9}$$

$$P_{\text{com}} = 20W$$

$$c) \quad P_T = 21,74W \text{ (perdas totais)}$$

d) Com *snubber* obtém-se:

$$P_T = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} = 1,74 + 12 = 13,74 \text{ W.}$$

5.10 - Cálculo do *Snubber* para conversores *Forward* e *Half-Bridge*

Para esses conversores é recomendado o emprego das seguintes expressões:

$$C_S = \frac{I(t_{rv} + t_{fr})}{V_{in}} \quad (5.37)$$

$$R_S \leq \frac{t_{on}}{3C} \quad (5.38)$$

$$I_P = \frac{V_{in}}{R_S} \quad (5.39)$$

$$P = \frac{1}{2} C V_{in}^2 f \quad (5.40)$$

5.11 - Perdas em um diodo

Durante a recuperação de um diodo, a tensão e a corrente evoluem de maneira representada na Fig. 5.23.

A exemplo do MOSFET e do BIPOLAR, um diodo apresenta perdas por condução e comutação.

$$P = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} \quad (5.41)$$

$$P_{\text{cond}} = r i_{ef}^2 + V_F i_{Fmd} \quad (5.42)$$

Normalmente $r \approx 0$. Assim:

$$P_{\text{cond}} = V_F i_{Fmd} \quad (5.43)$$

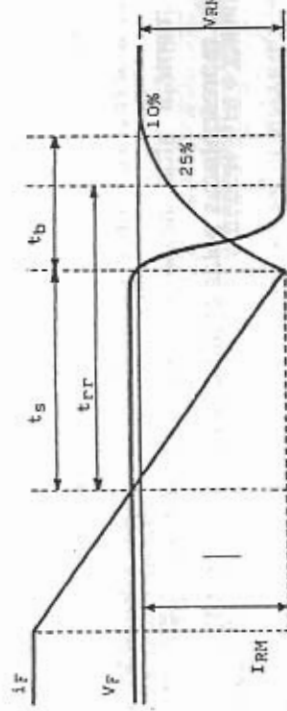


Fig. 5.23: Recuperação de um diodo.

$$P_{\text{cond}} = V_F i_{Fmd} t_{on} f \quad (5.44)$$

Para frequências muito baixas (60Hz) as perdas de comutação são sempre ignoradas. Porém, na frequência de operação de uma fonte chaveada elas devem ser consideradas.

$$E_{\text{com}} = \frac{1}{2} V_{RM} i_{RM} t_b \quad (5.45)$$

Assim:

$$P_{\text{com}} = 0,5 V_{\text{RM}} i_{\text{RM}} t_b f \quad (5.46)$$

Fica evidenciada a necessidade de se empregar diodos rápidos ou ultra rápidos, com o objetivo de reduzir as perdas de comutação; quanto mais rápido o diodo, menor o valor de i_{RM} e dos tempos de comutação.

Uma questão importante que deve ser considerada é o efeito da recuperação de um diodo nas perdas de comutação de um transistor.

Seja a Fig. 5.24; durante a condução reversa do diodo, a corrente I_{RM} se adiciona à corrente i_T , no coletor do transistor.

Como a sobrecorrente no transistor tem lugar enquanto a tensão V_{CE} se mantém alta, nesse intervalo de tempo aparecem perdas adicionais, representadas pelas expressões (5.47) e (5.48).

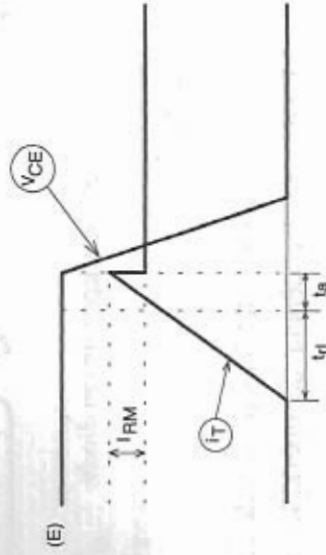


Fig. 5.24: Efeito da recuperação do diodo.

$$\Delta W = 0,5 t_a I_{\text{RM}} E \quad (5.47)$$

$$P = 0,5 t_a I_{\text{RM}} E f \quad (5.48)$$

Normalmente o fabricante não fornece o valor de t_a do diodo. Nesses casos toma-se:

$$t_a = \frac{2 t_{\pi}}{3} \quad (5.49)$$

Assim:

$$P = \frac{t_{\pi} I_{\text{RM}} E f}{3} \quad (5.50)$$

5.12 - Cálculo Térmico

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante.

