

## CAPÍTULO 6

### COMANDO DE BASE DO TRANSISTOR BIPOLAR E GATILHO DO MOSFET

#### 6.1 - Introdução

O transistor bipolar para ter desempenho desejado deve estar associado a um comando de base adequado e que deve satisfazer os seguintes requisitos:

- Fornecer o valor correto da corrente;
- Adaptar a corrente de base à corrente de coletor;
- Extrair uma corrente reversa de base para acelerar o bloqueio.

Com um bom circuito de comando de base reduz-se os tempos de comutação e as perdas totais, prolongando a vida útil do transistor e aumentando o rendimento e a frequência de operação da fonte.

#### 6.2 - Comandos de base não-isolados

##### a) Corrente de base constante

O primeiro circuito está representado na Fig. 6.1.

Quando  $T_1$  é fechado,  $T_2$  conduz e  $D_1$  é polarizado positivamente. A tensão  $V_{D1}$  polariza reversamente a junção BE de  $T_3$  e ele se mantém bloqueado. A corrente de base  $I_B$  é positiva e satura o

transistor  $T_P$ . Quando  $T_1$  é bloqueado,  $T_3$  entra em condução e a base de  $T_P$  fica submetida a uma tensão reversa e se bloqueia.

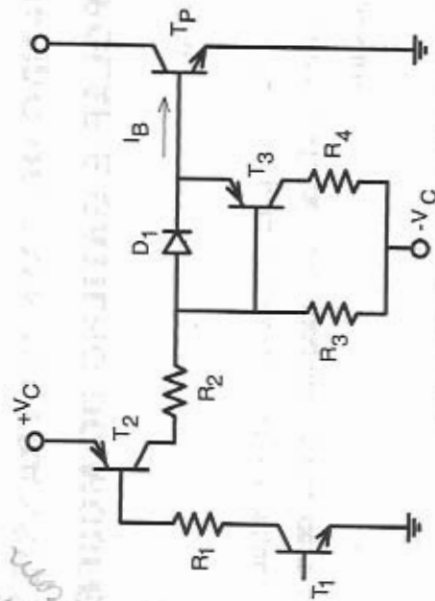


Fig. 6.1: Comando de base com fonte negativa.

Quando não se dispõe de uma fonte de tensão negativa para alimentar o circuito de comando de base, pode-se empregar o circuito representado na Fig. 6.2.

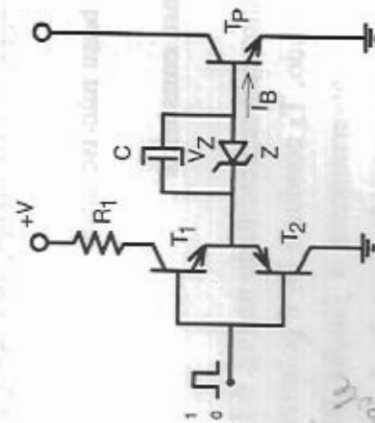


Fig. 6.2: Comando de base sem fonte negativa.

Quando o sinal de entrada está em nível alto,  $T_1$  conduz; a corrente que entra na base de  $T_P$  mantém  $C$  carregado com uma tensão  $V_Z$ . Quando o sinal de entrada tem nível zero,  $T_1$  se bloqueia.  $T_2$  entra em condução por ação de  $C$ , que funciona como uma fonte de tensão negativa e aplica uma tensão reversa da junção base-emissor de  $T_P$ .

### b) Corrente de base proporcional à corrente de coletor

Quando a corrente de base é constante, a tensão  $V_{CEsat}$  varia com a corrente de coletor  $I_C$ . Para correntes  $I_C$  elevadas e com grande variação, é interessante o emprego de um circuito de comando de base que adapte  $I_B$ , de modo a manter  $V_{CEsat}$  constante. Com isto evita-se uma supersaturação do transistor.

Seja o circuito representado na Fig. 6.3.

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{D_2} + V_{D_1} - V_{D_{AS}} = V_{BE} + V_{D_2} \approx 2V \quad (6.1)$$

Assim:

$$I_1 = I_B + I_{AS} \quad (6.2)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \quad (6.3)$$

$\beta_F$  - ganho forçado do transistor.

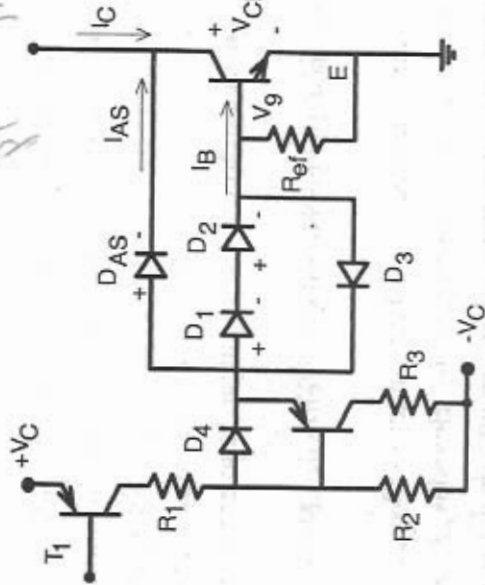


Fig. 6.3: Comando de base com diodo de anti-saturação.

$$I_1 = \frac{I_C + I_{AS}}{\beta_F} \quad (6.4)$$

$$I_{AS} = I_1 - \frac{I_C}{\beta_F} \quad (6.5)$$

Desse modo, quando  $I_C$  varia, a corrente  $I_{AS}$  varia.