A degradação de um semiconductor resulta de reações químicas que provocam alterações na estrutura de silício em escala nuclear.

Quanto maior a temperatura de trabalho da junção, menor o MTBF (tempo médio entre falhas).

Geralmente a máxima temperatura de junção para um transistor é igual a 150°C e para um diodo pode alcançar 175°C.

A rigor pode-se afirmar que todo semiconductor tem uma vida limitada, ou seja, falhará. A máxima temperatura de junção é um compromisso em relação a uma vida útil aceitável.

Para o cálculo térmico em regime permanente, vamos considerar a

Fig. 5.25.



Fig. 5.25

Onde:

- T_j - temperatura da junção ($^{\circ}\text{C}$);
- T_c - temperatura do encapsulamento ($^{\circ}\text{C}$);
- T_d - temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$);
- R_{jc} - resistência térmica junção-cápsula ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);
- R_{cd} - resistência térmica de contato entre o componente e o dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) = $0,2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para encapsulamento TO-3 montado com pasta térmica;
- R_{da} - resistência térmica dissipador ambiente;
- T_a - temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$).

Assim:

$$T_j - T_a = P(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (5.51)$$

Desse modo a resistência térmica do dissipador pode ser calculada.

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{jc} - R_{cd} \quad (5.52)$$

Seja o seguinte exemplo numérico:

$$\begin{aligned} P &= 21,74\text{W} \\ R_{jc} &= 1,4^{\circ}\text{C}/\text{W} & R_{cd} &= 0,2^{\circ}\text{C}/\text{W} \\ T_j &= 150^{\circ}\text{C} & T_a &= 80^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

$$\text{Assim } R_{da} = \frac{150 - 80}{21,74} - 1,4 - 0,2$$

$R_{da} = 1,6^{\circ}\text{C}/\text{W}$ - valor da resistência térmica do dissipador.

5.13 - O MOSFET

O MOSFET é um interruptor com as seguintes características básicas, entendidas como vantagens em relação ao transistor bipolar:

- a) Tempos de comutação extremamente curtos. Desse modo podem operar com frequências mais elevadas.
- b) Alta impedância de entrada, entre gatilho e *source*. Desse modo a potência consumida e a complexidade dos circuitos de comando são muito menores e o ganho é muito alto.
- c) A área de operação (SOA - *Safe Operating Area*) é muito maior, não existindo o fenômeno de 2ª avalanche.
- d) Mais fácil de ser associado em paralelo sobretudo porque a resistência em estado de condução tem coeficiente positivo de temperatura.

O símbolo do MOSFET canal N está representado na Fig. 5.26.

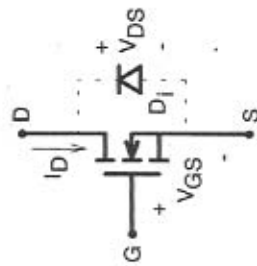


Fig. 5.26: Símbolo do MOSFET.

D - dreno

S - source

G - gatilho

D_i é um diodo intrínseco do MOSFET que pode ser aproveitado ou não, dependendo do circuito em que esteja sendo empregado.

Características Estáticas do MOSFET

Na Fig. 5.27 estão representadas as características estáticas de um MOSFET.

Há duas regiões distintas:

- A - região de resistência constante;
- B - região de corrente constante.

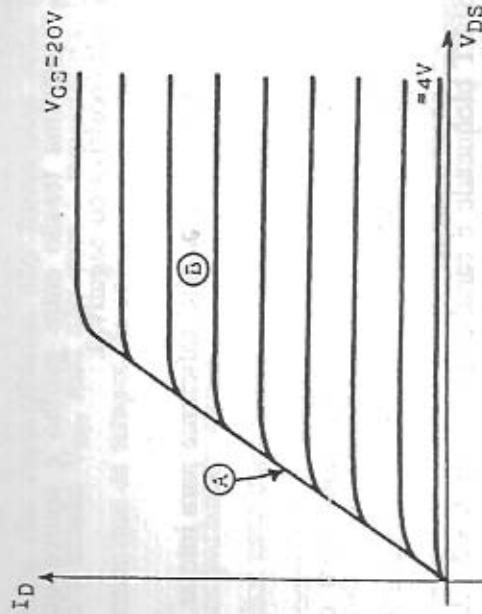


Fig. 5.27: Características estáticas de saída do MOSFET.