O circuito deve ser projetado para que exista sempre a corrente  $I_{AS}$ , mesmo para a maior corrente  $I_C$ .

O diodo de anti-saturação,  $D_{AS}$  deve ter as seguintes características:

- Ser o mais rápido possível;
- Bloquear uma tensão maior ou igual ao do transistor.

Seja o seguinte exemplo numérico:

$$I_C = 10A$$

$$\beta_F = 10 \therefore I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = 1A$$

Assim, tomando-se  $I_{AS} = 0,2A$ ,

$$\text{obtem-se: } I_1 = I_{AS} + I_B$$

$$I_1 = 1,2A$$

Quando  $I_C = 0$ ,  $I_B = 0$  e  $I_{AS} = 1,2A$ .

O valor de  $I_1$  é mantido constante.

Seja  $V_C = 10V$

$$R_1 = \frac{V_C - V_{CE1} - V_{D4} - V_{DAS} - V_{CE}}{I_1}$$

$$R_1 \cong \frac{10 - 1 - 0,7 - 0,7 - 2}{1,2} \cong 4,7\Omega$$

Na Fig. 6.3,  $D_3$  é destinado à extração da corrente reversa de base.  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  são diodos lentos e de baixa tensão.

### 6.3 - Comandos de base isolados

#### a) Corrente de base constante

Um circuito muito difundido está representado na Fig. 6.4.

Quando uma tensão positiva aparece no secundário do transformador uma corrente  $I_{B1}$  entra na base de  $T_1$  e o coloca em condução. O valor de  $I_{B1}$  é limitado pelo resistor  $R_1$ . A tensão  $V_S$  também carrega o capacitor  $C$  com uma tensão dada pela relação (6.6).

$$V_C = V_S - V_{D1} - V_{BE} \cong V_S - 1,6 \quad (6.6)$$

O diodo  $D_1$  mantém o transistor  $T_2$  bloqueado.

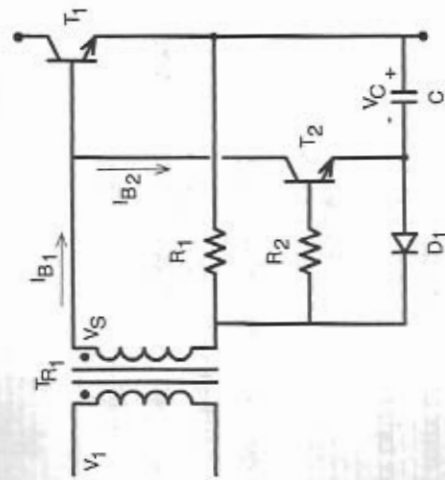


Fig. 6.4: Comando de base isolado.

Quando  $V_S$  é anulada, por ação do circuito situado no primário do transformador  $T_{R1}$ , a tensão  $V_C$  satura  $T_2$  e a base de  $T_1$  é polarizada negativamente, sendo extraída uma corrente reversa  $I_{B2}$ .

Outro circuito muito difundido está representado na Fig. 6.5 e tem a vantagem de empregar um número pequeno de componentes.

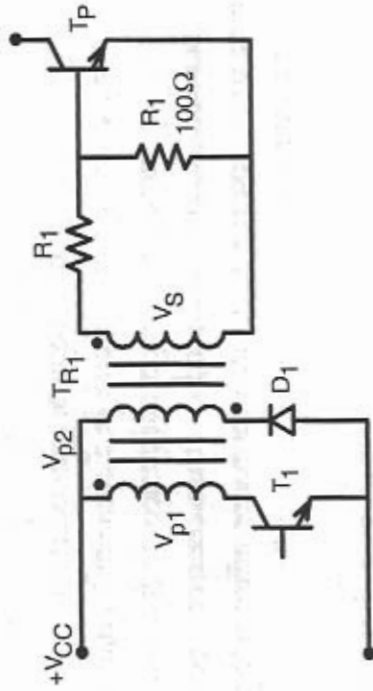


Fig. 6.5: Comando de base isolado.

Quando  $T_1$  é fechado,  $V_S$  é positivo e introduz uma corrente positiva de base em  $T_P$ ; durante o intervalo de tempo em que  $T_1$  conduz, uma certa quantidade de energia é acumulada no campo magnético de  $T_{R1}$ .

Quando  $T_1$  é bloqueado, a energia acumulada é devolvida à fonte  $V_{CC}$  através do diodo  $D_1$ . A tensão  $V_S$  se inverte, extraindo uma corrente de base  $T_P$ .

Adotando os princípios expostos, vários circuitos podem ser concebidos e implementados, a critério de cada projetista.

## b) Corrente de base proporcional à corrente de coletor

O circuito apresentado na Fig. 6.6 é uma versão do circuito da Fig. 6.5, porém com diodos de anti-saturação, cuja função foi explicada no início deste capítulo.

Com este circuito obtém-se isolamento e a corrente de base proporcional à corrente de coletor.

Na Fig. 6.7 está representado um circuito de comando de base proporcional, sem o emprego de diodos de anti-saturação.

Quando  $T_1$  encontra-se fechado, circula a corrente  $I_{R1}$  que provoca uma acumulação de energia no campo magnético. O transistor  $T_P$  se mantém bloqueado, com a junção base-emissor polarizada negativamente pelo capacitor C. O transformador nesse intervalo de tempo é levado à saturação.

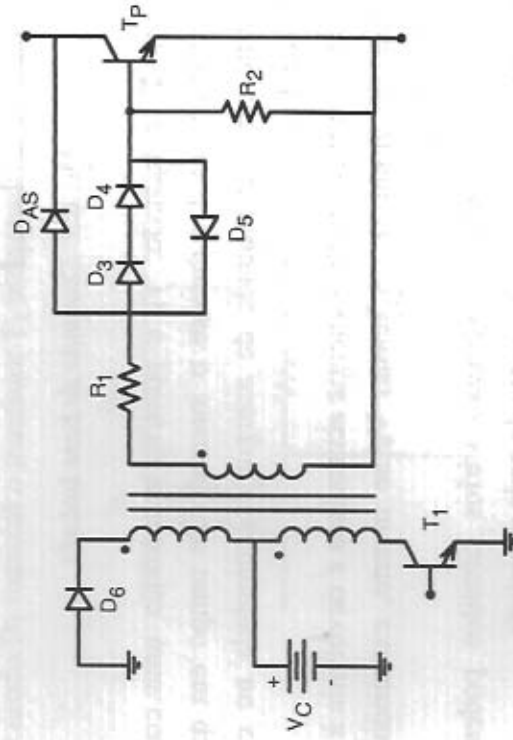


Fig. 6.6: Comando de base isolado com diodo de anti-saturação.

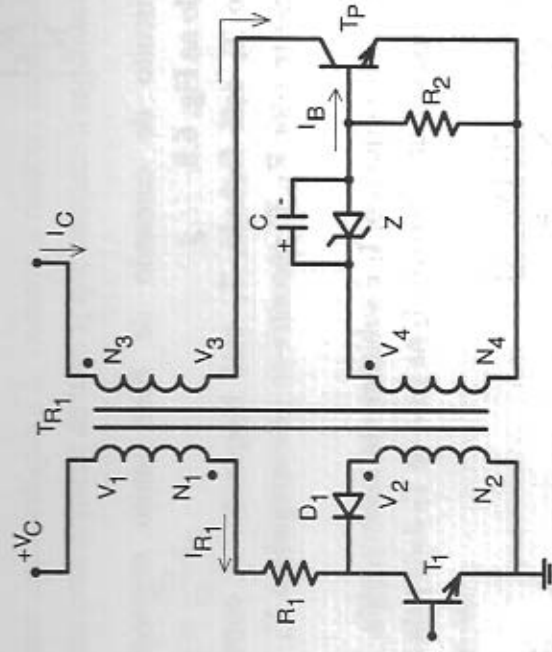


Fig. 6.7: Circuito de comando de base proporcional.

Quando  $T_1$  abre, os enrolamentos adquirem a polaridade indicada na Fig. 6.7 e o transistor  $T_P$  entra em condução. A corrente  $I_C$  ao circular em  $N_3$ , mantém, através da relação  $N_2/N_3$  uma corrente de base no  $T_P$ . Existe uma ação do tipo transformador de corrente.  $T_{R1}$  é levado à saturação com fluxo contrário ao fluxo da etapa anterior.

Consideremos as relações:

$$N_4 I_B = N_3 I_C \quad (6.7)$$

$$I_C = \beta_F I_B \quad (6.8)$$

$$N_4 = N_3 \beta_F \quad (6.9)$$



$$\beta_F = \frac{N_4}{N_3}$$

(6.10)

Um circuito de comando de base muito empregado está representado na Fig. 6.8.

Quando  $T_1$  está fechado,  $T_P$  está bloqueado. A corrente  $I_1$  é limitada pelo resistor  $R_1$ . C encontra-se descarregado e  $V_1$  é igual a zero.

Quando  $T_1$  é bloqueado,  $I_1$  é subitamente interrompida.  $V_2$  torna-se positiva e aparece uma corrente  $I_2$  na base de  $T_P$  dada pela relação:

$$I_2 = \frac{N_1 I_1}{N_2} = \frac{N_1 (V_C - I)}{N_2 R_1} \quad (6.11)$$

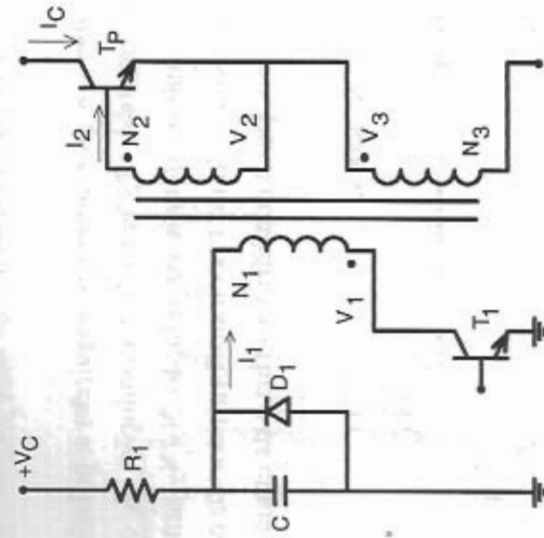


Fig. 6.8: Comando de base isolado proporcional.

$T_P$  entra em condução e  $I_C$  começa a crescer; como  $I_C$  circula em  $N_3$ , aparece uma corrente de base  $I_2$  que obedece à seguinte relação:

$$I_2 = \frac{N_3}{N_2} I_C \quad (6.12)$$

com

$$I_C = \beta_F I_2 \quad (6.13)$$

obtem-se:

$$\frac{N_2}{N_3} = \beta_F \quad (6.14)$$

Durante o intervalo de tempo em que  $T_1$  é mantido bloqueado, C se carrega através de  $R_1$  e alcança a tensão  $V_C$ .