O MOSFET conduzindo é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

- a) $R_{DS(on)}$ - O MOSFET "saturado" comporta-se como uma resistência, que é um fator de mérito importante, pois determina as perdas em condução ou a máxima corrente I_D . A resistência $R_{DS(on)}$ aumenta com a temperatura com um coeficiente igual a aproximadamente 0,7% para cada $^{\circ}C$, para T_j maior que $25^{\circ}C$.
- d) I_D - máxima corrente contínua que o componente pode conduzir.
- e) I_{DM} - máxima corrente pulsada de dreno que o MOSFET pode conduzir.

f) V_{GS} - máxima tensão entre gate e source que pode ser aplicada (positiva ou negativa).

g) $V_{GS(on)}$ - a tensão de gate suficiente para iniciar a condução ($\approx 4,0$ V).

h) $V_{DS(on)} = R_{DS(on)} I_D$ - tensão dreno-source com o MOSFET conduzindo.

O MOSFET bloqueado é caracterizado pela tensão de avalanche entre dreno e source - $V_{(BR)DS}$.

Características Dinâmicas do Mosfet

A Fig. 5.28 representa as capacitâncias entre os terminais do MOSFET.

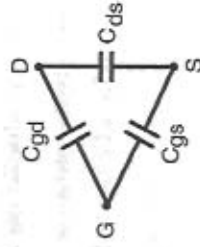


Fig. 5.28: Capacitâncias do MOSFET.

$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$ - capacitância de entrada.

$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$ - capacitância de saída.

$C_{rss} = C_{gd}$ - capacitância de transferência.

Os valores das capacitâncias são fornecidos pelo fabricante e variam com a tensão V_{DS} , mas não com a temperatura. Desse modo pode-se afirmar que os tempos de comutação são pouco afetados pela temperatura.

C_{iss} é um parâmetro muito importante no comando e nos tempos de comutação; esse capacitor deve ser carregado e descarregado pelo circuito de comando de gate e os tempos de comutação dependem desses tempos de carga e descarga.

Uma característica importante do MOSFET é a ausência do tempo de estocagem, que é o maior tempo na comutação de um Transistor Bipolar.

Comutação com Carga Resistiva

Seja o circuito representado na Fig. 5.29.

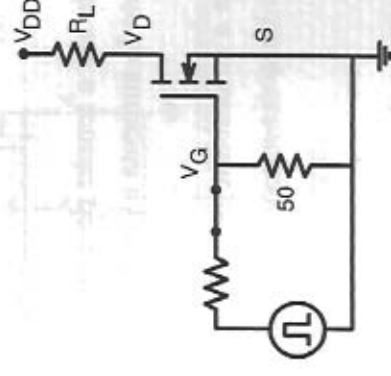


Fig. 5.29: Circuito para estudo da comutação com carga resistiva.

Sejam as formas de onda representadas na Fig. 5.30.

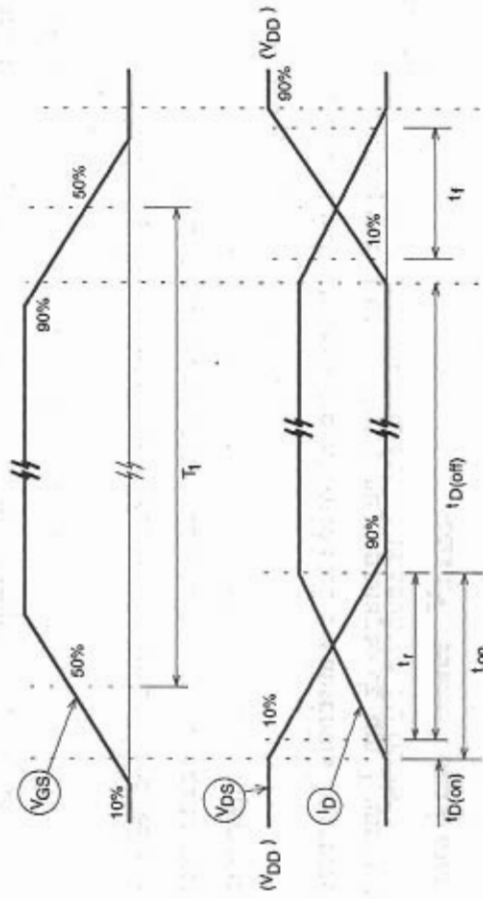


Fig. 5.30: Comutação para carga resistiva.