Quando  $T_1$  é fechado, a tensão do capacitor é aplicada em  $N_1$  e aparece uma tensão  $V_2$  negativa na base de  $T_P$ , provocando o seu bloqueio.

$$V_2 = -V_{BE} = -\frac{N_2}{N_1} (V_C - I) \quad (6.15)$$

O diodo  $D_1$  impede que  $V_1$  torne-se negativa com  $T_1$  conduzindo, o que provocaria oscilações subamortecidas no circuito.

A constante de tempo  $R_1C$  normalmente impede que o circuito apresentado possa operar em altas frequências. Para acelerar a recarga do capacitor, é empregado o circuito apresentado na Fig. 6.9.

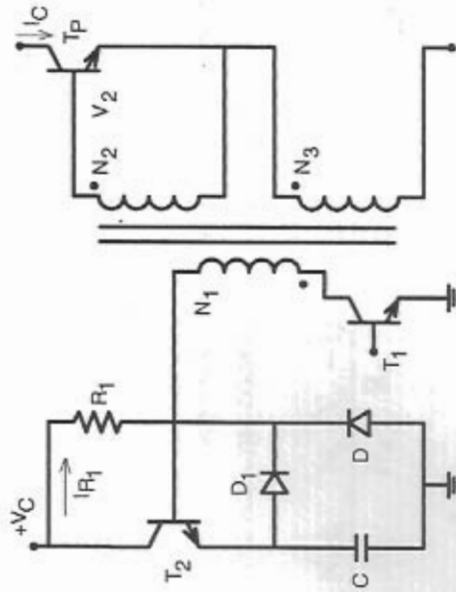


Fig. 6.9: Comando de base isolado proporcional para altas frequências (50kHz).

Durante o intervalo de tempo em que  $T_1$  se mantém bloqueado, a corrente  $I_{R1}$  é multiplicada pelo ganho de  $T_2$  e  $C$  se carrega rapidamente.

Para o dimensionamento do circuito são empregadas as seguintes relações:

$$\frac{N_2}{N_3} = \frac{I_C}{I_B} = \beta_F \quad (6.16)$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_C - 1}{V_2} \quad (6.17)$$

$V_2$  - tensão reversa  $V_{BE}$ .

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} I_1 = \frac{N_1 (V_C - 1)}{N_2 R_1} \quad (6.18)$$

$I_2$  - corrente inicial de base do transistor  $T_P$ .

O capacitor  $C$  deve ser dimensionado para suprir a energia de bloqueio de  $T_P$ , para o pior caso, ou seja, aquele em que  $T_P$  se mantém bloqueado por mais tempo.

$$W = \frac{1}{2} C (V_C - 1)^2 = (V_C - 1) I_{1off} t_{off} \quad (6.19)$$

Assim:

$$C_1 = \frac{2 I_{1off} t_{off}}{V_C - 1} \quad (6.20)$$

$t_{off}$  - tempo máximo durante o qual  $T_P$  permanece bloqueado.

$I_{1off}$  - corrente inicial no primário do transformador para garantir o bloqueio de  $T_P$ .

$$N_1 I_{1off} = N_3 I_{C2} + N_2 I_{B2} + N_1 I_1 \quad (6.21)$$

$$I_1 = \frac{V_C - 1}{R_1} \quad (6.22)$$

$I_{C2}$  - corrente no transistor no instante do bloqueio.

$I_{B2}$  - corrente de base no instante do bloqueio.

$$I_{B2} = I_{C2} \frac{N_3}{N_2} \quad (6.23)$$

$$N_1 I_{1off} = N_3 I_{C2} + N_3 I_{C2} + N_1 I_1$$

$$I_{1off} = \frac{N_3}{N_1} 2I_{C2} + I_1 \quad (6.24)$$

Exemplo de cálculo:

$$I_{C2} = 2A \quad V_C = 10V$$

$$\beta_F = 5 \rightarrow I_{B2} = 0,4A$$

$$\frac{N_2}{N_3} = \frac{2}{0,4} = \beta_F = 5$$

$$V_2 = 5V$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_C - 1}{V_2} = \frac{9}{5} = 1,8$$

$$R_1 = \frac{N_1 (V_C - 1)}{N_2 I_{B2}} = \frac{1,8(10 - 1)}{0,4}$$

$$\boxed{R_1 = 40,5\Omega} \quad \therefore I_1 = \frac{V_C - 1}{R_1} = \frac{9}{40,5} = 0,222A$$

$$\boxed{I_1 = 0,222A} \quad \frac{N_3}{N_2} = \frac{1}{5} \therefore \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{1,8} \therefore \frac{N_3}{N_2} \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{9} \frac{N_3}{N_1} = 0,11$$

$$I_{1off} = 0,11 \cdot 2 \cdot 2 + 0,222$$

$$I_{1off} = 0,662A$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot 0,662 \cdot t_{off}}{(V_C - 1)}$$

$f = 50kHz$  (frequência de operação).

$$T = \frac{1}{f} = 20\mu s$$

Seja um conversor *Flyback*.

$$t_{off} = T(1 - D_{min})$$

$$\text{Seja } D_{min} = 0,1$$

$$t_{off} = 20 \cdot 0,9 = 18\mu s$$



$$C_1 = \frac{2 \cdot 0,662 \cdot 18\mu}{9} \approx 2,65\mu F$$

$C_1$  deve se carregar enquanto  $T_P$  conduz.

$$T_1 = \frac{R_1 C}{H_{fe}} \text{ - tempo de recarga de } C.$$

$H_{fe}$  - ganho do transistor  $T_2$ .

$$T_C = D_{\min} T = 0,1 \cdot 20\mu = 2\mu s$$

$$H_{fe} = \frac{R_1 C}{T_C} = \frac{40,5 \cdot 2,65\mu}{2\mu} \approx 53,6$$

Desse modo pode-se escolher  $T_2$ .

Sugere-se tomar  $N_3 = I_{esp}$ . Assim, no exemplo dado,

$$N_2 = 5 N_3 = 5 \text{ espiras}$$

$$N_1 = 1,8 N_2 = 9 \text{ espiras}$$

Seja o caso em que a corrente de coletor seja muito baixa (operação com carga mínima). Assim a corrente de desmagnetização não deve se anular antes da ordem de bloqueio, pois provocaria um mau funcionamento da fonte. Seja a corrente de desmagnetização representada na Fig. 6.10.

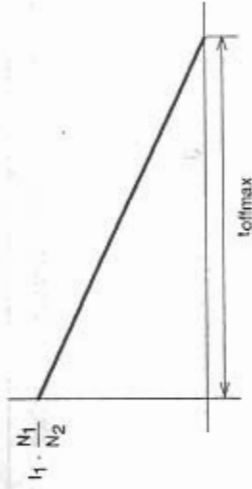


Fig. 6.10: Corrente de desmagnetização.

$$t_{off} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \quad (6.25)$$

Portanto deve ser satisfeita a seguinte relação:

$$\frac{1}{2f} V_{BE} \frac{N_1}{N_2} = B_{\max} A_e N_1 \quad (6.26)$$

Assim:

$$A_e = \frac{1}{2f} V_{BE} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{B_{\max} N_1} \quad (6.27)$$

Desse modo pode-se selecionar o núcleo de ferrite para o transformador.

No exemplo numérico dado:

$$A_e = \frac{1}{2,50 \cdot 10^3} 1 \cdot 1,8 \frac{1}{0,25 \cdot 9} = 8,0 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$\text{onde } B_{\max} = 0,25 \text{ T} \therefore A_e = 8,0 \text{ mm}^2$$

Tomando o núcleo toroidal de menor tamanho:

$$D = 10\text{mm}$$

$$d = 5\text{mm}$$

$$h = 6,5\text{mm} \therefore A_e = \frac{10^{-5}}{2} 6,5 = 16,25\text{mm}^2$$

Desse modo ele será adotado por ser o menor. Assim:

$$B = \frac{1}{2F} V_{BE} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{A_e N_1}$$

$$B = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} 1,8 \frac{10^6}{9 \cdot 16,25} = 0,123\text{T} = 1230\text{G}$$

O passo seguinte é a verificação do comprimento do núcleo.  
Seja a relação:

$$N_1 I_1 = H l_e \therefore H = \frac{N_1 I_1}{l_e} \quad \text{No exemplo dado:}$$

$$H = \frac{9 \cdot 0,222}{23 \cdot 10^{-3}} \approx 86 \text{ A/m} = 1,08\text{Oe}$$

Entrando-se na curva B x H obtém-se  $B = 2500\text{Gauss} = 0,25\text{T}$ .

### c) Exemplo de emprego de comando de base proporcional isolado

Seja o circuito representado na Fig. 6.11.

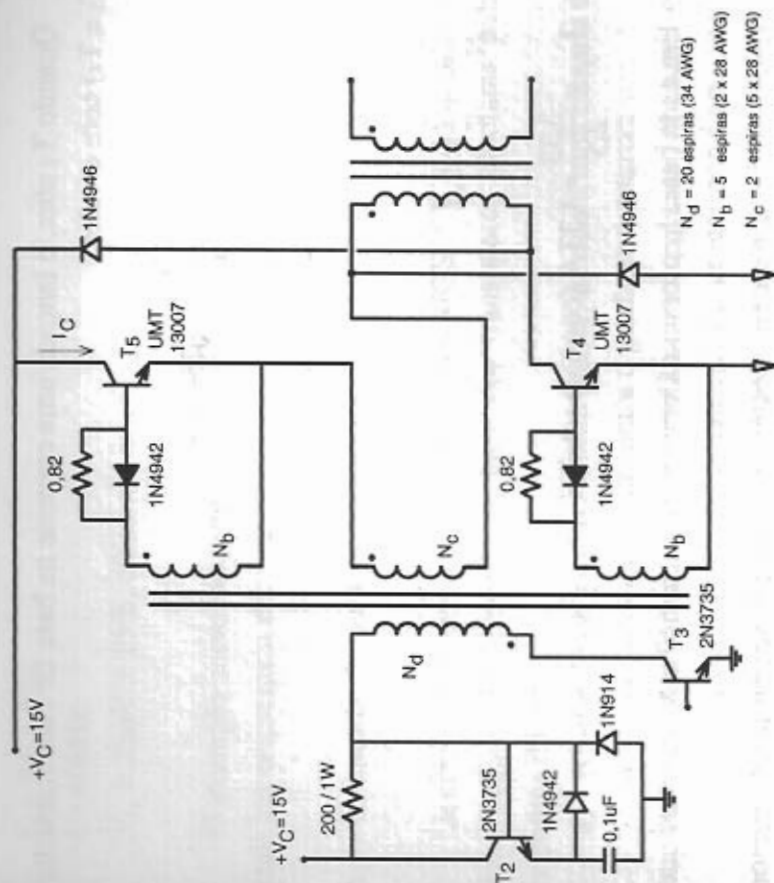


Fig. 6.11: Circuito de comando de base isolado proporcional.