$t_{D(on)}$ - C_{iss} é carregado pelo circuito de comando de gatilho até $V_{GS(th)}$ $I_D \equiv 0$ e $V_{DS} = V_{DD}$.

t_r - C_{iss} é carregado até a tensão de source. C_{oss} se descarrega de V_{DD} até $V_{DS(on)}$ enquanto I_D aumenta a partir de zero.

$t_{D(off)}$ - C_{iss} começa a se descarregar pelo circuito de comando de gatilho. O transistor se bloqueia e a corrente I_D circula por C_{oss} e pela carga.

t_f - a carga acumulada em C_{oss} diminui rapidamente e a tensão V_{DS} aumenta até V_{DD} .

Em geral $t_{D(on)} \ll t_r$ e $t_{D(off)} \ll t_f$. Assim:

$$\begin{matrix} t_{on} \equiv t_r \\ t_{off} \equiv t_f \end{matrix}$$

Comutação com Carga Indutiva

Com uma carga indutiva, a corrente de carga pode ser considerada constante durante a comutação e o circuito a ser considerado está representado na Fig. 5.31.

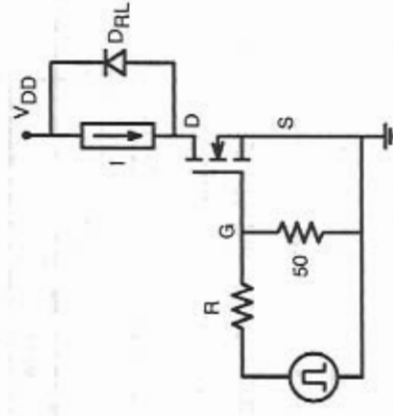


Fig. 5.31: Circuito para o estudo da comutação com carga indutiva.

As formas de onda correspondentes estão representadas na Fig. 5.32, considerando o diodo D_{RL} ideal.

Valores típicos para um MOSFET de 400V e 4A:

$$\begin{aligned}
 t_{d(on)} &= 30\text{ns} \\
 t_{r(on)} &= 50\text{ns} \\
 t_{d(off)} &= 10\text{ns} \\
 t_f &= 50\text{ns}
 \end{aligned}$$

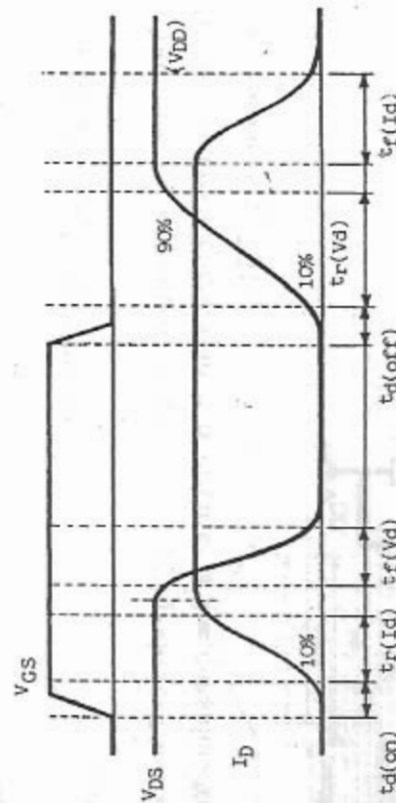


Fig. 5.32: Comutação para carga indutiva.

Os tempos fornecidos pelos fabricantes referem-se normalmente a cargas resistivas e a grandeza de referência é sempre a tensão.

Os tempos de comutação dependem muito do circuito de comando de gatilho empregado. De um modo geral os tempos t_f e t_r situam-se entre 50ns e 100ns.

Perdas em um MOSFET

As perdas em um MOSFET, quando empregado num conversor estático, são análogas às perdas de um Transistor Bipolar, e são calculadas pelas expressões apresentadas a seguir:

$$P = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} \quad (5.53)$$

$$P_{\text{cond}} = \frac{t_{\text{on}}}{T} I_{\text{ds(on)}}^2 \quad (5.54)$$

$$P_{\text{com}} = \frac{f}{2} (t_r + t_f) I_{\text{d(on)}} V_{\text{ds(off)}} \quad (5.55)$$

onde

$$t_f \equiv t_{\text{on}} \quad (5.56)$$

$$t_r \equiv t_{\text{off}} \quad (5.57)$$

Quando houver um diodo se recuperando sobre um MOSFET, as perdas adicionais, a exemplo do que foi feito com o transistor Bipolar, devem ser calculadas.

O cálculo térmico é realizado do mesmo modo ao descrito para o Transistor Bipolar.