$$N_d = 20 \text{ espiras (34 AWG)}$$

$$N_b = 05 \text{ espiras (2 x 28 AWG)}$$

$$N_c = 02 \text{ espiras (5 x 28 AWG)}$$

Quando  $T_3$  conduz:

$$I_d = \frac{V_c - 1}{200} \approx 70 \text{ mA.}$$

Quando  $T_3$  abre, é lançada uma corrente na base de cada transistor ( $T_5$  e  $T_4$ ) com o valor:

$$I_B = \frac{N_d I_d}{N_b} = \frac{20 \cdot 70\text{m}}{5} = 280\text{ mA.}$$

A corrente de coletor alcança 3,33A.

Assim:

$$\frac{N_b}{N_c} = \frac{5}{2} = 2,5$$

$$I_{B_T} = \frac{3,33}{2,5} = 1,33\text{ A (corrente total)}$$

Em cada base,  $I_c$  propiciará uma corrente de 667mA adicional que se adiciona à corrente magnetizante.

Enquanto  $T_3$  se mantém bloqueado, C se carrega no tempo menor que 1 $\mu$ s. Quando  $T_3$  é fechado, C provoca a extração de 1,5A de base em cada transistor, provocando o bloqueio em 1 $\mu$ s.

$T_{R1}$  tem uma indutância de magnetização no lado primário igual a 0,7mH, foi projetada para saturar com uma corrente de 75mA e emprega um núcleo de ferrite do tipo *Pot Core*.

O comando descrito foi empregado numa fonte do tipo *Forward* a dois transistores com as seguintes especificações:

$$P = 250\text{W}$$

$$V_{\text{out}} = 5\text{V}$$

$$I_o = 5\text{A à } 50\text{A}$$

$$f = 40\text{kHz}$$

$$V_{in} = 230\text{V} \pm 15\%, 60\text{Hz.}$$

O exemplo serve também para ilustrar como o circuito discutido pode ser empregado para comandar dois transistores simultaneamente.

#### 6.4 - Comando de Gatilho do Mosfet

Os circuitos de comando de gatilho dos MOSFET'S distinguem-se dos circuitos de comando de base dos transistores bipolares pelas seguintes razões:

- A corrente de gatilho é muito menor, devido a uma camada de óxido de silício, isolante, entre o gatilho e o *source*;
- Não há necessidade de polarização reversa de base ou extração de corrente de base;
- Os tempos de comutação dependem praticamente apenas da velocidade com que os capacitores de gatilho são carregados ou descarregados.

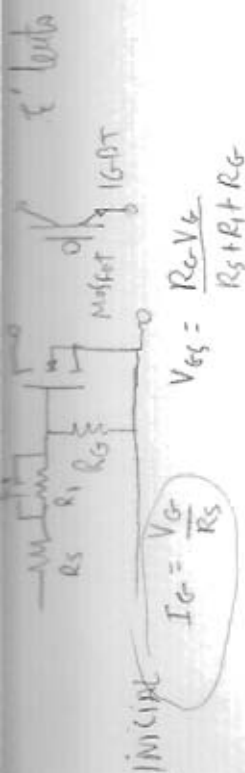
$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (6.27)$$

$C_{GS}$  - Capacitância Gatilho-Source.

$C_{GD}$  - Capacitância Gatilho-Dreno.

$C_{iss}$  - Capacitância de entrada.

Normalmente  $C_{GS} \gg C_{GD}$ , portanto:



$$I_G = \frac{V_G}{R_S}$$

$$V_{GS} = \frac{R_G \cdot V_G}{R_S + R_G + R_G}$$

Permanente

$$C_{iss} = C_{GS}$$

(6.28)

Seja o circuito apresentado na Fig. 6.12.

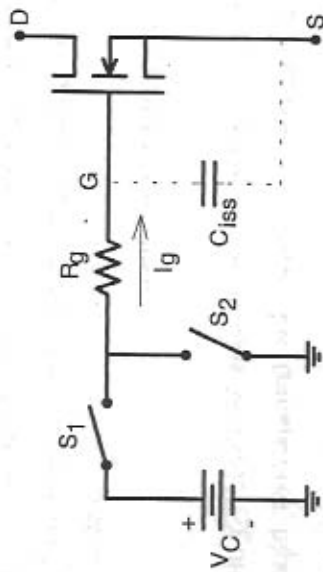


Fig. 6.12: Circuito de gatilho de um Mosfet.

Seja  $C_{iss} = 700\text{pF}$   
 $V_G = 12\text{V}$

Deseja-se levar  $V_{GS}$  a  $12\text{V}$  num tempo de  $40\text{ns}$ .

Será necessário um pulso de corrente  $I_g$  dado pela relação:

$$I_g = C_{iss} \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

(6.29)

Assim:

$$I_g = \frac{700 \cdot 10^{-12} \cdot 12}{40 \cdot 10^{-9}} = 0,21\text{A}$$

O mesmo pulso de corrente é extraído quando  $S_1$  é aberto e  $S_2$  é fechado para bloquear o MOSFET.

O tempo  $t_f$  (fall time) ou  $t_r$  (rise time) do MOSFET pode ser obtido com boa aproximação pela relação 6.30.

$$t_f = t_r = 2,2 R_g C_{iss} \quad (6.30)$$

Desse modo os tempos de comutação podem ser definidos pelo projetista, através do valor de  $R_g$ .

No exemplo dado, seja:

$$t_f = t_r = 40\text{ns} = 40 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

Assim:

$$R_g = \frac{t_f}{2,2 C_{iss}} = \frac{40 \cdot 10^{-9}}{2,2 \cdot 700 \cdot 10^{-12}}$$

$$R_g \approx 25\Omega$$

## 6.5 - Circuitos de comandos não-isolados

Existe uma grande quantidade de opções para o engenheiro no momento de escolher um circuito de comando.

Os exemplos aqui oferecidos são os mais conhecidos.

Na Fig. 6.13 está representado um circuito muito difundido.

$D_1$  - rápido  
 $D_2$  - comum  
 $G$  - Gate  
 $D$  - Drain  
 $S$  - Source  
 $R_1, R_2, R_3, R_4$  - resistores  
 $T_1, T_2, T_3$  - transistores  
 $V_{CC}$  - tensão de alimentação  
 $V_{GS}$  - tensão de porta  
 $V_{DS}$  - tensão de dreno  
 $V_{CE}$  - tensão de coletor  
 $V_{BE}$  - tensão de base  
 $V_{BC}$  - tensão de base-coletor  
 $V_{CB}$  - tensão de coletor-base  
 $V_{DB}$  - tensão de dreno-base  
 $V_{SB}$  - tensão de fonte-base  
 $V_{SD}$  - tensão de fonte-dreno  
 $V_{DD}$  - tensão de alimentação para MOSFETs  
 $V_{SS}$  - tensão de referência para MOSFETs

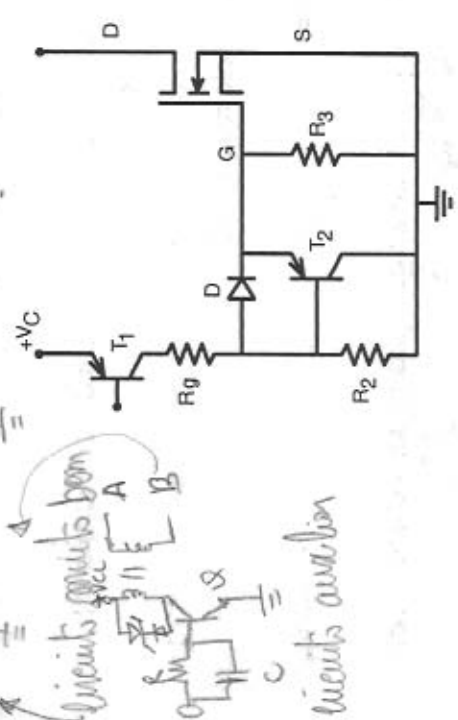
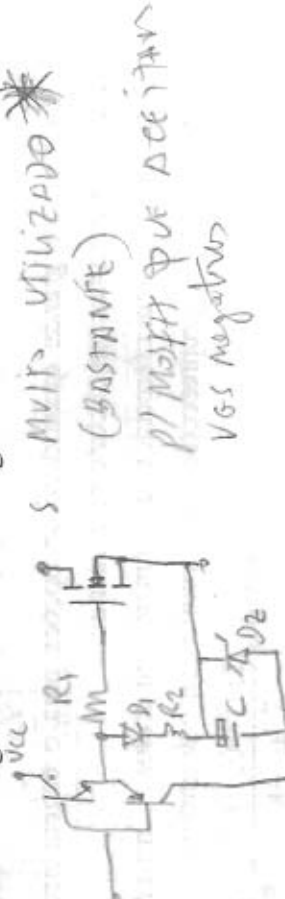


Fig. 6.13: Circuito de comando de gatilho não-isolado.

$D = 1N914$      $R_2 = 4,8k\Omega$      $R_g = 50\Omega$   
 $T_2 = MPS 2907$      $R_3 = 10 k\Omega$

Quando  $T_1$  é fechado, D se polariza diretamente e mantém  $T_2$  bloqueado, enquanto  $T_p$  conduz. Quando  $T_1$  é bloqueado, o capacitor  $C_{iss}$  coloca  $T_2$  em condução, assegurando um rápido bloqueio do MOSFET.

Na Fig. 6.14 está representado um circuito de comando de gatilho, a partir do estágio de saída de um integrado TTL.



$D_1$  - rápido  
 $D_2$  - comum  
 $G$  - Gate  
 $D$  - Drain  
 $S$  - Source  
 $R_1, R_2, R_3, R_4$  - resistores  
 $T_1, T_2, T_3$  - transistores  
 $V_{CC}$  - tensão de alimentação  
 $V_{GS}$  - tensão de porta  
 $V_{DS}$  - tensão de dreno  
 $V_{CE}$  - tensão de coletor  
 $V_{BE}$  - tensão de base  
 $V_{BC}$  - tensão de base-coletor  
 $V_{CB}$  - tensão de coletor-base  
 $V_{DB}$  - tensão de dreno-base  
 $V_{SB}$  - tensão de fonte-base  
 $V_{SD}$  - tensão de fonte-dreno  
 $V_{DD}$  - tensão de alimentação para MOSFETs  
 $V_{SS}$  - tensão de referência para MOSFETs

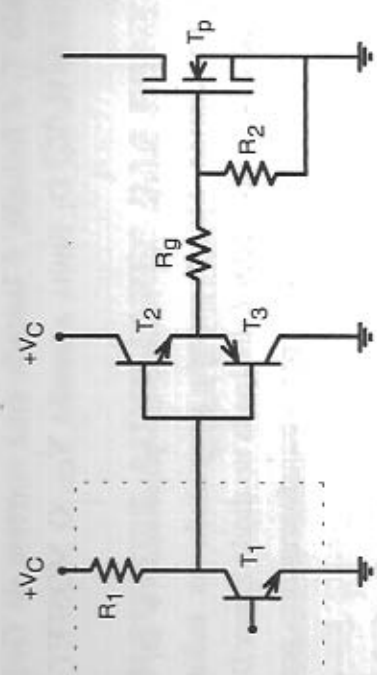


Fig. 6.14: Circuito de comando de gatilho.

## 6.6 - Circuitos de comandos de Gatilho isolados

Um exemplo de circuito isolado está representado na Fig. 6.15.

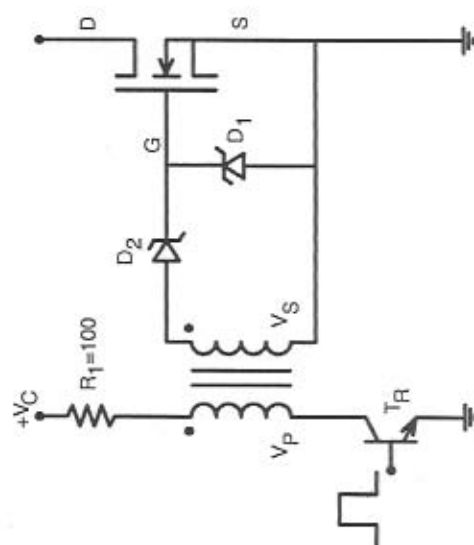


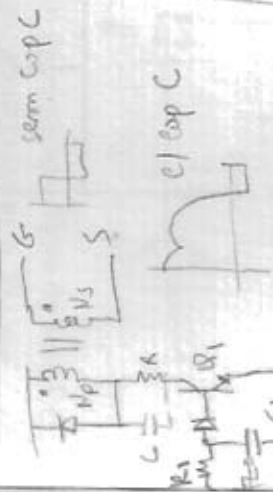
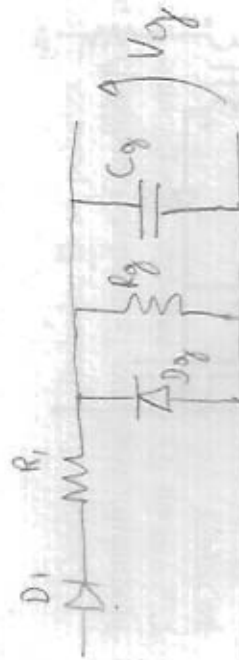
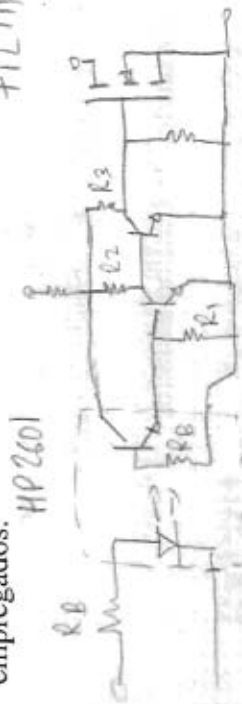
Fig. 6.15: Circuito de Gatilho isolado.



Quando  $T_1$  é fechado, é lançada uma corrente de Gatilho, cujo valor depende de  $R_1$ .  $D_1$  limita a tensão  $V_{GS}$ . O MOSFET entra em condução.

Quando  $T_1$  é aberto,  $V_S$  inverte de polaridade e  $D_1$  entra em condução no sentido SG; a energia acumulada na indutância de magnetização do transformador é dissipada no diodo Zener  $D_2$ .

Outros circuitos isolados por transformador podem ser empregados.



MVPS utilizada

## CAPÍTULO 7

### CIRCUITOS AUXILIARES DAS FONTES CHAVEADAS

#### 7.1 - A questão do isolamento

Uma fonte chaveada que alimenta um equipamento eletrônico a partir da rede possui duas funções básicas:

- Propiciar à carga uma tensão (ou várias) que satisfaça determinadas especificações.
- Propiciar o isolamento de blocos mostrados nas Figs. 7.1 e 7.2.

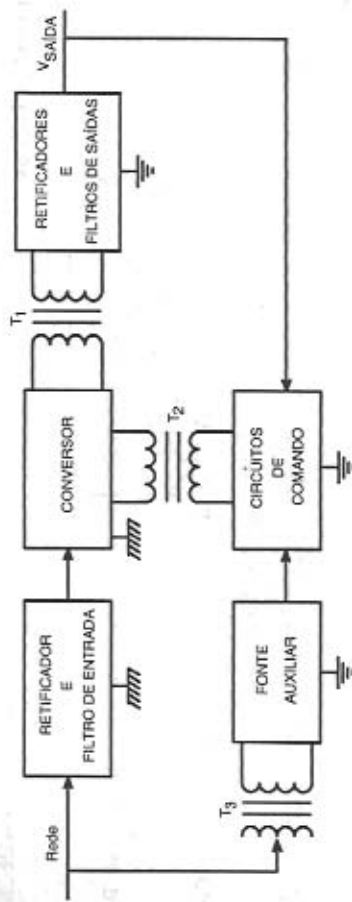


Fig. 7.1: Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.

Observando a Fig. 7.1 constata-se a existência de duas massas: