

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FONTE DE CORRENTE DE 200A A TRANSISTOR PARA PRO-  
CESSO DE SOLDAGEM TIG PULSADO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE DE ENGENHARIA

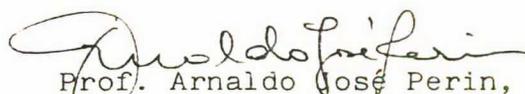
HUMBERTO PINHEIRO

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1987

FONTE DE CORRENTE DE 200A A TRANSISTOR PARA PRO-  
CESSO DE SOLDAGEM TIG PULSADO

HUMBERTO PINHEIRO

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.  
ORIENTADOR

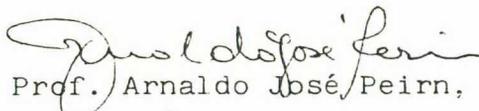


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
CO-ORIENTADOR

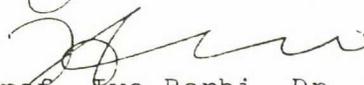


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.  
Coordenador do Curso de Pós Graduação em  
Engenharia Elétrica

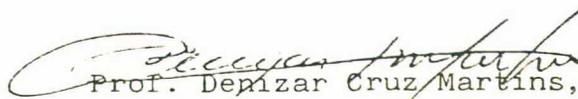
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Jair Carlos Dutra, M.Sc.

À minha esposa  
e minha filha.

## AGREDECIMENTOS

Ao professor Arnaldo José Perin, pela orientação e dedicação demonstradas ao longo deste trabalho.

Aos professores Ivo Barbi, Jair Carlos Dutra e Denizar Cruz Martins que constituíram a banca examinadora deste trabalho.

Aos colegas e amigos que participaram direta ou in diretamente para a realização deste trabalho.

## SUMÁRIO

RESUMO	vii
ABSTRACT	viii
SIMBOLOGIA	ix
INTRODUÇÃO .....	01
CAPÍTULO I - PROCESSO DE SOLDAGEM TIG PULSADO	
1.1 - Introdução .....	02
1.2 - Características do Processo TIG Pulsado .....	02
1.3 - Aplicações do Processo TIG Pulsado .....	05
1.4 - Fontes de Energia Utilizadas no Processo TIG Pulsado ....	05
1.5 - Conclusão .....	07
CAPÍTULO II - PULSADOR A TRANSISTOR DE POTÊNCIA	
2.1 - Introdução .....	09
2.2 - Princípio de Funcionamento de um Pulsador Transisto- rizado Utilizado em uma Fonte de Corrente .....	09
2.3 - Limitações Físicas Associadas ao Pulsador Transisto- rizado .....	14
2.3.1 - Potência média dissipada sobre o transistor .....	14
2.3.2 - Potência instantânea e área de segurança .....	15
2.3.3 - Comutação do diodo de roda livre ao bloqueio ....	17
2.4 - Influências das Indutâncias Parasitas Associadas ao Circuito do Pulsador .....	18
2.5 - Conclusão .....	19
CAPÍTULO III - INTERRUPTOR TRANSISTORIZADO DE 200A	
3.1 - Introdução .....	21
3.2 - Configuração "Darlington" em Paralelo .....	21
3.3 - Desequilíbrio das Correntes de Coletor .....	23
3.3.1 - Desequilíbrio em Condução .....	23
3.3.2 - Desequilíbrio em Comutação .....	27

3.4 - Circuito de Ajuda a Comutação .....	29
3.5 - Comando de Base .....	33
3.5.1 - Determinação das solicitações máximas .....	34
3.5.2 - Tempos mínimos de condução e de bloqueio .....	37
3.5.3 - Proteções contra defeito .....	37
3.5.4 - Circuito de comando de base .....	40
3.6 - Conclusão .....	46
CAPÍTULO IV - FONTES DE CORRENTE PARA O PROCESSO TIG PULSADO	
4.1 - Introdução .....	48
4.2 - Diagrama de Blocos de uma Fonte para o Processo TIG Pulsado .....	49
4.3 - Sensor de Corrente Isolado .....	50
4.3.1 - Introdução .....	50
4.3.2 - Princípio de funcionamento .....	52
4.4 - Circuito de Controle .....	61
4.4.1 - Introdução .....	61
4.4.2 - Malha de realimentação de corrente .....	61
4.4.3 - Circuito de controle do processo .....	63
4.5 - Circuito de Controle da Válvula Solenóide .....	65
4.6 - Circuito Gerador da Corrente de Referência .....	66
4.6.1 - Gerador de onda de frequência variável .....	67
4.6.2 - Circuito Gerador da onda de razão cíclica variável .....	69
4.6.3 - Circuito para variar a amplitude da corrente de referência de pico e de base .....	71
4.7 - Circuito de Ignição .....	71
4.8 - Conclusão .....	75
CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	
5.1 - Introdução .....	77
5.2 - Ensaio com Carga Resistiva .....	77
5.3 - Ensaio com Arco .....	81
5.4 - Conclusão .....	83
CONCLUSÃO GERAL .....	85
APÊNDICES .....	86
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	102

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma forma de implementação de uma máquina de solda usada no processo TIG Pulsado.

Em primeiro lugar é apresentada uma abordagem genérica sobre o processo TIG.

Uma análise do conversor utilizado é usada para a obtenção do dimensionamento deste. Posteriormente, é apresentado um estudo da chave transistorizada usada no conversor e os circuitos auxiliares que envolvem a operação da máquina de solda. Finalmente, são apresentados os resultados obtidos com o sistema proposto.

**ABSTRACT**

This work presents a form of implementation of a welding machine used in the Pulsed Current Tungsten arc welding process.

At first, is presented a generic point of view about the TIG process.

An analysis of the converter work is used to reach the design of it. Afterwards, is presented a study of the transistor swithing used in the converter and of the auxiliari circuits that cover the operation of the welding machine.

Finally, are presented the results obtained with the proposed system.

## SIMBOLOGIA

$i_M$	- Amplitude máxima da corrente de arco devido a ondulação do comando.
$i_m$	- Amplitude mínima da corrente de arco devido a ondulação do comando.
$I_p$	- Amplitude da corrente de arco de pico.
$I_b$	- Amplitude da corrente de arco de base.
$T_p$	- Tempo de permanência da corrente de arco de pico.
$T_b$	- Tempo de permanência da corrente de arco de base.
$F$	- Freqüência da corrente de arco.
$\mathcal{L}$	- Razão cíclica da corrente de arco.
$E$	- Fonte de tensão contínua.
$D_{RL}$	- Diodo de roda livre.
$L_f$	- Indutor do filtro de corrente.
$R_a$	- Resistência associada a característica estática do arco.
$E_a$	- Tensão associada a característica estática do arco.
$v_a$	- Tensão instantânea do arco.
$v_{ref}$	- Corrente de arco referência.
$i_a$	- Corrente de arco.
$\Delta I$	- Amplitude da ondulação da corrente de arco.
$t_a$	- Tempo em que o interruptor "TP" permanece aberto.
$t_f$	- Tempo em que o interruptor "TP" permanece fechado.
$T$	- Período de chaveamento do interruptor "TP".
$t_{amin}$	- Tempo mínimo de bloqueio do interruptor "TP".
$T_{amin}$	- Tempo mínimo de fechamento do interruptor "TP".
$L_n$	- Indutor do circuito de bloqueio de $T_p$ .
$t_{on}$	- Tempo de duração da comutação do disparo.
$t_{off}$	- Tempo de duração da comutação do bloqueio.

- tri - Tempo de subida da corrente de coletor durante a comutação do disparo.
- tfv - Tempo de descida da tensão coletor emissor do transistor durante a comutação do disparo.
- trv - Tempo de subida da tensão coletor emissor do transistor durante a comutação do bloqueio.
- tfi - Tempo de descida da corrente de coletor durante a comutação ao bloqueio.
- ts - Tempo de estocagem.
- $\frac{di(t)}{dt}$  - Taxa de decrescimento da corrente no diodo de roda livre durante a entrada em condução de "TP".
- lp - Indutância parasita.
- RB - Resistência de equalização da corrente de base.
- $\beta$  - Ganho forçado do transistor.
- $\phi_{be}$  - Queda associada a barreira de potência da junção base emissor.
- Rbe - Resistência associada a junção base emissor.
- iB1 - Corrente de base direta.
- iB2 - Corrente de base inversa.
- Dd - Diodo do circuito de ajuda a comutação ao disparo.
- Rd - Resistor do circuito de ajuda a comutação ao disparo.
- Db - Diodo do circuito de ajuda a comutação ao bloqueio.
- Rb - Resistor do circuito de ajuda a comutação ao bloqueio.
- Cb - Capacitor do circuito de ajuda a comutação ao bloqueio.
- ld - Indutor do circuito de ajuda a comutação ao disparo.
- Tp - Transistor de potência.
- lp - Indutância parasita associada a fonte E
- ICM - Corrente máxima de operação.
- n - Número de pulsos a serem contados no circuito gerador de razão cíclica variável.

## INTRODUÇÃO

A soldagem encontra-se dentro dos mais baratos e versáteis meios de realizar a união entre dois metais, tendo um campo de aplicação praticamente irrestrito.

Para o domínio da tecnologia de soldagem são necessários conhecimentos de Metalurgia, Química, Física, Eletrônica, Eltrônica de Potência e outros campos.

O LAMEP e LABSOLDA, ambos da UFSC, vêm desenvolvendo pesquisas em conjunto visando o desenvolvimento de fontes de energia para aplicação em processo de soldagem, como por exemplo no processo TIG e MIG.

Este trabalho trata do desenvolvimento de uma fonte de corrente pulsada transistorizada para ser utilizada no ensino e na pesquisa do processo de soldagem TIG Pulsado junto ao LABSOLDA.

## CAPÍTULO I

### PROCESSO DE SOLDAGEM TIG PULSADO

#### 1.1- Introdução

Neste capítulo será abordado o processo de soldagem TIG pulsado, suas particularidades e aplicações, com a finalidade de elucidar as principais características de uma fonte de energia utilizada em tal processo.

#### 1.2- Características do Processo TIG Pulsado

TIG é uma abreviatura cujas letras significam Tungstênio Inerte Gás, que por sua vez caracteriza um processo de soldagem. Este processo utiliza um eletrodo não consumível de tungstênio e um fluxo de gás inerte que o envolve. Geralmente, este gás é constituído de argônio, hélio ou uma mistura destes, e tem a finalidade de proteger o próprio eletrodo de tungstênio e o metal de solda contra a oxidação no momento em que está sendo realizada a solda, já que estes encontram-se em uma temperatura elevada.

No processo TIG as fontes de energia se caracterizam como fontes de corrente. No processo TIG Pulsado o arco permanece constantemente aceso, mas a corrente de arco varia entre dois níveis, um alto e um baixo, proporcionando, desta forma, uma transferência

intermitente de calor para a peça que está sendo soldada. Enquanto a corrente de arco encontra-se no nível alto, a peça é soldada, e o cordão de solda é formado, sendo obtido, neste período, um alto grau de penetração de calor, caracterizando, desta forma, o período de trabalho propriamente dito do arco. Por outro lado, quando a corrente encontra-se no nível baixo, há uma pequena transferência de calor, possibilitando que o cordão de solda se resfrie dissipando calor para o resto da peça. Geralmente, esse nível é o menor valor de corrente que possibilita que o arco permaneça estavelmente aceso.

A forma de onda da corrente do arco geralmente utilizada no processo TIG pulsado é mostrado na figura 1.1. Quanto a tensão do arco, esta é uma função do diâmetro do eletrodo, comprimento do arco, do ângulo de inclinação da ponteira, do gás de proteção e da corrente que está sendo imposta.

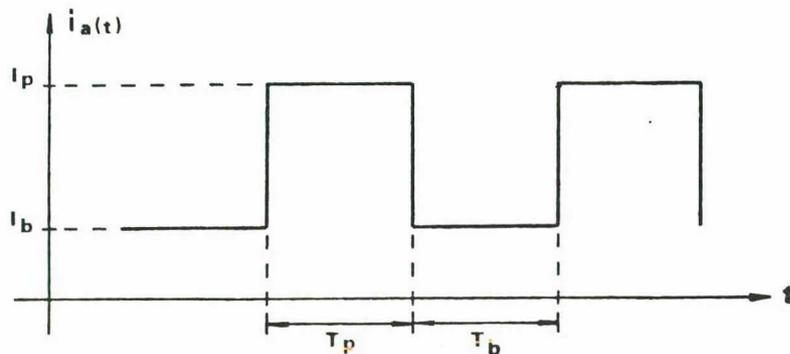


Fig. 1.1. Forma de onda da Corrente de Arco no Processo TIG Pulsado.

Da forma de onda da corrente de arco apresentada na figura 1.1, é possível distinguir quatro parâmetros fundamentais no processo TIG Pulsado, que são:

- $I_p$  - Corrente de pulso.
- $I_b$  - Corrente de base.
- $T_p$  - Tempo de permanência da corrente de pulso.
- $T_b$  - Tempo de permanência da corrente de base.

Os parâmetros  $T_p$  e  $T_b$  podem, também, ser expressos através da frequência e da razão cíclica da onda de corrente de arco, sendo esses dois últimos, algumas vezes preferidos. A razão cíclica e a frequência são expressas em função de  $T_p$  e  $T_b$  nas equações 1.1 e 1.2.

$$F = 1/(T_p + T_b) \quad (1.1)$$

$$\lambda = T_p/(T_p + T_b) \quad (1.2)$$

Através da variação destes parâmetros, que definem a corrente de arco, é possível obter diferentes características do cordão de solda.

#### - Parâmetros $I_p$ , $I_b$ , $T_b$ e $T_p$

Primeiramente, quanto a amplitude da corrente de pulso, pesquisas tem demonstrado que esta grandeza deve ser selecionada tomando se em consideração a natureza do material em que será realizado a solda, ou seja, este parâmetro está diretamente relacionado com a condutividade térmica do material a ser soldado [1].

A duração da corrente de pico tem uma relação direta com o grau de penetração de calor [5]. Por outro lado, a amplitude da corrente de base, tem como particularidade, ser um parâmetro pouco crítico, e como já foi citado, deve ser regulado a um nível mínimo, somente o necessário para manter o arco aceso.

A duração da corrente de base deve ser suficientemente longa para permitir que o cordão de solda atinja uma temperatura abaixo de seu ponto de liquefação, dissipando calor para o resto da peça.

Através da correta seleção destes parâmetros, pode-se minimizar o risco de gotejar o material por entre as chapas, devido à

formação da poça líquida, ultrapassando, desta forma, o compromisso mais crítico do processo TIG convencional, que é a quantidade de calor transferido à peça, com a penetração desejada.

### 1.3- Aplicações do Processo TIG Pulsado

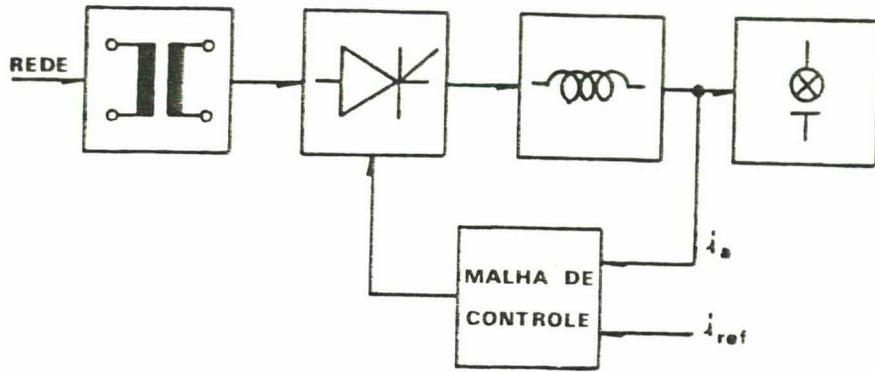
O processo TIG pulsado encontra o seu maior campo de aplicação na soldagem de aço, cobre, níquel e ligas resistentes ao calor, onde a relação penetração/largura deva ser controlada, principalmente em processos de soldagens automáticos.

Através da utilização de correntes pulsadas de curta duração, pode-se conseguir arcos com grande capacidade de penetração, possibilitando dessa forma, a realização de soldagens em diferentes posições, por exemplo, na soldagem de tubos de grandes diâmetros que não podem ser rotacionados. Neste caso, a soldagem pode ser realizada sem a necessidade de alteração dos parâmetros nas várias posições [1].

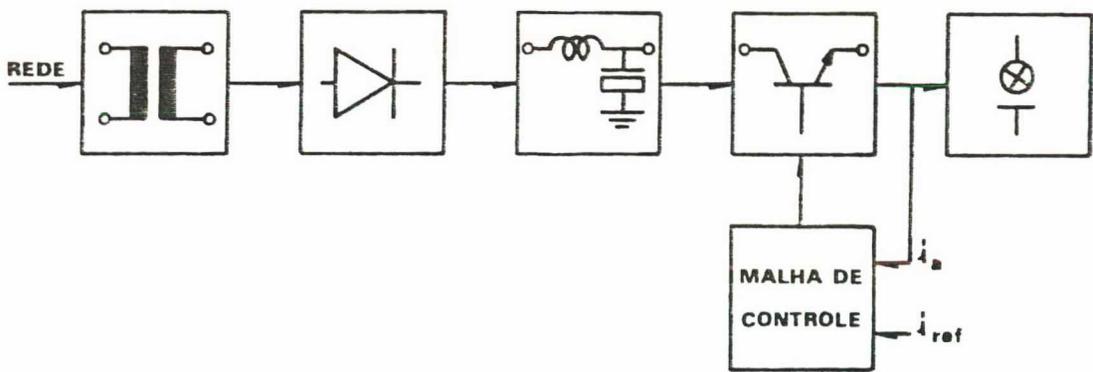
### 1.4- Fontes de Energia Utilizadas no Processo TIG Pulsado

A energia elétrica geralmente é disponível sob a forma de fonte de tensão alternada de 60 Hz. Para obtenção da forma de onda apresentada na figura 1.1, faz-se necessário a transformação dessa energia, ou seja, é necessário o uso de um conversor.

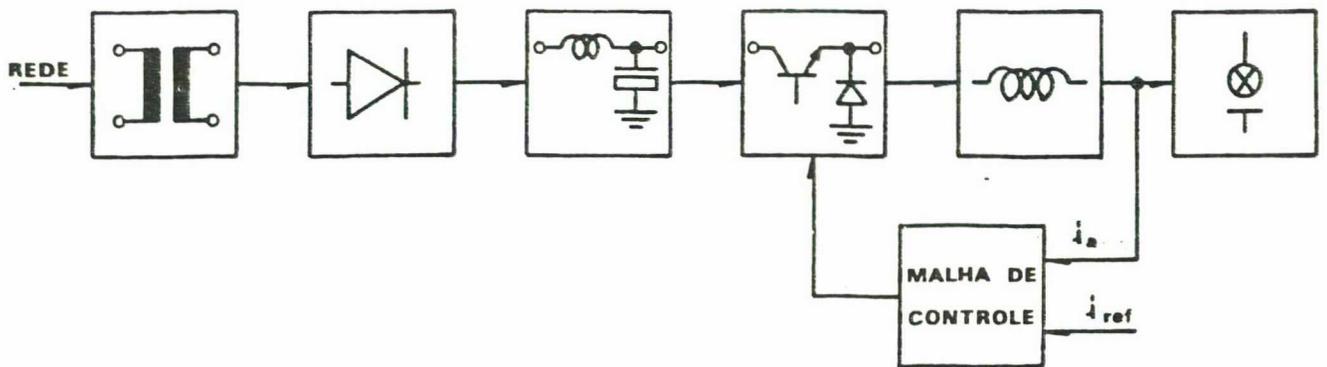
Neste estudo ater-se-á aos conversores que utilizam semi-condutores, ou seja, conversores estáticos. Na figura 1.2 apresenta-se os diagramas de bloco de algumas estruturas que possibilitam tal conversão.



(a)



(b)



(c)

Fig. 1.2 - Diagramas de bloco usados em processos de soldagem TIG. a) Fonte de corrente pulsada, utilizando um retificador controlado [3]. b) Fonte de corrente pulsada, utilizando regulador série como transistores operando na região linear [4]. c) Fonte de corrente pulsada, utilizando um pulsador transistorizado [14].

A fonte de energia que utiliza uma fonte retificadora controlada fig. 1.2.a se caracteriza por apresentar um conteúdo harmônico elevado na corrente de arco, sendo que esta desvantagem vai sendo ultrapassada a medida que se aumenta o número de pulsos do retificador. Por outro lado, a estrutura que utiliza regulação série transistorizada, caracteriza-se por um baixo conteúdo harmônico na forma de onda de corrente, mas apresenta como desvantagem a utilização de um elevado volume de semicondutores, além de ser fortemente dissipativa, devido ao fato dos transistores operarem na região linear.

Uma estrutura alternativa é a apresentada na figura 1.2.c onde são utilizadas chaves transistorizadas. Neste caso a medida que a frequência de operação torna-se maior, tem-se um menor volume no indutor e um menor conteúdo harmônico, apresentando, em contrapartida, um aumento nas perdas. Logo, neste caso, pode-se criar um compromisso, desempenho versus perdas.

### 1.5- Conclusão

No processo TIG pulsado a fonte de energia deve ter uma característica de fonte de corrente, onde os seus parâmetros  $I_b$ ,  $I_p$ ,  $T_b$  e  $T_p$  ou  $I_b$ ,  $I_p$ ,  $\mathcal{R}$ ,  $F$  possam ser selecionados.

Das três configurações apresentadas para a realização da fonte de energia, a que apresenta maior versatilidade, do ponto de

vista desempenho versus perdas, é a que utiliza um pulsador transistorizado.

## CAPÍTULO II

### PULSADOR A TRANSISTOR DE POTÊNCIA

#### 2.1- Introdução

Neste capítulo será abordado o princípio de funcionamento e as equações características de uma fonte de corrente, obtida a partir de um pulsador transistorizado.

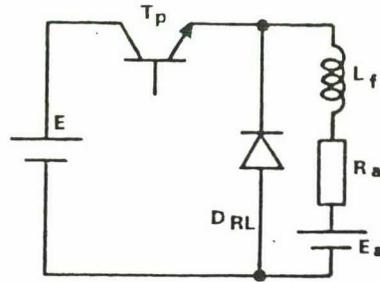
Serão apresentadas as limitações dos transistores e do diodo de roda livre quando utilizados em um pulsador, esclarecendo os possíveis problemas que venham surgir na implementação deste circuito.

#### 2.2- Princípio de Funcionamento de um Pulsador Transistorizado Utilizado como Fonte de Corrente

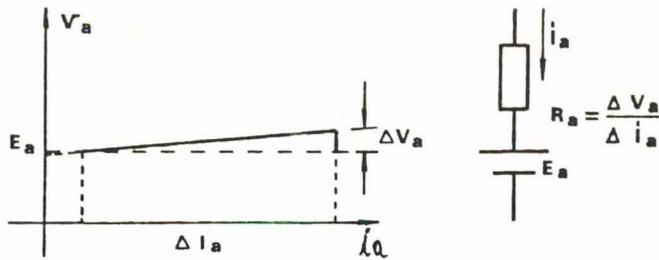
Para o estudo que se segue, o conjunto formado pelo transformador abaixado, retificador e filtro, figura 1.2.c, será considerado uma fonte de tensão constante com impedância de saída nula. O arco será representado por uma fonte de tensão "Ea" em série com uma resistência "Ra", que para uma análise em regime estático de arco, satisfaz do ponto de vista elétrico.

O circuito do pulsador mais o arco é mostrado na figura

2.1.a.



(a)



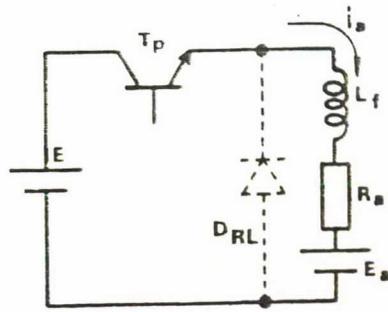
(b)

Fig. 2.1. - a) Circuito de pulsador transistorizado, configurado para operação como fonte de corrente alimentando o arco. b) Característica estática tensão e corrente de arco, e o modelo elétrico representativo [1].

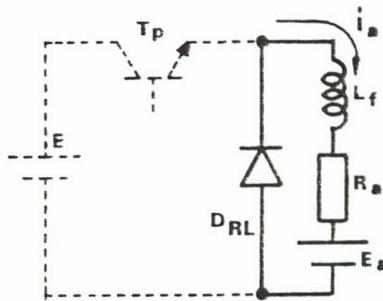
O princípio de funcionamento do pulsador baseia-se na abertura e fechamento do interruptor estático "TP", figura 2.1.a, de tal forma que controle a transferência de energia da fonte "E" para a carga.

Quando o interruptor "TP" encontra-se fechado, transistor saturado, a fonte "E" é conectada à carga ( $L_f$ ,  $R_a$ ,  $E_a$ ). Durante esse intervalo o indutor " $L_f$ " tem duas funções. A primeira é de realizar um estágio tampão de energia entre a fonte de tensão "E" e a tensão " $E_a$ ", e a segunda, de armazenar energia no indutor, para posteriormente transferí-la para o arco. Por outro lado, quando o interruptor "TP" encontra-se aberto, transistor cortado, a fonte "E" está desconectada da carga e o diodo "Drl", normalmente denomi

nado diodo de roda livre, fornece um caminho alternativo para a circulação da corrente. O indutor "L<sub>f</sub>" que armazenou energia quando o interruptor "TP" estava fechado força a circulação de corrente por "DRL" no momento que o interruptor abre. A figura 2.2 mostra as duas seqüências de funcionamento descritas acima.



(a)



(b)

Fig. 2.2 - a) Seqüência de funcionamento com o transistor saturado, corrente de arco em ascensão. b) Seqüência de funcionamento com o transistor cortado, corrente de arco em declínio.

A equação diferencial que traduz o comportamento do circuito apresentado na figura 2.2, é dada por:

$$v_1(t) = E_a + R_a \cdot i_a(t) + L_f \cdot \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2.1)$$

onde:

$$v_1(t) = E \quad \text{para o intervalo onde "TP" encontra-se saturado.}$$

$$v_1(t) = 0 \quad \text{para o intervalo onde "TP" encontra-se aberto.}$$

Desenvolvendo a equação 2.1 obtem-se a equação que traduz a evolução da corrente no intervalo onde "TP" encontra-se fechado.

$$i_a(t) = (i_m - (E - E_a)/R_a) \cdot e^{-\frac{t}{\mathcal{T}}} + (E - E_a)/R_a \quad (2.2)$$

E para o intervalo que "T" encontra-se aberto.

$$i_a(t) = (i_M - E_a/R_a) \cdot e^{-\frac{t}{\mathcal{T}}} - E_a/R_a \quad (2.3)$$

onde  $\mathcal{T} = Lf/R_a$  e  $i_M$  e  $i_m$  são respectivamente a corrente máxima e mínima assumida pela corrente de arco para um dado ponto de operação, como mostra a figura 2.3. Esta figura mostra, também, a forma de onda de tensão no interruptor "TP" e a corrente de arco.

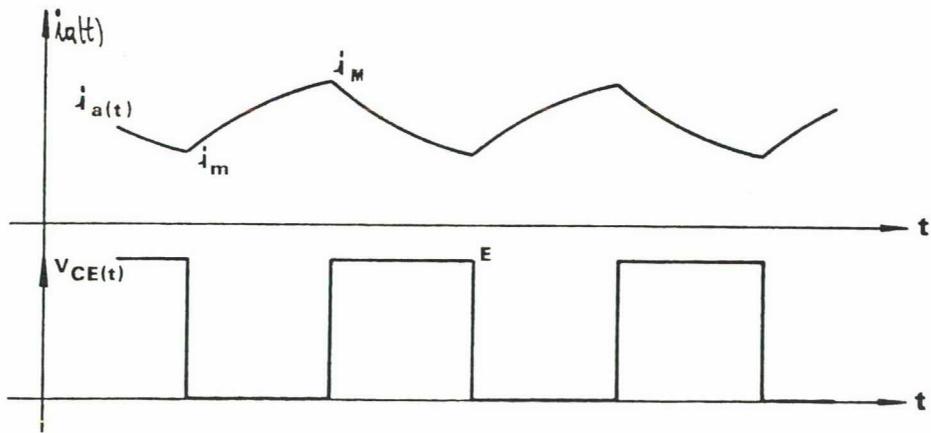


Fig. 2.3 - a) Forma de onda da corrente de arco. b) Forma da onda da tensão sobre Tp. Ambos associados ao circuito da figura 2.2.

Observando-se as formas de onda apresentadas, pode-se concluir, quase que naturalmente, que a modulação que mais se adapta a este tipo de estrutura é a modulação por valores extremos [7]. Neste caso, a corrente de carga é controlada de tal forma que o seu valor instantâneo se encontra entre dois limites, um inferior e outro superior, ambos simétricos em relação a uma referência de corrente como mostra a figura 2.4.

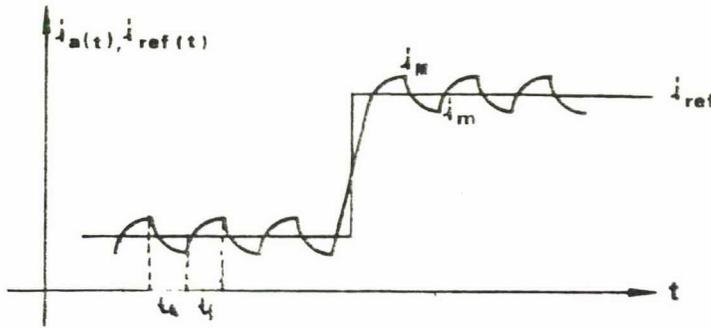


Fig. 2.4 - Forma de onda da corrente de arco utilizando um circuito de Modulação por Valores Extremos de Corrente.

A ondulação da corrente pode ser definida da seguinte forma:

$$\Delta I = i_M - i_m \quad (2.4)$$

Se for imposto um valor de ondulação constante,  $\Delta I = i_M - i_m = \text{const}$ , sendo válido em regime permanente, o interruptor, quando a corrente atinge o limite superior  $I_{ref} + \Delta I/2$ , deve ser aberto, fazendo com que a corrente decresça segundo a equação 2.3. No instante em que a corrente de arco atingir o limite inferior  $I_{ref} - \Delta I/2$  o interruptor deve ser fechado, fazendo com que a corrente cresça até atingir o limite superior, quando novamente o interruptor deve ser aberto.

Deve-se ressaltar que a modulação por valores extremos se caracteriza por operar com frequência e razão cíclica variáveis. Por outro lado, "TP" e o diodo "DRL", possuem limitações físicas que restringem a frequência máxima de operação, bem como os tempos mínimos de bloqueio e de condução.

A frequência máxima de operação pode ser obtida através das equações 2.2, 2.3 e 2.4 considerando  $T \gg L_f/R_a$ , [7].

$$f = E(1-R) \cdot R / (\Delta I \cdot Lf) \quad (2.5)$$

Onde  $E$ ,  $\Delta I$ ,  $Lf$  são parâmetros constantes. Tomando-se a deriva da parcial da frequência em função da razão cíclica, pode-se obter a frequência máxima de operação que é dada por [7].

$$F_{\max} = E / (4 \cdot \Delta I \cdot Lf) \quad (2.6)$$

Quanto ao tempo mínimo de bloqueio e condução estes podem ser obtidos a partir da equação 2.5, considerando respectivamente  $R=0$  e  $R=1$  [7].

$$t_{\min} = t_{f_{\min}} = \Delta I \cdot Lf / E \quad (2.7)$$

Conhecendo as limitações associadas do comportamento do transistor e do diodo de roda livre, pode-se estabelecer  $t_{a_{\min}}$  e  $t_{f_{\min}}$  para uma operação confiável.

### 2.3- Limitações Físicas Associadas ao Pulsador Transistorizado

Na estrutura apresentada na figura 2.1.a a frequência máxima de operação e o tempo mínimo de bloqueio e condução são limitados pelas características do transistor "TP" e do diodo "Drl".

#### 2.3.1- Potência média dissipada sobre o transistor "TP"

A potência média pode ser subdividida em:

$$P_m = P_{\text{sat}} + P_{\text{est}} + P_{\text{com}} + P_b$$

Onde:

$P_m$ = Potência média dissipada sobre o transistor.

$P_{sat}$ = Potência dissipada em condução.

$P_{com}$ = Potência dissipada na comutação devido a entrada de condução

$P_b$ = Potência dissipada na comutação devido ao bloqueio.

Durante a condução, a potência é dissipada nas junções  $V_{be}$  e  $V_{ce}$ , e é dada por:

$$P_{sat} = T_{sat} \cdot (V_{ce} \cdot I_c + V_{be} \cdot I_{b1}) \quad (2.8)$$

Durante as comutações a potência é dada por (1):

$$P_{com} = E \cdot (i_c \cdot t_{on} / T + i_c \cdot t_{off} / T) \quad (2.9)$$

Finalmente, no bloqueio, as perdas estão associadas a correntes de fuga do transistor. No caso da base ser polarizada inversamente em relação ao emissor, estas perdas podem ser desprezadas em relação às demais.

As equações 2.8 e 2.9 foram obtidas a partir da linearização das curvas  $V_{ce}$ ,  $I_c$ ,  $I_b$  em função do tempo, como mostra a figura 2.5.

A potência média  $P_m$  não deve exceder o limite máximo imposto pelo fabricante, e ainda, para uma dada potência, a temperatura de junção não deve exceder a temperatura máxima de junção permitida.

### 2.3.2- Potência instantânea e área de segurança

Para um transistor operando como interruptor não é suficiente limitar a potência média sobre o transistor. É necessário, também, limitar a potência instantânea.

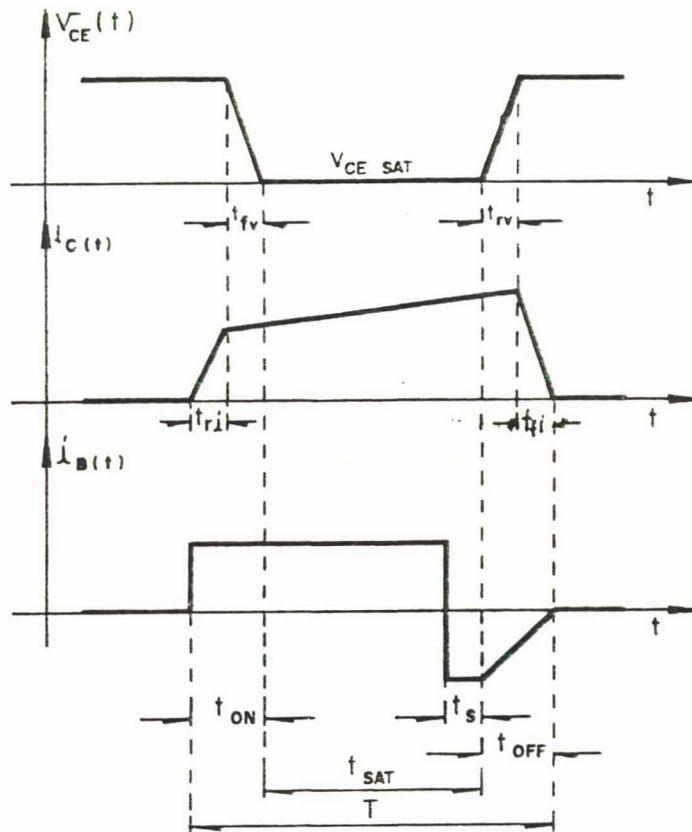


Fig.2.5 - Forma de onda  $I_c$ ,  $V_{ce}$ ,  $I_b$  em função do tempo.

A passagem do estado bloqueado para o saturado e vice-versa, é bastante dissipativa. A fim de garantir que não haja uma degeneração, ou mesmo, destruição do componente neste momento, é necessário que se limite a operação do transistor dentro do plano  $I_c \times V_{ce}$ . A área de segurança é apresentada num gráfico que relaciona  $I_c \times V_{ce}$  com o tempo, delimitando a região de operação para uma dada temperatura [8], [15].

Para que o equipamento funcione de modo seguro é necessário que a operação do transistor, mesmo no caso de curto circuito, esteja dentro da área de segurança. Para isso deve-se incorporar circuitos de proteção e eventualmente de ajuda a comutação (como será visto no capítulo III) que garantam esta operação.

### 2.3.3- Comutação do diodo de roda livre ao bloqueio

O bloqueio do diodo de roda livre ocorre a partir do instante em que o transistor "TP" recebe a ordem de disparo. A corrente, no diodo, evolui, com uma forma semelhante a apresentada na figura 2.6.

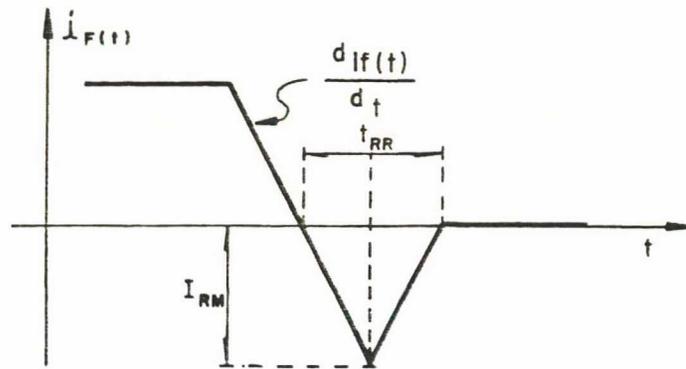


Fig. 2.6 - Corrente sobre o diodo de roda livre no momento do bloqueio.

Onde,  $I_{RM}$  é chamada corrente de recuperação e  $T_{rr}$  tempo de recuperação, e podem ser obtidos a partir das seguintes equações empíricas [8].

$$T_{rr} = \sqrt{3 \cdot Q_{rr} / (d_i/d_t)} \quad (2.10)$$

$$I_{RM} = \sqrt{\frac{3}{4} \cdot Q_{rr} \cdot d_i/d_t} \quad (2.11)$$

Onde  $Q_{RR}$  representa a carga armazenada na junção do diodo durante a condução, e geralmente é expressa em  $\mu\text{Coulombs}$ . Esta carga, geralmente é fornecida pelo fabricante do componente, sendo expressa em função da temperatura e da corrente direta, tomando-se como parâmetro  $d_i/d_t$ .

A taxa de descida da corrente  $d_i/d_t$  depende, diretamente da

fonte de tensão "E" e da indutância  $l_p$ , associada a esta fonte, como mostra a figura 2.7.

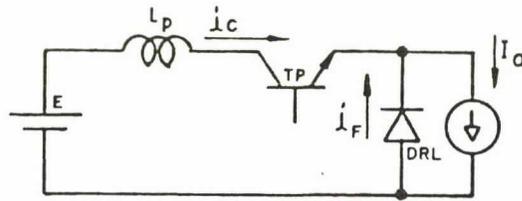


Fig. 2.7 - Indutância parasita inserida no circuito do pulsador.

Para tempos da ordem do tempo de comutação, o indutor mais o arco podem ser representados como uma fonte de corrente.

A evolução da corrente  $i_c(t)$  é dada por:

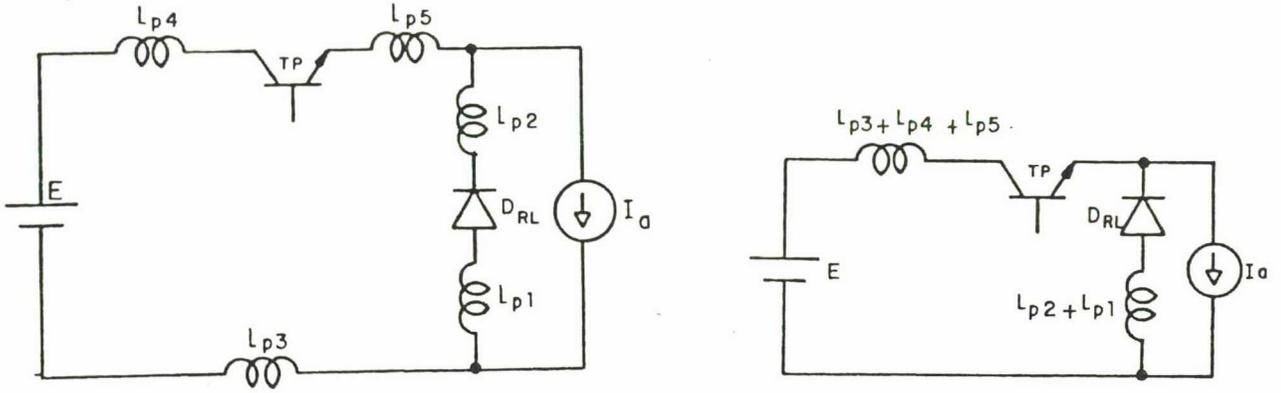
$$E - 0,7 = l_p \cdot di_c(t)/dt \approx E \Rightarrow di_c(t)/dt = E/l_p$$

O tempo de recuperação TRR limita o tempo mínimo de condução, e a corrente IRM representa uma sobrecorrente que se adiciona a corrente de carga no interruptor "TP".

#### 2.4- Influência das Indutâncias Parasitas Associadas ao Circuito do Pulsador

As indutâncias parasitas, mais relevantes, que normalmente aparecem nos circuitos da figura 2.1.a, são oriundas da fiação que interliga os componentes deste circuitos. A figura 2.8 mostra essas indutâncias.

Essas indutâncias podem ser reduzidas tomando-se alguns cuidados na interligação dos componentes. O circuito mostrado na figura 2.8 apresenta um capacitor que pode minimizar o efeito dessas indutâncias, sendo que as indutâncias  $l_{p5}$  e  $l_{p2}$  podem ser desprezadas



a) Indutâncias reais

b) Indutâncias equivalentes

Fig. 2.8- Indutâncias parasitas oriundas das interligações dos componentes.

a partir de uma correta interligação do emissor de TP e o catodo de D<sub>RL</sub>.

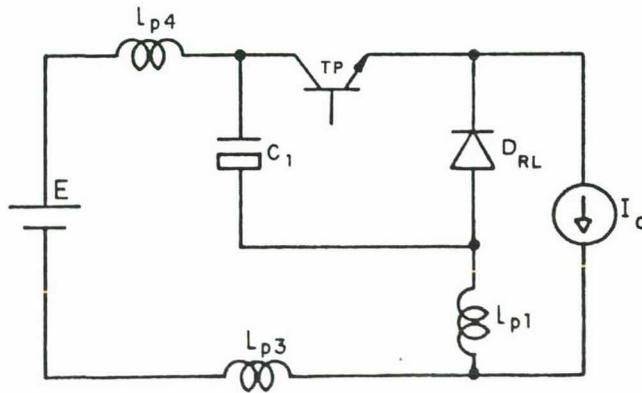


Fig. 2.9- Capacitor de desacoplamento no circuito do pulsador

### 2.5- Conclusão

Na implementação de um pulsador para ser utilizado como fonte de corrente deve-se observar os seguintes pontos:

- Na medida que se aumenta a frequência de operação, pode-se reduzir o volume de  $L_f$  ou reduzir a amplitude de  $\Delta I$ , o que pode reduzir peso e volume ou tornar a fonte de corrente mais próxima do ideal. Por outro lado, o aumento da frequência implica no aumento das perdas em comutação e a diminuição dos tempos mínimos de condução e bloqueio.
- Para que o transistor opere de modo seguro é necessário atuar dentro da área de segurança, que pode ser obtido de duas formas. A primeira, sobredimensionando o transistor; a segunda, utilizando um circuito de ajuda à comutação.
- Na operação com corrente elevada, a disposição dos componentes pode limitar desempenho do equipamento.
- A utilização de diodos de roda livre rápido reduz sensivelmente a sobrecorrente sobre "TP" durante o bloqueio do diodo, possibilitando, assim, a operação mais segura.

## CAPÍTULO III

### INTERRUPTOR TRANSISTORIZADO DE 200 A

#### 3.1- Introdução

Neste capítulo serão abordados os aspectos que envolvem a operação do interruptor "TP" transistorizado apresentado na figura 2.1.a. Será apresentado um breve estudo sobre os circuitos de ajuda à comutação e sobre uma configuração de comando de base para este interruptor.

#### 3.2- Configuração "Darlington" em Paralelo

Nas aplicações com correntes elevadas, é comum o uso de associações de transistores em paralelo. Nestas associações, algumas não idealidades devem ser observadas, tais como:

- Distribuição não equilibrada de corrente sobre os transistores que constituem a associação, tanto em comutação como na condução.
- Os circuitos de comando de base tornam-se volumosos, pois devem fornecer correntes para todos os transistores da associação.

Para diminuir o volume do comando de base é necessário trabalhar com ganhos mais altos, que podem ser obtidos pelo aumento do número de transistores que compõem a associação, fazendo com que cada um trabalhe com uma corrente menor, ou utilizando associações "darlington".

Na configuração "darlington", com associação em paralelo, pode-se distinguir três configurações, usualmente encontradas, as quais são mostradas na figura 3.1.

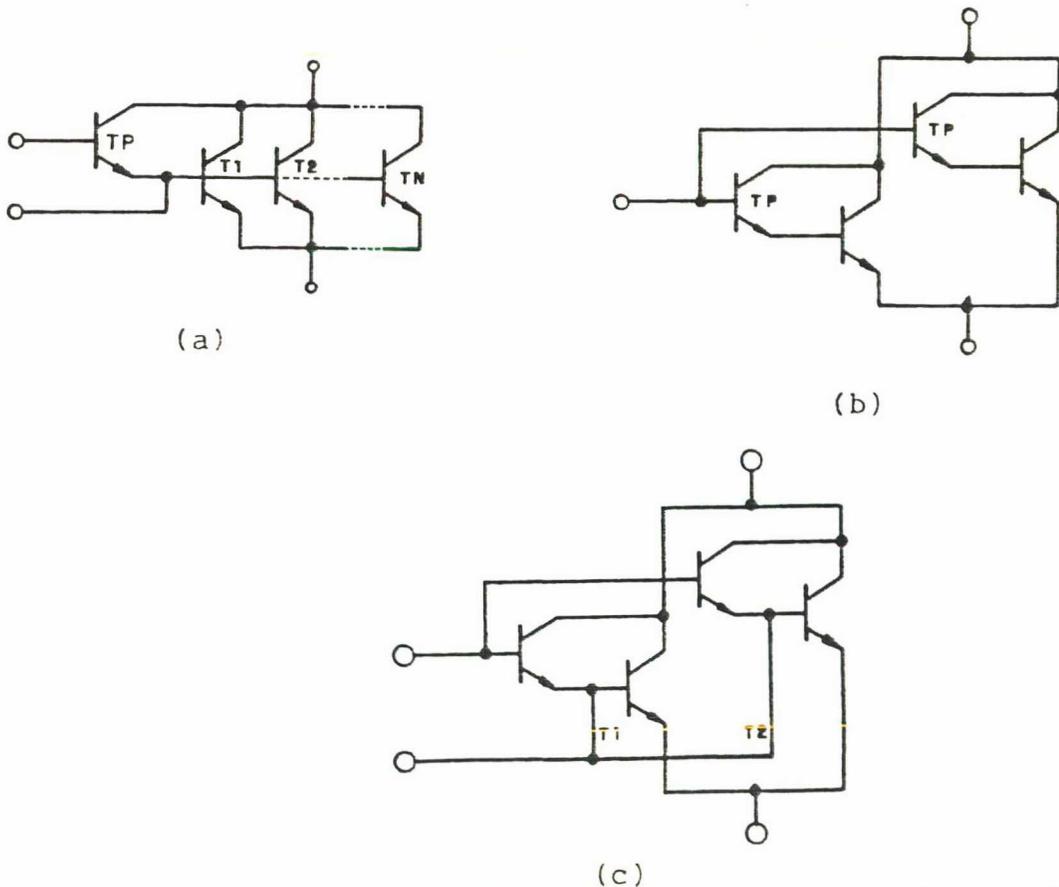


Fig 3.1 - a) Associação paralelo com um transistor piloto. b) Associação "darlington" em paralelo com acesso as bases dos transistores principais. c) Associação "darlington" em paralelo sem acesso as bases dos transistores principais.

A associação de transistores apresentada na figura 3.1.a é a mais usual, onde os transistores T2 a Tn geralmente possuem uma pequena dispersão entre as suas características. A figura 3.1.b apresenta a associação de dois transistores "darlington" em paralel

lo com acesso às duas bases. O acesso às duas bases possibilita a obtenção de tempos de comutação menores através do uso de comando de base adequados [8].

Na figura 3.1.c apresenta-se a associação de dois transistores "darlington" em paralelo, onde se tem acesso a apenas uma das bases. Quando utiliza-se transistores em configuração Darlington com acesso a somente a base do transistor piloto, é comum o uso de um diodo em anti-paralelo com a junção Vbe. Este diodo possibilita a extração de uma corrente negativa de base do transistor principal. Deve ser ressaltada que durante o tempo de estocagem a junção Vbe encontra-se com uma tensão direta maior que zero o que inviabiliza a circulação de corrente pelo diodo em anti-paralelo com esta junção, ou seja, após o tempo de estocagem do transistor piloto é que começará a extração de corrente de base negativa do transistor principal, tornando o tempo de estocagem do conjunto (transistor darlington) igual a soma do tempo de estocagem do transistor piloto com o tempo de estocagem do transistor principal. Logo a diferença absoluta dos tempos de estocagem em uma configuração paralela de transistores darlington deste tipo, é maior, tornando o simples uso desta configuração pouco aconselhável [16].

Serão abordados a seguir, as origens dos desbalanceamentos para associação "darlington" em paralelo da figura 3.1.c.

### 3.3- Desequilíbrio das Correntes de Coletores

#### 3.3.1- Desequilíbrio em condução

Em condução os transistores operam em regime de saturação, ou quase saturação. Como os terminais comuns estão interligados, as tensões Vce's e Vbe's são idênticas; já as correntes de base e coletor não são. Isto pode ser explicado pela dispersão entre as ca-

racterísticas dos transistores.

A curva  $I_c = f(V_{be})$  com  $V_{ce}$  constante, traçados para dois ou mais transistores, mostra claramente estas diferenças.

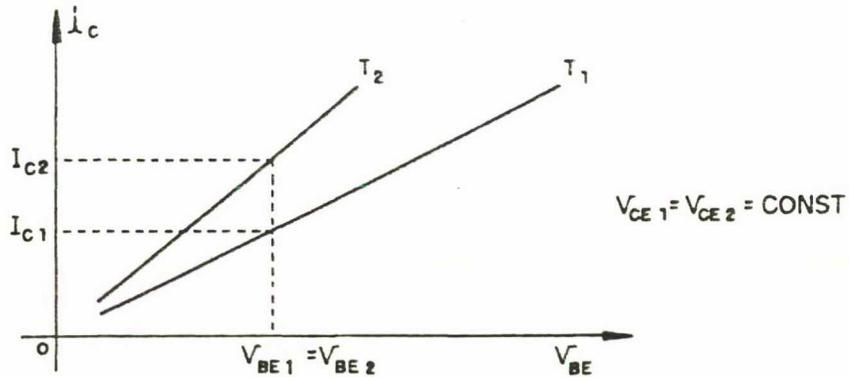


Fig. 3.2 - Característica  $i_c$  x  $V_{be}$  com  $V_{ce}$  constante para dois transistores similares.

As origens do desequilíbrio estão associadas, basicamente, com a:

- Dispersão na característica da junção  $V_{be}$ .
- Dispersão na característica da junção  $V_{ce}$ .
- Dispersão no ganho.

A tensão  $V_{be}$ , a partir da linearização da curva  $V_{be} = f(I_b)$ , com  $V_{ce}$  constante, pode ser representada por:

$$V_{be} = v_{be} + R \times I_b \quad (3.1)$$

Fig. 3.3 - a) Curva  $I_b \times V_{be}$  para dois transistores similares. b) Circuito equivalente da junção, obtido a partir da linearização das características apresentadas na figura 3.3.a.

Os parâmetros mais significativos para desequilíbrio entre as correntes de base são às resistências associadas as junções  $V_{be}$ . Um artifício utilizado, neste caso, é a inserção de resistências em série com a base para mascarar essa diferença, proporcionando desta forma uma melhor distribuição das correntes de base.

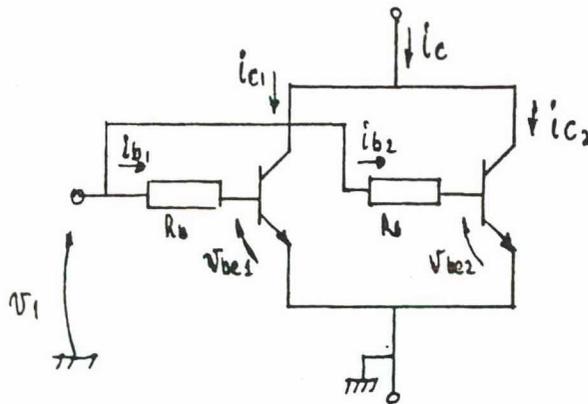


Fig. 3.4 - Associação em paralelo com resistores de equalização da corrente de base.

A partir do circuito da figura 3.4, pode-se escrever as seguintes equações, válidas para o período de condução,

$$V_1 = I_{b1} \cdot R_B + V_{be1} = I_{b2} \cdot R_B + V_{be2}$$

$$R_B = (V_{be2} - V_{be1}) / (I_{b1} - I_{b2}) \quad (3.2)$$

Por exemplo, para uma diferença de  $V_{be}$  de  $\Delta V_{be}$ , um ganho forçado de  $\beta_f$  e conhecendo a máxima diferença entre corrente de coletor,  $\Delta I_{max}$ , pode-se determinar  $R_B$ :

$$R_B = \Delta V_{be} / (\Delta I_c / \beta_f)$$

No exemplo acima, considerou-se que o desequilíbrio das correntes de coletor tinham origem unicamente devido à dispersão das características da junção Vbe.

A junção Vce, do ponto de vista elétrico, em condução direta, pode ser representada; simplificada, através da seguinte equação:

$$V_{ce} = \phi_{ce} + R_{ce} I_c \quad (3.3)$$

Onde  $\phi_{ce}$  é a tensão Vce quando a corrente de coletor for aproximadamente zero, e  $R_{ce}$  é a resistência dos contatos internos e externos do transistor.

Em uma associação de transistores em paralelo, em que todos os parâmetros sejam idênticos, menos a resistência  $R_{ce}$ , a corrente de coletor do conjunto (transistores em paralelo), se distribuirá desigualmente sobre os transistores. O mesmo é válido para um desequilíbrio entre  $\phi_{ce}$ .

A forma mais conhecida para equilibrar as correntes de coletor é através de resistências inseridas em série com o emissor. Este método resulta em um bom equilíbrio das correntes de coletor, mas em contra partida, apresenta-se fortemente dissipativo.

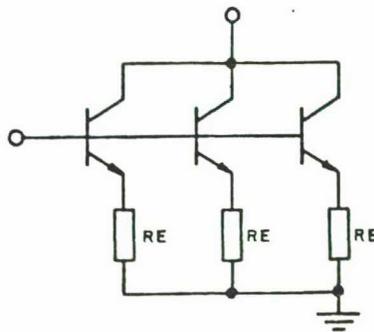


Fig. 3.5 - Configuração em paralelo com resistor de emissor para equalização da corrente do coletor.

Quando opera-se com corrente elevadas é aconselhável o uso de

transistores em paralelo que possuam pequena dispersão entre suas características, para minimizar os desequilíbrios de corrente em condução.

Como já foi mencionado em regime de condução, os transistores funcionam saturados ou quase saturados, trabalhando com um ganho forçado  $\beta_f$ . Este ganho varia de um transistor para outro. Se todas as características dos transistores forem idênticas, e cada transistor do conjunto receber a mesma corrente de base, as correntes do coletor serão desequilibradas se eles possuírem ganhos forçados distintos.

Deve-se salientar que, a medida que se aumenta o grau de saturação, aumenta-se, também, as dispersões entre os ganhos forçados [8].

Como consequência do desequilíbrio em condução, a potência dissipada em condução será distribuída não uniformemente sobre os transistores da associação. Deve-se salientar que para a maioria dos transistores operando com correntes elevadas, próximas do seu valor máximo, os coeficientes de temperatura das tensões  $V_{ce}$  e  $V_{be}$  são positivos, tornando o desequilíbrio em condução um fenômeno não divergente. Sendo que deve ser ressaltado que este fenômeno pode ser atenuado colocando-se os transistores fisicamente pertos e em um mesmo dissipador, minimizando, desta forma, as diferenças de temperatura.

### 3.3.2- Desequilíbrio em comutação

A comutação ao bloqueio é a fase mais crítica na operação de transistores como interruptores. Na operação de transistores em paralelo as dispersões entre os tempos de estocagem provocam uma sobrecorrente sobre os transistores que se bloqueiam mais lentamente, já que para os tempos da ordem dos tempos de comutação a carga

comporta-se como uma fonte de corrente, como mostra a figura 3.6 [8].

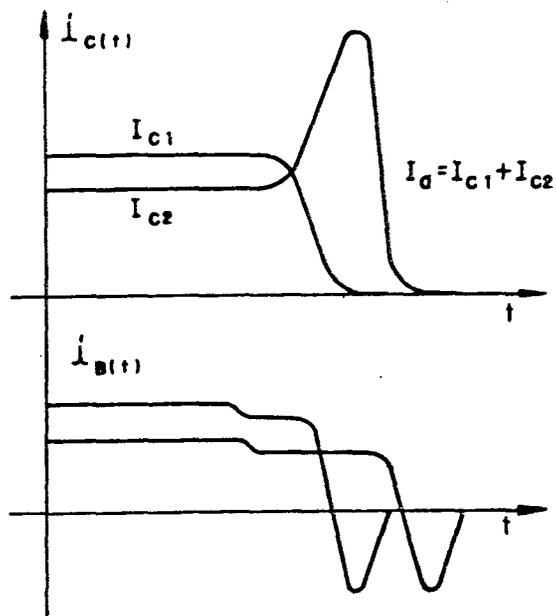


Fig. 3.6 - Forma de onda da corrente de coletor e de base durante a comutação do bloqueio.

O tempo de estocagem na configuração "darlington" pode ser aproximado como a soma dos tempos de estocagem do transistor piloto mais o tempo de estocagem do transistor principal [8].

Os fatores que mais influenciam no tempo de estocagem são:

- O grau de saturação.
- Circuito de comando de base.
- Temperatura.

Em condução, na medida em que os transistores operam com ganhos forçados menores, aumenta o grau de saturação e, com isto, no momento do bloqueio, o número de cargas a serem recombinadas é maior, gerando tempos de estocagem mais longos. Por outro lado, pode-se acelerar a recombinação das cargas armazenadas na junção através do controle da corrente de base ( $i_{B2}$ ) no momento do bloqueio, ou seja, com uma extração de corrente de base elevada pode-se reduzir, sensivelmente, o tempo de estocagem. E, ainda, com o

aumento da temperatura, os tempos de estocagem e descida da corrente aumentam.

Na operação com transistores em paralelo, a sobrecorrente causada pelas diferenças entre os tempos de estocagem deve ser considerada e deve-se garantir que os transistores trabalhem dentro de seus limites de operação. Os circuitos de comando de base devem proporcionar, desde que possível, uma operação na região de quase saturação, e uma extração de uma corrente reversa tal que atenuem as dispersões entre os tempos de estocagem, principalmente quando os transistores estão em configuração "darlington" em paralelo. Por outro lado, circuitos de auxílio à comutação, formados por indutores e capacitadores associados a resistores e diodos podem atenuar sensivelmente os efeitos causados pelas dispersões entre as características dos transistores.

Por outro lado, no disparo os fenômenos são menos significativos pois a ordem de grandeza dos tempos de comutação são menores em relação aos tempos de bloqueio, mesmo assim é aconselhável o uso de circuitos de ajuda a comutação ao disparo para minimizar os picos de corrente oriundos das dispersões entre os tempos de entrada em condução de cada transistor que compõe o paralelo.

### 3.4- Circuito de Ajuda à Comutação

A configuração clássica desse circuito é apresentada na figura 3.7 [7].

O circuito formado por  $R_b$ ,  $D_b$ ,  $C_b$  tem a função de absorver a corrente de carga no momento do bloqueio, retardando, desta maneira, o crescimento da tensão sobre o transistor como mostra a figura 3.8.

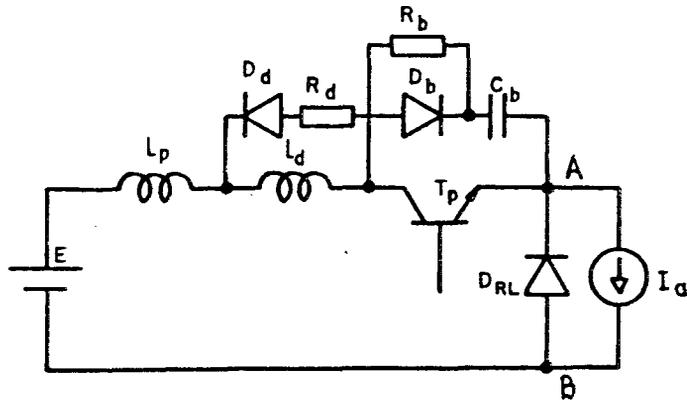


Fig. 3.7 - Pulsador transistorizado com circuitos de ajuda à comutação.

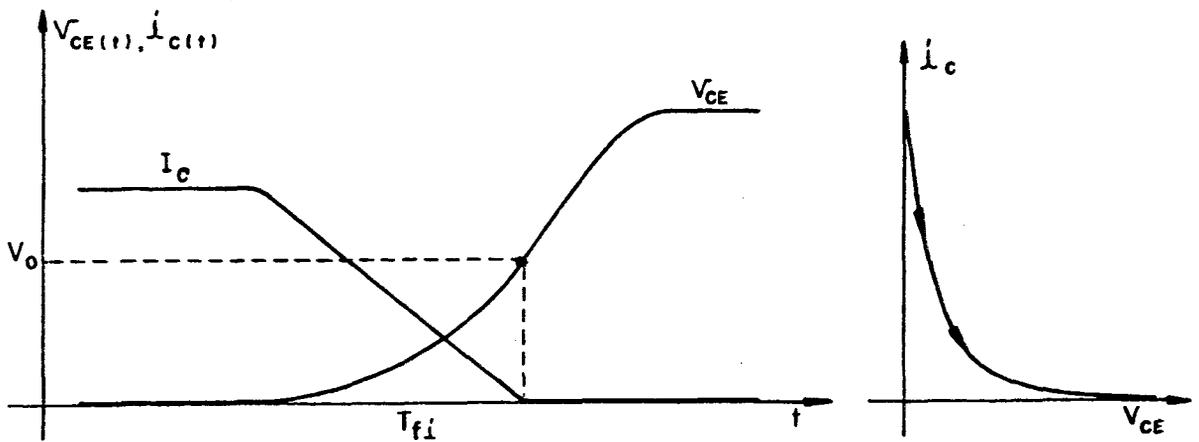


Fig. 3.8 - Tensão e corrente sobre o transistor no momento do bloqueio.

Desta forma, o bloqueio, para os transistores, é menos dissipativo e no caso, da configuração em paralelo, este circuito ameniza a sobrecorrente causada pelas diferenças entre os tempos de estocagem.

A energia dissipada, sobre o transistor, no momento do bloqueio é dada por [7].

$$W_{to} = (V_o \cdot I_M \cdot t_{fi}) / 24$$

$$(3.4)$$

onde

$$V_o = (I_M \cdot t_{fi}) / (2C) \quad (3.5)$$

No instante da entrada em condução o capacitor se descarrega sobre o circuito pelo transistor, capacitor  $C_b$  e o resistor  $R_b$ , provocando um pico de corrente que é dado por:

$$I_{pe} = E/R \quad (3.6)$$

Esta corrente decai exponencialmente segundo a constante de tempo  $R_b \cdot C_b$ . Para que o circuito de ajuda à comutação opere corretamente, é necessário que o tempo mínimo de condução seja maior que  $5 \cdot R_b \cdot C_b$  permitindo que o capacitor  $C_b$  descarregue, estando reinicializado para próxima comutação.

A energia dissipada sobre o resistor  $R_b$  é dada por:

$$W_r = (E^2 \cdot C) / 2 \quad (3.7)$$

Por outro lado a indutância parasita associada à fonte  $E$ , no momento do bloqueio, provoca uma sobretensão, que é dada por [8].

$$V = I_M \sqrt{L_p / C} \quad (3.8)$$

e

$$t = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_p \cdot C}$$

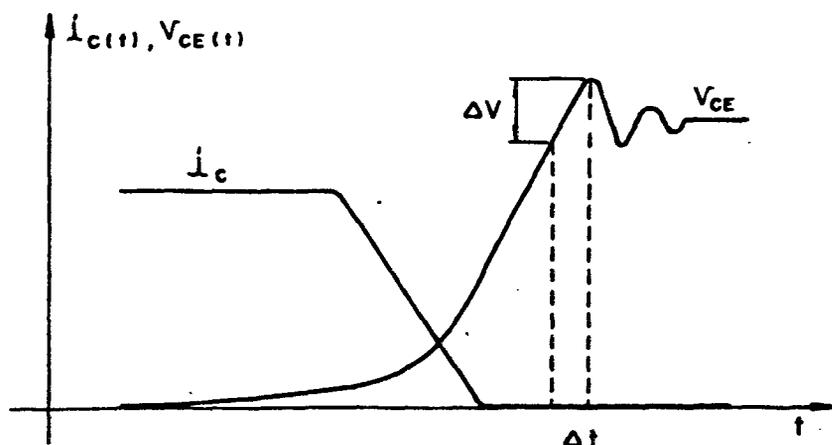


Fig. 3.9 - Tensão e corrente sobre o transistor no momento do bloqueio, dando-se enfoque a sobretensão sobre o transistor gerada pelas indutâncias parasitas do circuito.

O circuito de ajuda à comutação ao disparo é formado pela indutância  $l_d$ , resistor  $R_d$  e diodo  $D_d$ , e a sua função é retardar o crescimento da corrente no momento do disparo, até que a tensão atinja valores baixos, como mostra a figura 3.10.

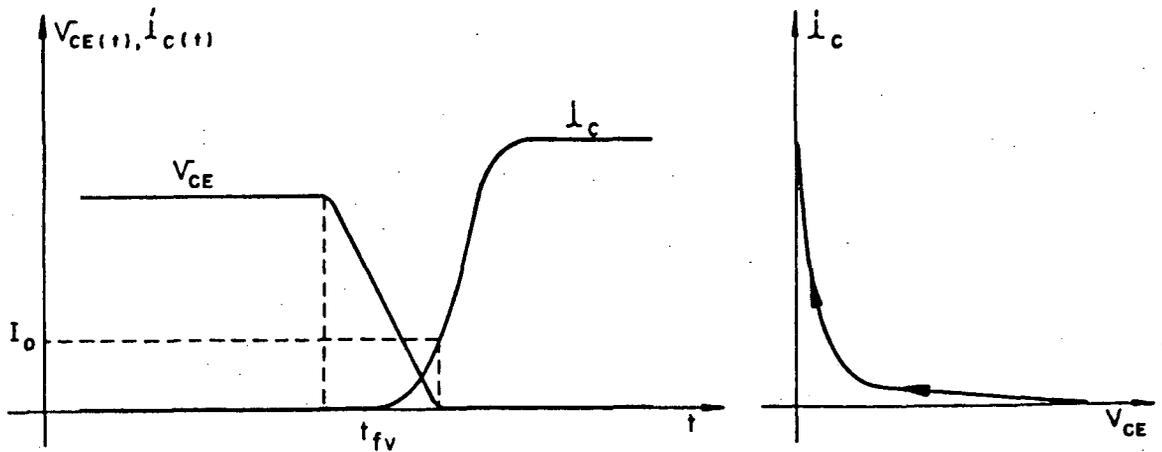


Fig. 3.10 - Evolução da tensão  $V_{ce}$  e corrente  $I_c$ , no momento do disparo.

A energia dissipada sobre os transistores é dada por [7].

$$W_{to} = (E \cdot t_{fv}) / (24 \cdot L_d) \quad (3.9)$$

A energia armazenada no indutor  $l_d$ , durante o período de condução, é dissipada sobre o resistor  $R_d$ , no momento do bloqueio, sendo expressa por:

$$W_{r1} = (l_d \cdot I_c^2) / 2 \quad (3.10)$$

Esta descarga provoca uma sobretensão sobre os transistores, cujo valor de pico é dado por:

$$\Delta V = I_c \cdot R_d \quad (3.11)$$

Que decresce exponencialmente com uma constante  $1d/Rd$ . Para garantir que este circuito opere corretamente é necessário um tempo mínimo de bloqueio seja maior que  $3.1d/Rd$ , com isto é possível que o indutor se descarregue, estando assim, reinicializado para o próximo disparo.

### 3.5- Comando de Base

Serão apresentadas, neste item, as características de um circuito do comando de base, visando a utilização deste em uma estrutura como a representada na figura 3.7, onde o transistor "TP" é composto por dois transistores "darlington" integrados em configuração paralelo, cujas características são apresentadas no apêndice II.

O circuito de comando de base é o circuito que recebe a informação de bloqueio e condução do circuito de controle e a transmite ao transistor de potência.

Algumas das características do circuito de comando de base que proporcionam um bom funcionamento de transistor de potência são:

- Fornecer uma corrente de base direta tal que possibilite manter os transistores em condução saturados ou quase saturados, em regime de funcionamento normal e nas sobrecargas eventuais.
- Fornecer uma corrente de base inversa, tal que minimize o tempo de estocagem, principalmente em configuração "darlington" e em configuração em paralelo.
- Apresentar proteção contra correntes excessivas de coletor.

- Apresentar proteção contra dessaturação.
- Fornecer o isolamento galvânico entre o circuito de potência e o circuito de comando.

Existem diferentes configurações de comando de base que apresentam diferentes performance [8]. De uma maneira genérica, para a escolha de uma configuração para o comando de base deve ser considerado:

- Solicitações máximas de correntes e tensão sobre o transistor, tanto em regime de operação normal quanto em falha (defeito).
- Tempos mínimos de condução e bloqueio.
- Proteções contra operações defeituosas tanto a nível de circuito de comando de base quanto a nível de circuito de potência.

### 3.5.1- Determinação das solicitações máximas

Determinar-se-á as solicitações máximas para um pulsador como a apresentada na figura 3.7.

A fonte de corrente I, neste caso, será considerada de 200 A, e a fonte E de 50 v. A indutância  $l_p$  é uma indutância parasita oriunda da interligação dos elementos que compõem o circuito.

- Regime repetitivo

Primeiramente, será analisada a entrada em condução dos tran-

sistores "TP". Nesta condição deve-se considerar as seguintes correntes:

- A corrente de carga I.
- A corrente de recuperação de diodo "DRL".
- A descarga do capacitor de circuito de ajuda à comutação.

Considerando esses efeitos acumulados e utilizando as equações 2.12, 2.11 e 3.6 obtém-se as curvas de corrente no momento de entrada em condução para diferentes valores de  $L_d$ ,  $C_b$  e  $R_b$ . As características da corrente de recuperação referem-se ao diodo SKR 2H/240, onde considerou-se a temperatura de junção de  $25^\circ\text{C}$  e  $125^\circ\text{C}$ .

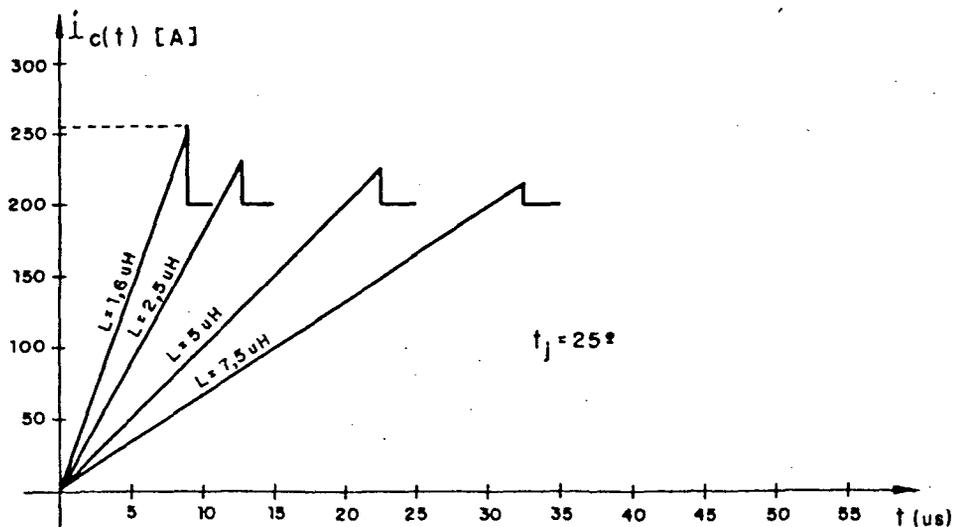
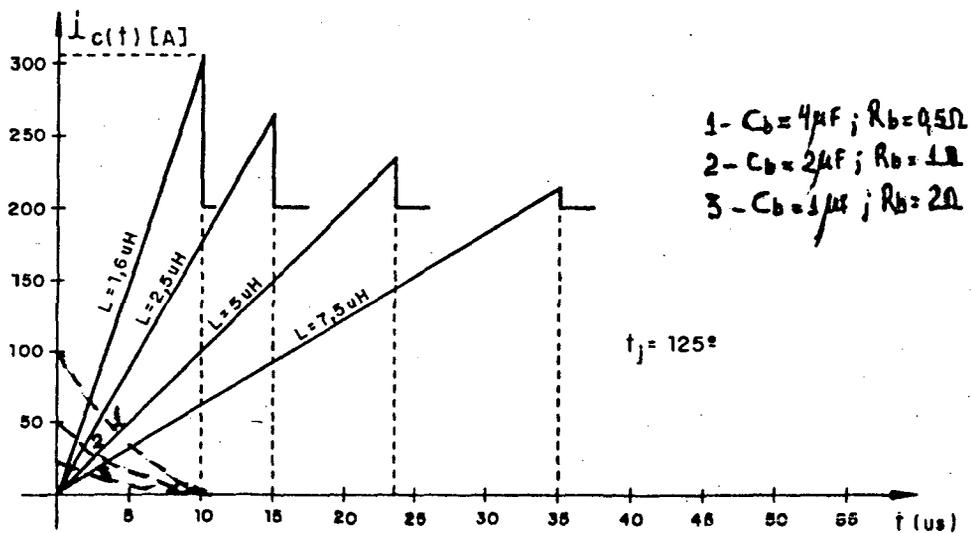


Fig. 3.11 - Forma de onda da corrente sobre o transistor no momento do disparo para diferentes valores de  $I_d$ . Em pontilhado é apresentado a corrente de descarga do capacitor de ajuda à comutação para diferentes valores de  $R_d$  e  $C_b$ .

Pode-se observar que a descarga do capacitor e a corrente de recuperação possuem os seus picos em instantes distintos.

O circuito de comando de base deve fornecer uma corrente tal que mantenha o transistor saturado na ocorrência dos picos de corrente devido a recuperação do diodo "DRL". Por outro lado, no bloqueio, devido a dispersão entre os tempos de estocagem, tem-se uma sobrecorrente sobre um dos transistores, que terá sua amplitude limitada pela corrente de carga e a duração dada pela diferença entre os tempos de estocagem. Para reduzir os efeitos desta sobrecarga, deve-se minimizar os tempos de estocagem, como já foi mencionado. Isto pode ser conseguido através do aumento da amplitude da corrente de base reversa e da utilização dos transistores na região de quase saturação.

#### - Sobrecorrente devido a falta

Será considerado um curto-circuito entre os pontos A e B da figura 3.7. A curva de evolução da corrente, tomando como corrente inicial a corrente máxima de operação (200 A), é mostrada na figura 3.12, para diferentes valores de indutores.

Na figura 3.12 observa-se a existência de três parâmetros que são:

$I_{cb}$ - Corrente na qual é detectado o defeito.

$T_{ce}$ - Corrente de extinção do defeito.

$T_d$ - Tempo de extinção do defeito.

### 3.5.2- Tempos mínimos de condução e bloqueio

No capítulo II foi estabelecido o tempo mínimo de condução e bloqueio do funcionamento de um pulsador (equação 2.7). Caso o circuito de comando de base possua elementos como capacitores e indutores, estes devem estar com suas condições iniciais estabelecidas a cada disparo e bloqueio, para que possibilite uma operação adequada.

### 3.5.3- Proteção contra defeitos

As três maneiras usuais de se detectar sobrecarga ou operação defeituosa são:

a) Monitoração da corrente de coletor - através de um sensor resistivo compara-se a amostra de corrente de coletor com uma referência. Se a corrente de coletor exceder o valor previamente estabelecido na referência, é emitido uma ordem de bloqueio. Este tipo de proteção não incorpora proteção contra defeitos no circuito de comando de base.

b) Monitoração da tensão coletor emissor ( $V_{ce}$ ) - este tipo de monitoração é mais usual na proteção de transistores, sendo que consta basicamente da comparação da tensão entre coletor e emissor do transistor com uma referência. Quando ocorrer uma sobrecarga ou uma insuficiência de corrente de base, durante o período de condução, a tensão  $V_{ce}$  aumentará, e caso ultrapasse o valor de referência é enviado uma ordem de bloqueio. Este tipo de proteção, no momento do disparo, necessita de uma inibição para permitir que a tensão  $V_{ce}$  decresça da tensão de bloqueio para tensão de saturação, como mostra a fig. 3.13..

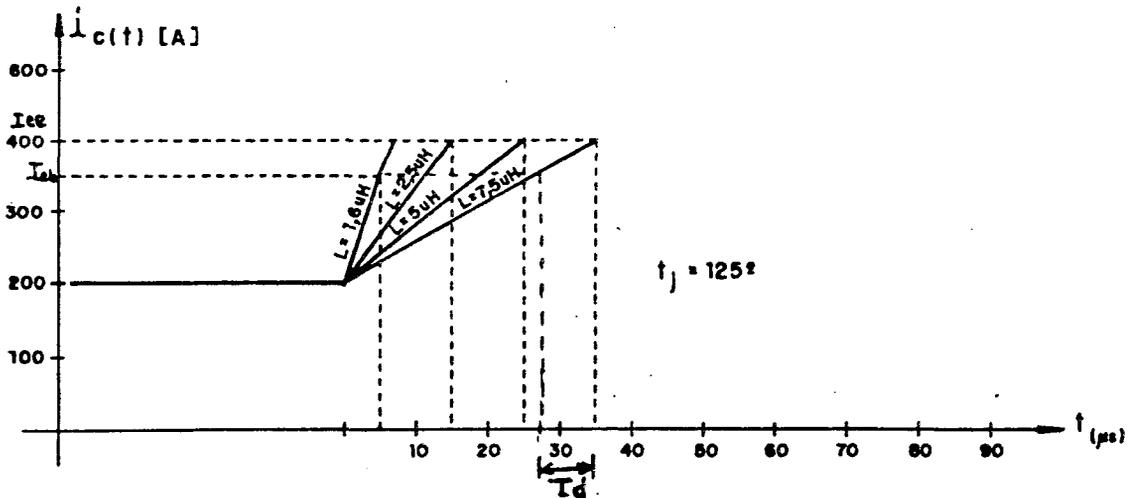


Fig. 3.12 - Evolução da corrente de coletor para diferentes valores de  $L$ .

Estes parâmetros devem ser estabelecidos em função de:

- Características dos transistores: os catálogos dos fabricantes fornecem dados sobre os limites máximos de corrente em função da temperatura de operação e do tempo de ocorrência dessas sobrecargas, sendo que deve-se destacar dois casos:
  - a) a extinção do defeito é realizada dentro do limite permitido de sobrecarga repetitiva. Neste caso o circuito de proteção do defeito tem a função de emitir um comando de bloqueio para o transistor, tornando o circuito apto para um novo disparo.
  - b) a extinção do defeito é realizada dentro do limite de sobrecarga não repetitiva. Neste caso o circuito de proteção tem a função de emitir um comando de bloqueio, ao mesmo tempo que interrompe o processo informando a existência do defeito.
- Características do circuito de comando de base, que neste caso incorporam o circuito de proteção. Essas características irão determinar o tempo  $T_d$ .

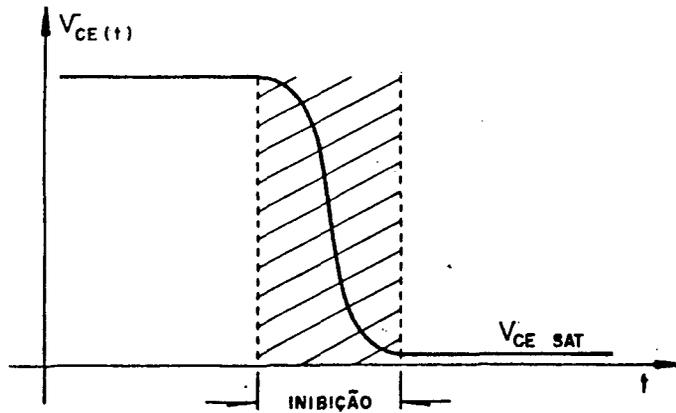


Fig. 3.13 - Tensão coletor emissor, no momento do disparo, sendo hachurado o período de inibição do circuito de monitoração de  $V_{ce}$ .

Na medida em que se opera com correntes próximas dos limites máximos do transistor, aumenta o tempo para o estabelecimento da tensão de saturação, tendo-se, assim, que aumentar o tempo de inibição. Isto é um inconveniente, pois em condição de defeito a corrente poderia atingir valores excessivos. Além disto, deve-se salientar que esse fenômeno se agrava a medida em que se diminui os níveis de detecção, ou seja, trabalha-se com o transistor mais saturado. Apesar destes inconvenientes, este método vem sendo utilizado, dando resultados razoáveis na proteção contra curto-circuito, bem como na detecção de dessaturação por falta de corrente de base.

A figura 3.14 mostra o diagrama de bloco de um comando de base, com monitoração de  $V_{ce}$ .

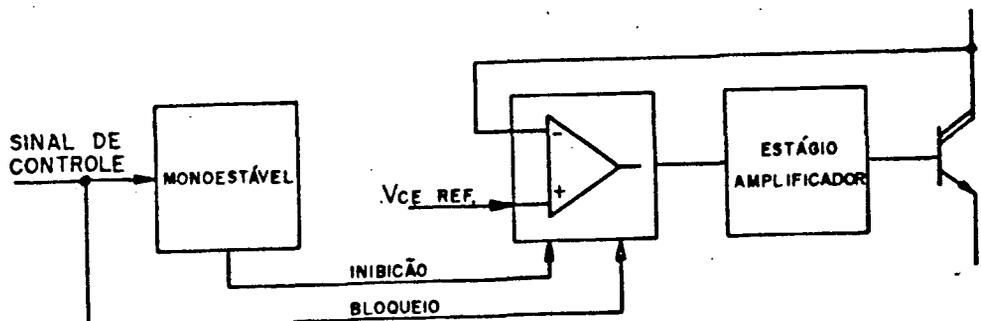


Fig. 3.14 - Diagrama de bloco de um circuito de proteção por monitoração Vce.

c) Monitoração da tensão Vbe - a monitoração de Vbe contra sobrecargas acidentais vem sendo utilizada em montagem "darlington", onde a tensão Vbe assume valores mais significativos, visando a minimização do tempo de inibição existente na proteção por monitoração de Vce. Esta proteção é baseada na interdependência da tensão Vbe com as correntes de coletor e corrente de base [9].

#### 3.5.4- Circuito de comando de base

Será apresentado um circuito de comando de base para acionar dois transistores "darlington" em configuração paralelo. Os transistores utilizados foram MJ1047, sendo as suas características mostradas no Apêndice II.

Este circuito de comando de base incorpora um circuito de proteção por monitoração de Vce, cuja configuração é mostrada na figura 3.14.

- Estágio amplificador

Primeiramente determinar-se-a a corrente de base máxima em regime de condução. A figura 3.11 mostra que os picos de corrente em condução podem atingir 303 A. Pelas características do transistor, para o transistor trabalhar saturado até uma corrente de 100 A é necessário operar com ganho forçado de 25. Tomando como referência este ganho, e considerando que os transistores possuem características idênticas, tem-se que a corrente máxima de base é dada por:

$$I_{b_{MAY}} = 303/25 = 12.12 \text{ A}$$

(3.12)

A figura 3.15 apresenta o circuito que fornece a corrente positiva de base.

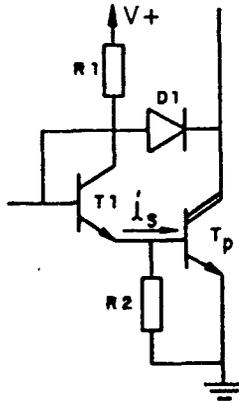


Fig. 3.15 - Circuito que fornece a corrente positiva de base.

Tem-se:

$$I_{B_{\max}} + \frac{V_{be_{\max_{TP}}}}{R_2} = \frac{V_{\min} - V_{cesat_{T1}} - V_{be_{TP}}}{R_1} \quad (3.13)$$

Onde  $V_{\min}$  é a tensão mínima permitida pela fonte do circuito de comando de base.

Considerando:

$$V_{be_{\max_{TP}}} = 3,5 \text{ V} \quad \text{e}$$

$V_{cesat_{T1}} = 1,8 \text{ V}$ , obtido a partir das características do transistor utilizado (TIP 35) que são  $I_{bsat} = 1,5 \text{ A}$ ,  $I_{csat} = 15 \text{ A}$  e  $V_{cesat} \leq 1,8$ , e se  $R_1 = 0,33$  e  $R_2 = 5$ , a tensão instantânea mínima da fonte deverá ser maior que:

$$V_{\min} \geq 9,5 \text{ V} \quad (3.14)$$

O circuito formado por  $V_{be}$ ,  $V_{bet}$ ,  $V_d$ ,  $V_{ce}$  impede que o transistor entre na região de supersaturação para correntes de

coletor baixas, ou seja:

$$V_{be_{TP}} + V_{be_{T1}} - V_d = V_{ce_{TP}} \quad (3.15)$$

Como neste caso  $V_{be_{T1}} \cong V_d$  tem-se:

$$V_{be_{TP}} \cong V_{ce_{TP}} \quad (3.16)$$

ou ainda:

$$V_{cb_{TP}} \cong 0 \quad (3.17)$$

Por outro lado, para o bloqueio, optou-se pela utilização de um transistor MOSFET que tem como característica apresentar pequenos tempos de comutação, além de possuir elevado ganho de corrente. O circuito implementado é mostrado na figura 3.16 onde foi incorporado o circuito da figura 3.15.

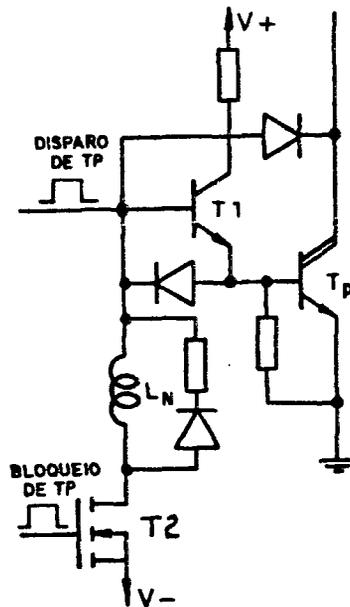


Fig. 3.16 - Estágio de potência do circuito de comando de base.

Pode-se observar que, com a condução de T2, tem-se o bloqueio de T1 e TP, respectivamente.

O indutor  $L_n$  foi introduzido para controlar a taxa de crescimento da corrente de base inversa. Sem esse indutor, a condução de T2 provocaria um bloqueio abrupto, desviando parte da corrente de coletor de "TP".

- Circuito de comando de base completo

O esquema elétrico do circuito de comando de base completo é apresentado na figura 3.17.

Com relação ao circuito da figura 3.17, quando o transistor opto-acoplador OP satura, o monoestável sensível à transição de descida, recebe um "clock", fazendo a saída assumir um nível alto. Com este nível o transistor "T5" irá saturar e mascarar a informação de Vce. Neste instante, a tensão na entrada não inversora do comparador "CP" é inferior à tensão da entrada inversora, referência de Vcetsp, fazendo com que a saída desse comparador assuma nível baixo, ou seja, -V. Com isto, "T3" conduz e conseqüentemente, "T1" e "TP" também conduzem. A constante de tempo formada por "R1" e "C1" irá determinar o tempo de duração da inibição do circuito de monitoração Vce.

Passado esse tempo, a saída do monoestável assumirá um valor baixo que cortará "T5", habilitando, assim, o comparador do circuito de monitoração de Vce. Caso o Vce, durante o período de inibição, não tenha atingido o valor inferior do locado na referência, ou após o período de inibição, a tensão VceTP se tornar superior ao valor da referência, a saída do comparador "CP" assumirá o estado alto, fazendo com que "T3" bloqueie e T2 conduza, propiciando, desta forma, a corrente para o bloqueio de "T1" e "TP". Por outro lado, caso o circuito de detecção de Vce não opere, quando o transistor do opto-acoplador abrir o diodo D1 conduzirá fazendo com que o comparador "Cd" assumira um valor alto na saída.

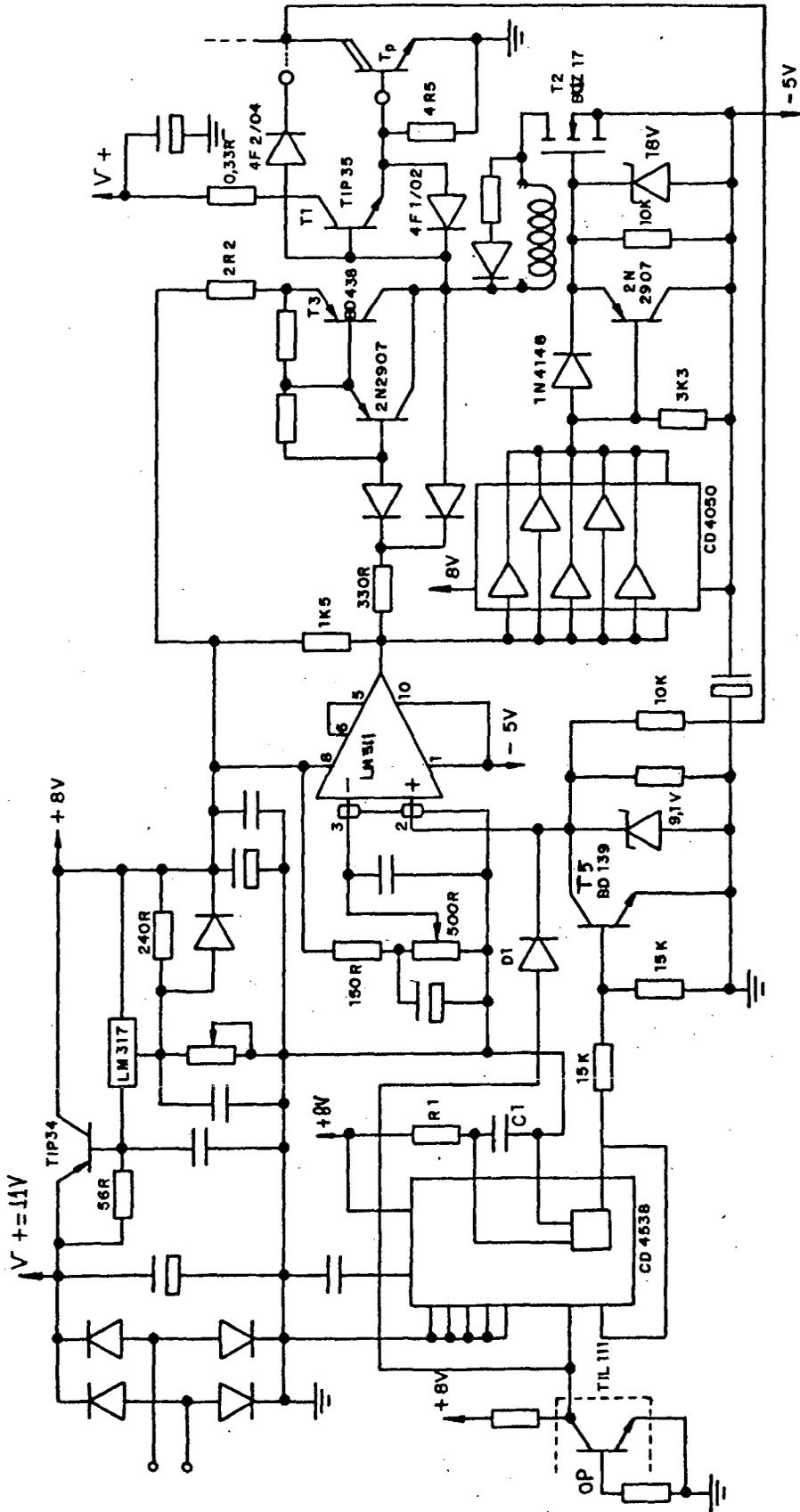
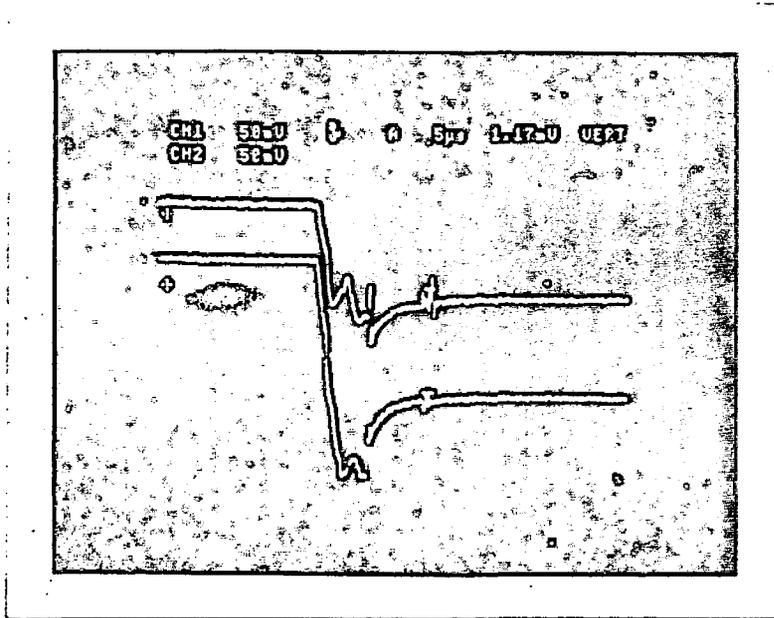


Fig. 3.17 - Esquema Eletrico do Circuito de Comando de Base Proposto.

Os oscilogramas das figuras 3.18, 3.19 e 3.20 mostram as correntes de base dos dois transistores MJ1047 em paralelo, no momento do bloqueio, sendo acionado pelo circuito da figura 3.17 [15].

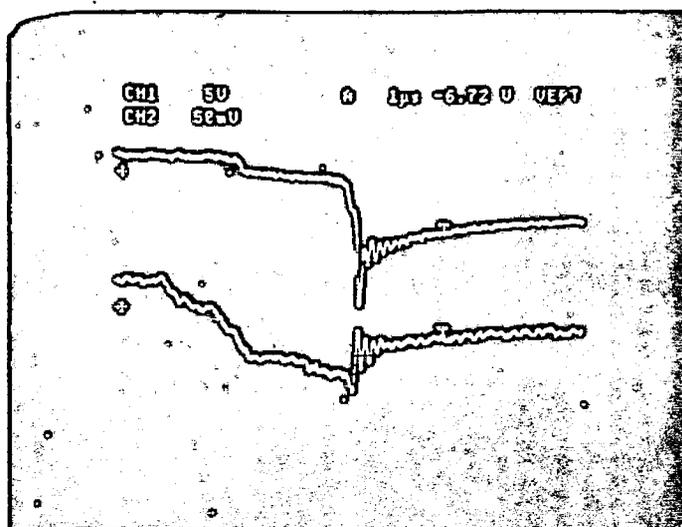


Escalas

Vertical 1A/divisão

Horizontal  $5\mu$ /divisão

Fig. 3.18 - Neste oscilograma pode-se verificar os desequilíbrios da corrente de base em regime de condução e comutação. Este oscilograma foi realizado para uma corrente de coletor de 100 A.



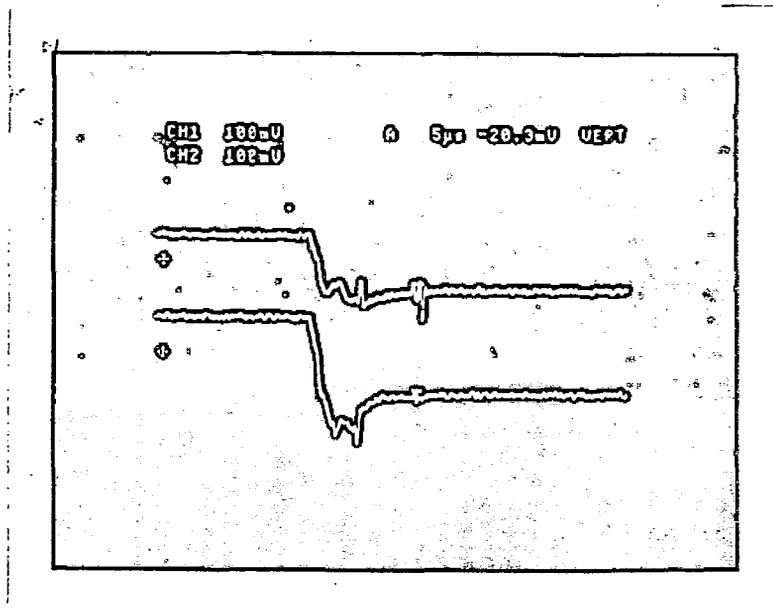
Escalas

Vertical 1A/divisão

5V/divisão

Horizontal  $1\mu\text{s}$ /divisão

Fig. 3.19 - Este oscilograma mostra a evolução da tensão  $V_{be}$  e da corrente  $I_b$  do transistor "TP" no momento do bloqueio para uma corrente no final de uma condução de 100 A.



Escalas

Vertical 2A/divisão

Horizontal  $5\mu\text{s}$ /divisão

Fig. 3.20 - Neste oscilograma são mostradas as correntes de base no momento do bloqueio, para corrente de coletor no final de condução de 200 A.

### 3.6- Conclusão

Para o circuito pulsador apresentado, a utilização de diodos de roda livre rápidos, ou seja, que apresentam pequenas correntes e tempo de recuperação, contribuem sensivelmente para a redução do

volume do circuito de ajuda à comutação ao disparo e do circuito de comando de base. Por outro lado, em relação à potência associada ao circuito de comando de base, é recomendável que o resistor R1 seja de pequena magnitude, pois com a redução de seu valor, reduz a potência associada ao circuito de comando de base.

Para maior segurança do equipamento, é recomendável que se utilize um circuito de monitoração das fontes do circuito de comando de base e que este envie uma ordem de bloqueio caso detecte alguma situação anormal.

## CAPITULO IV

### FONTE DE CORRENTE PARA O PROCESSO DE SOLDAGEM TIG PULSADO

#### 4.1- Introdução

A operacionalidade de uma fonte de corrente para processos de soldagem TIG Pulsado requer a utilização de circuitos complementares ao pulsador de corrente tais como:

- Circuito de controle - circuito que realiza a realimentação de corrente de arco.
- Circuito gerador da corrente de referência.
- Sensor de corrente.
- Circuito de ignição.
- Circuito de controle da válvula solenóide.
- Outros [1].

Neste capítulo, serão demonstradas as interligações desses circuitos e será abordada a implementação adotada.

#### 4.2- Diagrama de Bloco de uma Fonte de Corrente para Processo de Soldagem TIG Pulsado

O diagrama de bloco da figura 4.1 representa uma fonte de corrente para processos de soldagem TIG pulsado, sendo que os blocos hachurados serão abordados neste capítulo.

Com relação à figura 4.1, no instante que o contactor auxiliar é acionado, o temporizador inicia a contagem de tempo e as fontes de alimentação são energizadas. Passado o intervalo de tempo ajustável no temporizador, a contactora principal fecha, alimentando o pulsador. Desta forma evitou-se que o transitório de partida das fontes de alimentação causassem uma operação indesejável.

O circuito de controle manterá o pulsador inativo (transistor bloqueado) até que seja habilitada, via comando externo, a iniciação do processo de soldagem. Imediatamente após este comando, é enviado um sinal para o circuito de controle da válvula solenóide, que abre, possibilitando a formação da atmosfera protetora para a soldagem. Passado o tempo de pré-gás, o pulsador é habilitado a operar. No momento em que o operador força a ignição do arco, colocando a ponteira em contato com a peça a ser soldada, a tensão de arco cai a zero e a corrente de arco começa a circular. Neste instante, o circuito de sensor de tensão de arco altera a referência de corrente selecionada, permanecendo, desta forma, até que a tensão de arco se estabeleça.

Em operação, o circuito de controle faz com que a corrente de arco siga a corrente de referência até o instante em que, via um sinal externo, o processo seja interrompido.



- Um defeito no circuito de potência pode ser transmitido ao circuito de comando.
- As indutâncias parasitas do "Shunt" provocam sobretensões elevadas, durante o chaveamento da corrente de arco, que geralmente interferem no circuito de controle.

É com o intuito de eliminar os inconvenientes citados acima, que se estudará, a seguir, um sensor de corrente.

Para projetar-se adequadamente o sensor de corrente, é necessário que sejam conhecidas as características da corrente de arco, que irá determinar a tensão do "Shunt". Então, para facilitar a especificação do sensor, decompor-se-a a corrente de arco em quatro componentes, que são:

- Componente retangular de baixa frequência (0,1 à 10Hz), com amplitudes da corrente de base e de pico variando entre 20 e 200 A.
- Uma componente aproximadamente triangular, com amplitude pico a pico de 20 A e frequência em torno de 1 kHz, referente à ondulação da corrente de arco.

A figura 4.2 ilustra a origem das componentes da corrente de arco citadas anteriormente.

A partir destas componentes, pode-se determinar as características do sensor de corrente, que são:

- Banda passante entre 0,1 Hz e 1 kHz.
- Ganho constante na banda passante.
- Componentes indesejáveis, como ruídos e a componente introduzida pelo próprio sensor deverão possuir amplitude infe-

rior a 0,5% do valor máximo a ser medido.

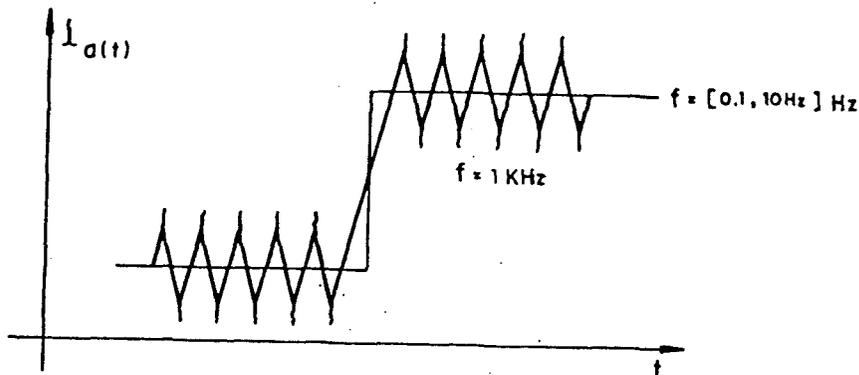


Fig. 4.2 - Forma de onda da corrente de arco.

O valor 0,5% foi obtido a partir da estipulação de uma percentagem máxima de 10% sobre a componente de menor amplitude da corrente de carga.

#### 4.3.2- Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento do sensor, que será abordado aqui, baseia-se na modulação e demodulação do sinal provindo do "Shunt" com um estágio intermediário de isolamento.

O princípio de modulação por amplitude é bem conhecido e consta basicamente em fazer-se variar a amplitude da portadora, de frequência elevada, proporcionalmente à amplitude do sinal que se deseja modular, como mostra a figura 4.3. Com isso a portadora pode ser transmitida do primário para o secundário de um transformador, que constitui o estágio de isolamento, sem perda da informação.

O estágio de demodulação pode ser realizado através da retificação da portadora em onda completa. Este princípio de demodulação reduz sensivelmente o conteúdo da portadora no sinal demodulado. Na figura 4.4 é apresentado simplificadaamente o circuito utilizado para obtenção deste sensor.

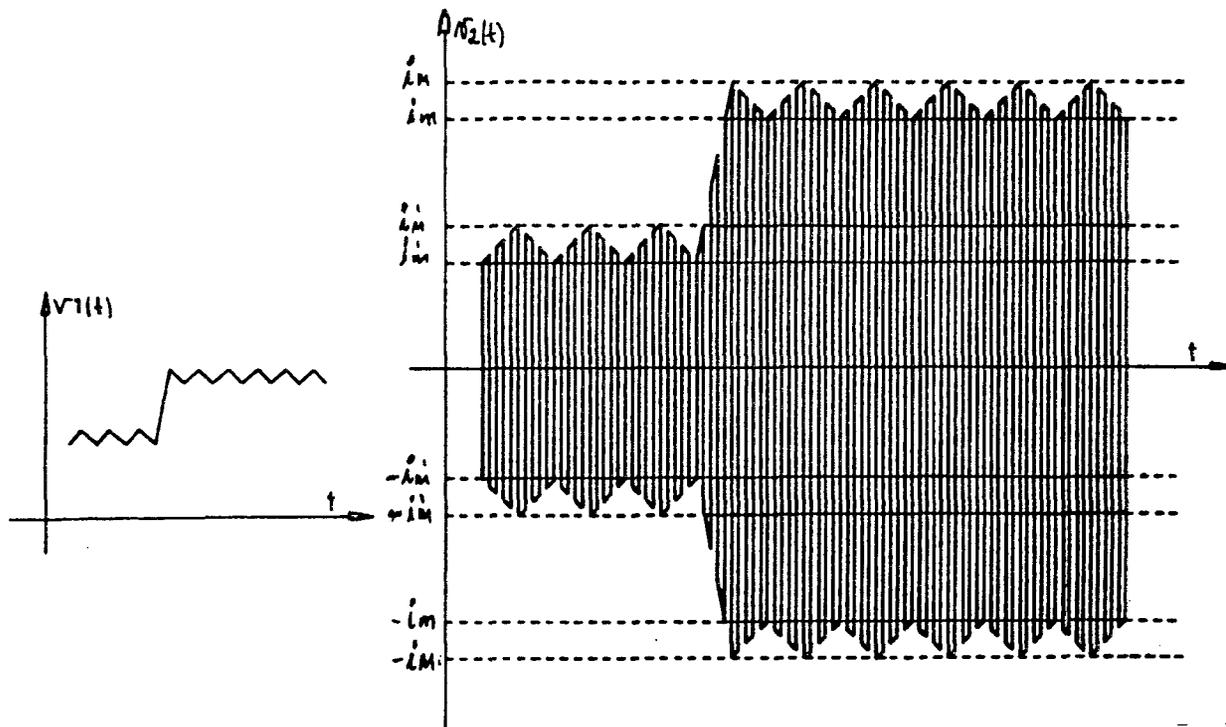


Fig. 4.3 - a) Forma de onda da tensão do "Shunt" ( $f(i_a)$ ) amplificada. b- Forma de onda do sinal da figura 4.3.a dentro de uma portadora.

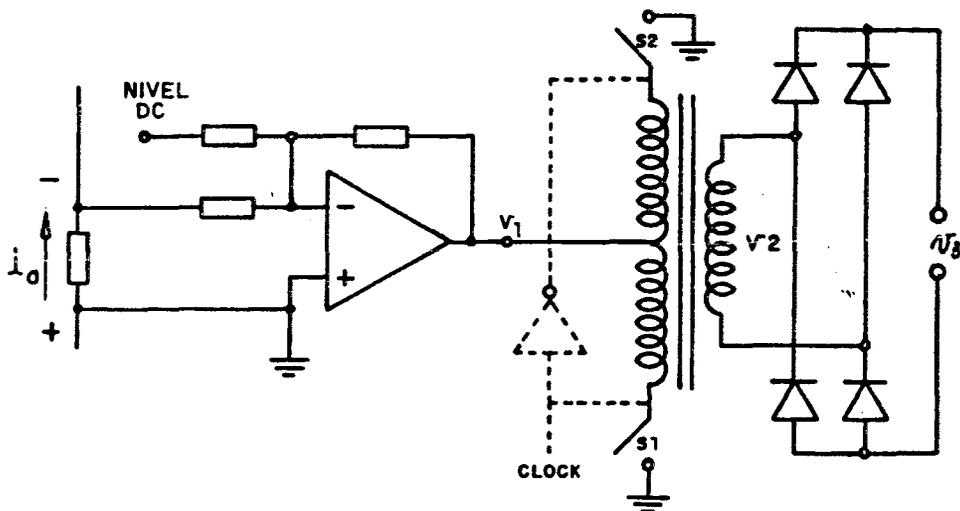


Fig. 4.4 - Circuito simplificado do sensor de corrente.

Para que o transformador transfira a portadora do primário para o secundário adequadamente, é necessário que os tempos de condução das chaves  $S_1$  e  $S_2$  sejam idênticos, pois caso contrário, seria introduzida uma componente DC no transformador, que poderia resultar em uma não linearidade no circuito [11].

Na figura 4.5 é apresentado um modelo para o transformador de pulso em questão [10].

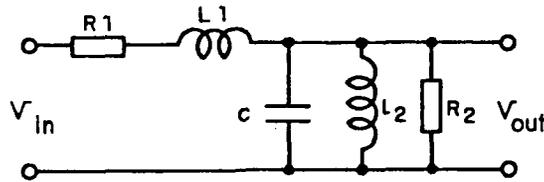


Fig. 4.5 - Modelo equivalente do transformador de pulso.

onde:

- l1 - indutância de dispersão entre primário e secundário.
- l2 - indutância de magnetização.
- R1 - resistência da fonte mais a resistência dos enrolamentos.
- R2 - resistência equivalente da carga.
- C - capacitância associada aos enrolamentos.

A tensão  $V_{out}$  no domínio frequência, quando é aplicado um degrau de tensão na entrada ( $v_{in}$ ) é dada por:

$$V_{out}(S) = \frac{E}{\left[ L_1 \cdot C \cdot S^3 + \left( C \cdot R_1 + \frac{L_1}{R_2} \right) \cdot S^2 + \left( \frac{L_1}{L_2} + \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot S + \frac{R_1}{L_2} \right]}$$

A natureza da resposta ao degrau vai depender da localização dos zeros do polinômio do denominador da equação 4.1.

Como utilizou-se um transformador de pulso comercial, foi realizado um ensaio aplicando-se um degrau de tensão no primário e registrando-se a tensão no secundário. Deste ensaio foram obtidos os seguintes parâmetros [10].

$$l_1 = 47 \mu\text{H}$$

$$l_2 = 89 \text{ mH}$$

$$C = 22 \text{ pF}$$

$$R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$$

As oscilações amortecidas oriundas da aplicação do degrau irão ser transferidas para o estágio de saída, resultando nesta uma componente indesejável. Deve-se salientar, que a componente fundamental da portadora na tensão de saída possui uma frequência duas vezes superior à frequência de chaveamento, devido ao fato da modulação ser realizada com uma retificação em onda completa. Para eliminação desta componente será introduzida na saída um filtro passa baixa, que se por um lado limita a banda do sinal de entrada, por outro, reduz a componente residual da portadora na onda de saída.

Devido à presença do filtro passa baixa na saída ater-se-a na componente média de  $V_{out}$  para um intervalo de tempo  $T_i$ .

A equação 4.1 no domínio tempo é dada por:

$$V_{out}(t) = E \cdot \left[ K_1 \cdot e^{-\sigma_1 t} \cdot \sin(\omega_n t - \phi) + K_2 \cdot e^{-\sigma_2 t} \right] \quad (4.2)$$

A partir dos valores de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C$  do transformador de pulso utilizado foram obtidas as seguintes constantes:

$$K_1 = 0,986$$

$$\sigma_1 = -15531695,91 \text{ (s)}^{-1}$$

$$\omega_n = 24.323082,32 \text{ rad/s}$$

$$\phi = -62,21^\circ$$

$$K_2 = 0,8721$$

$$\sigma_2 = -11760,35 \text{ (s)}^{-1}$$

e a integral da equação 4.2. no intervalo  $[0, T_i]$  é:

$$V_{out, \text{MÉDIO}} = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} V_{out}(t) dt = \left\{ \frac{e^{-\sigma_1 t} \cdot K_1 \cdot E \cdot \cos \phi}{(\sigma_1^2 + \omega_n^2)} \cdot \left[ (\sigma_2 \cdot \sin \omega_n t - \omega_n \cos \omega_n t) - (\sigma_1 \cos \omega_n t + \omega_n \sin \omega_n t) \right] + \frac{E \cdot K_2 \cdot e^{-\sigma_2 t}}{\sigma_2} \right\} \Bigg|_0^{T_i} \quad (4.3)$$

Pode-se observar na equação 4.3 que para um dado valor de  $T_i$  a equação pode ser expressa por:

$$\int_0^{T_i} V_{out}(t) dt = K(t_i) \cdot E \quad (4.4)$$

A equação 4.4 é válida desde que se considere os parâmetros do circuito invariáveis com o tempo. Para o circuito implementado fez-se  $T_f = 2,5 \mu s$ , sendo neste caso:

$$K(2,5 \mu s) = 0,861 \quad (4.5)$$

Na figura 4.6 é mostrada a curva que relaciona a tensão de entrada e saída para o circuito da figura 4.4, levantada experimentalmente. Neste ensaio foi utilizado o transformador de pulso cujos parâmetros foram apresentados anteriormente.

Da figura 4.6 tem-se:

$$\text{tg } \alpha = K = (9,65 - 1,75) / (11 - 2) = 0,87 \quad (4.6)$$

Deve-se salientar que foi necessário a introdução de um nível DC na entrada para compensar as quedas nos diodos e nos interruptores S1 e S2. Pode-se notar na figura 4.6 que na medida que aumenta a amplitude da tensão de entrada, torna-se visível uma não linearidade. Esta pode ser explicada pelo fato dos interruptores possuírem um tempo de entrada em condução e bloqueio finito, retardando, desta forma, o crescimento da corrente no transformador.

O circuito completo do sensor implementado é mostrado na figura 4.7.

Após a retificação, foi introduzido um filtro ativo de segunda ordem para eliminação do conteúdo residual da portadora e os eventuais ruídos provindos das indutâncias parasitas do sensor resistivo ("Shunt"). A equação característica deste filtro no domí-

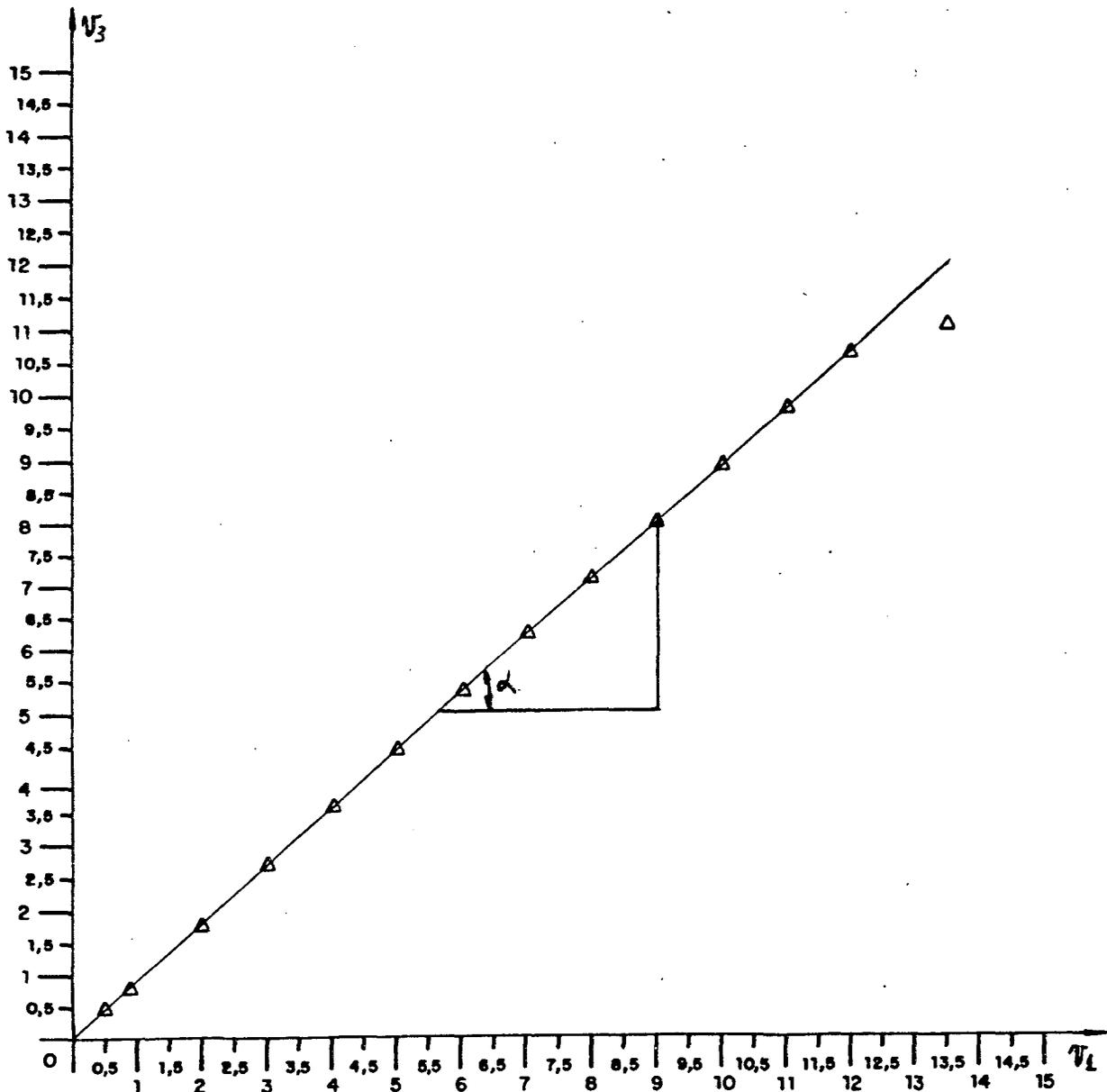


Fig. 4.6 - Relação entrada saída do circuito da figura 4.7 onde o ensaio foi realizado com ganho do amplificador de entrada igual a 1.



ção frequência é dada por [12]:

$$\frac{V_4(s)}{V_3(s)} = \frac{K_a}{(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)} = \frac{A \cdot (1/(C \cdot R_2 \cdot R_3))}{s^2 + s \cdot \left[ \frac{R_3 + R_2 + R_2(1-A)}{C \cdot R_2 \cdot R_3} \right] + \frac{1}{C \cdot R_2 \cdot R_3}} \quad (4.7)$$

Onde para o filtro utilizado:

$$f_0 = 7964$$

$$\zeta = 0,88$$

$$A = 1,25$$

O circuito utilizado para implementação da equação 4.5 é mostrado na figura 4.8.

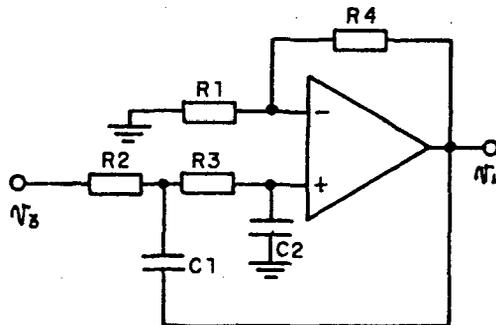
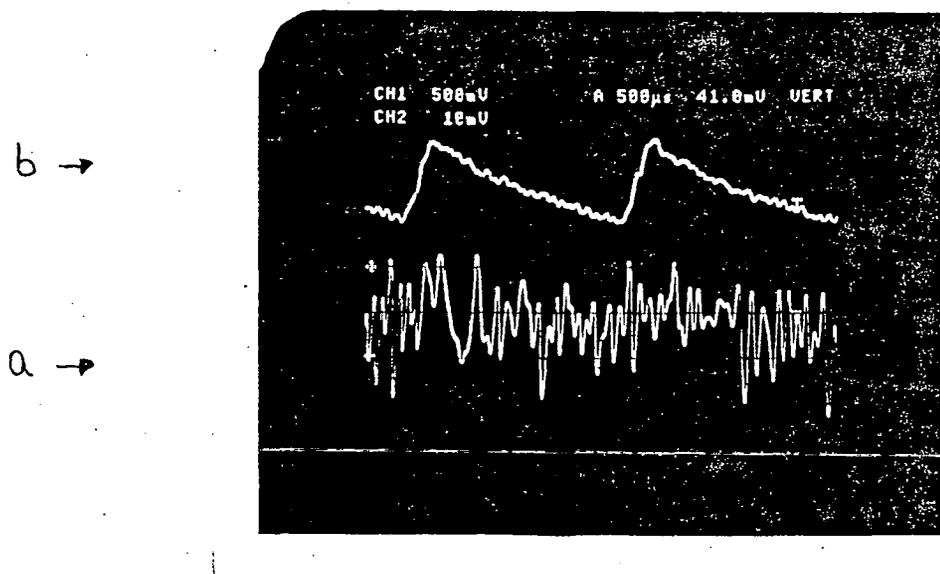


Fig. 4.8 - Filtro passa baixa de segunda ordem utilizado para eliminação da componente residual da portadora.

O oscilograma da figura 4.9 mostra a forma de tensão no sensor resistivo ("Shunt") que é uma imagem da corrente. A resistência nominal do sensor é 30 m. Na parte inferior, tem-se a tensão medida diretamente sobre o sensor e na superior a onda na saída do sensor de corrente, v4.

A técnica de modulação por amplitude utilizada neste sensor de corrente apresentou resultados satisfatórios, sendo que algumas características podem alargar a faixa de linearidade e o seu desempenho, são elas:

- Melhor acoplamento entre os enrolamentos primários e secundário do transformador.
- Implementação de um inversor em ponte, eliminando, assim, um dos enrolamentos do transformador.
- Utilização de interruptores mais rápidos.
- Utilização de um retificador de precisão no estágio demodulador.
- Utilização de um sinal de controle que evite a condução simultânea dos interruptores S1 e S2.



Escalas:

Verticais- 0,5 V/div

10mV/div

Horizontal- 500  $\mu$ s/div

Fig. 4.9 - a) Forma de onda de tensão no Shunt. b) Tensão na saída do sensor de corrente.

#### 4.4- Circuito de Controle

##### 4.4.1- Introdução

Este circuito gerencia a operação da fonte de corrente, podendo ser subdividido em duas partes que são:

- Circuito de realimentação de corrente.
- Circuito de controle do processo.

No diagrama de blocos da figura 4.10 se pode distinguir estes circuitos.

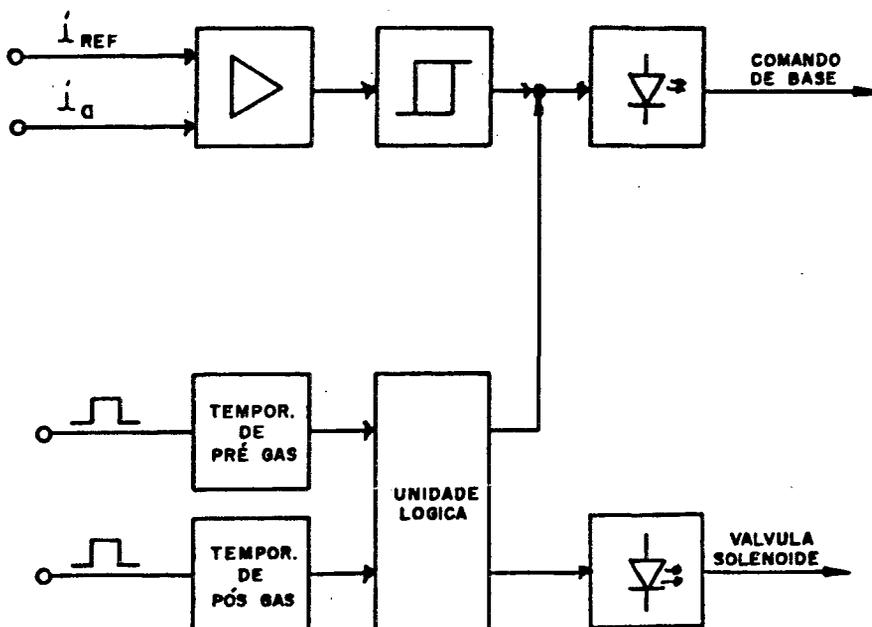


Fig. 4.10 - Diagrama de blocos do circuito de controle.

##### 4.4.2- Malha de realimentação de corrente

Como já foi mencionado no capítulo II o princípio utilizado

para a regulação da corrente será a modulação por valores extremos de correntes. Este tipo de regulação pode ser gerado a partir do confinamento do erro de corrente (diferença entre a corrente de arco e a corrente de referência) entre dois limites.

A implementação de uma malha de realimentação utilizando a modulação por valores extremos de correntes se caracteriza pela sua simplicidade, e o circuito implementado é mostrado na figura 4.11.

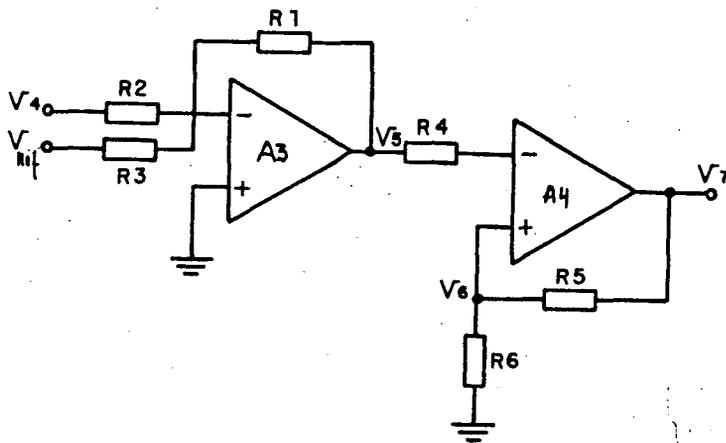


Fig. 4.11 - Circuito que realiza a modulação por valores extremos.

Onde:

$v_4$  - é a tensão fornecida pela sensor de corrente, sendo uma imagem da corrente de arco.

$v_{ref}$  - é a tensão de referência que será comparada com a amostra da corrente de arco.

$v_5$  - é a tensão de erro amplificada, ou seja, a diferença amplificada entre  $v_4$  e  $v_{ref}$ .

Da característica do sensor de corrente se tem:

$$v_4 = K.i_a(t)$$

(4.8)

Estabelecendo que a amplitude máxima de pico a pico de  $v_5$  pode obter-se o ganho de  $A_3$  para  $\Delta i$  desejado.

Se a amplitude da tensão de pico de  $v_5$  for limitada em 8 V através do comparador com histerese e fazendo com que a ondulação de corrente tenha uma amplitude pico a pico de 20 A tem-se:

$$v_4 = 0,05 \cdot 20 \text{ A} = 1 \text{ V} \quad (4.9)$$

Então o ganho de  $A_3$  será:

$$K_{A_3} = v_{5 \text{ máx}} / (v_4 + v_3)_{\text{máx}} = 8 / 0,5 = 16 \quad (4.10)$$

A partir de  $K_{A_3}$  se pode determinar o  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ .

$$\text{Se } R_3 = R_2 = 10 \text{ K, então } R_1 = 160 \text{ K} \quad (4.11)$$

Por outro lado, a tensão  $v_g$  assume dois valores que são  $\pm 8$  V. Se conhecermos a tensão de saturação positiva e negativa do comparador pode-se determinar os valores de  $R_5$  e  $R_6$ :

$$\begin{aligned} R_6 / (R_6 + R_5) \cdot V_{\text{sat}} &= 8 \text{ V} & \text{se } V_{\text{sat}} &= 15 \text{ V} & \text{e } R_6 &= 18 \text{ K} \\ R_5 &= 15,7 \text{ K} & & & & (4.12) \end{aligned}$$

A tensão de saída do comparador com histerese determinará a condução e o bloqueio do transistor de potência, via o circuito de comando de base. O circuito de controle é isolado do comando de base através de um opto-acoplador.

#### 4.4.3- Circuito de controle do processo

Esta é a parte do circuito de controle que é responsável pelo gerenciamento do processo, sendo que consta basicamente de dois temporizadores que definem os tempos de pré e pós gás e uma lógica-

ca de "flip-flop" que habilitará a operação do pulsador e da válvula solenóide dependendo dos sinais externos de comando.

O diagrama de tempo da figura abaixo esclarece o princípio de funcionamento deste circuito.

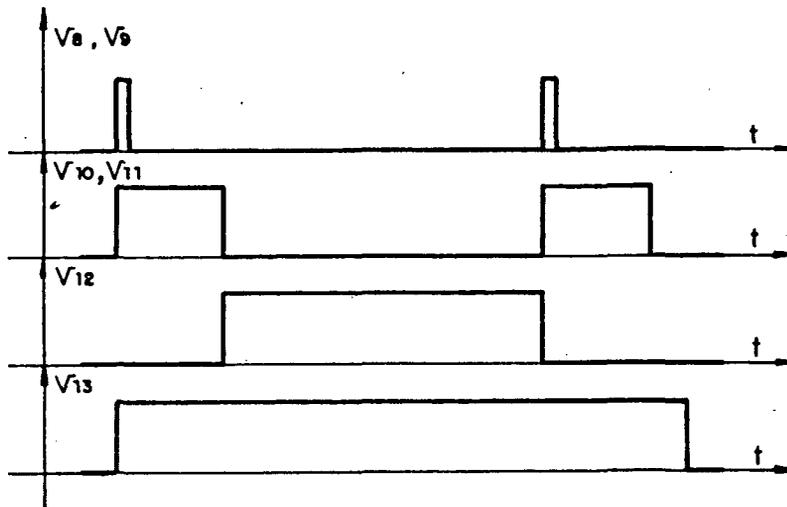


Fig. 4.12 - Diagrama de tempo do circuito de controle do processo.

v8, v9 - pulsos externos que determinam o início e o fim da operação.

v10, v11 - tensões que definem o tempo de pré e pós gás.

v12 - sinal que habilitará a operação do pulsador.

v13 - sinal que habilitará a abertura da válvula solenóide.

A implementação prática deste diagrama de tempo foi realizada com o circuito da figura 4.13.

Pode-se observar que foi introduzido um circuito formado por diodo, resistor e capacitor junto aos pinos de inibição dos "flip-flop" e dos temporizadores. Este circuito tem a função de estabelecer o estado inicial destes elementos logo após a energização do sistema.



Tensão nominal = 220 V ac

Potência = 11 W

Para implementação do circuito que controla o estado da válvula solenóide, aberta ou fechada, foi implementado um circuito como o, apresentado na figura 4.14.

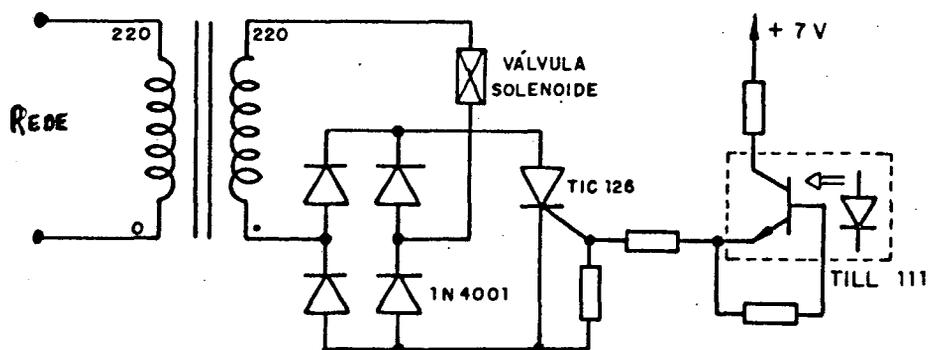


Fig. 4.14 - Circuito de controle da válvula solenóide

Obtou-se pela utilização deste circuito pois mantém a válvula solenóide isolada eletricamente da rede através de um transformador por uma questão de segurança, principalmente em soldagens manuais. Por outro lado o sinal de controle é isolado via um opto-a-coplador do circuito de controle o que assegura uma maior imunidade a ruídos a este circuito. O tiristor inserido no centro da ponte retificadora assegura a bidirecionalidade de corrente de tensão necessárias ao controle da válvula solenóide.

#### 4.6- Circuito Gerador da Corrente de Referência

Este circuito fornece a forma de onda que servirá como referência para a corrente de arco. A forma de onda da corrente de arco desejada é mostrada na figura 4.15.

Para maior facilidade de operação e sinalização, optou-se pela geração deste sinal através do uso de lógica digital.

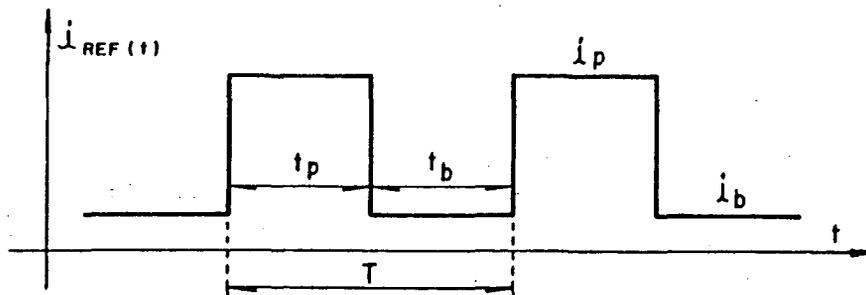


Fig. 4.15 - Forma de onda de referência de corrente de arco.

Pode-se subdividir a geração da corrente de referência em três partes distintas, que são:

- Geração de uma onda de frequência variável.
- Geração de uma onda com razão cíclica variável.
- Circuito para variar a amplitude da corrente de base e de pico.

A seguir, abordar-se-á, brevemente, o funcionamento de cada uma das partes deste circuito.

#### 4.6.1- Gerador de onda de frequência variável

Optou-se pela realização desse circuito utilizando tecnologia CMOS, com o emprego de um PLL (Phase-Lock-Loop). O PLL contém, internamente, um comparador de fase e um conversor tensão frequência que são utilizados em um circuito como o mostrado na figura 4.16.

O que se realizou, na realidade, foi um multiplicador de frequência. Este circuito contém uma malha fechada, onde o comparador de fase compara a frequência de referência com a frequência oriunda do divisor. Na saída do comparador por fase, o erro de fa

se é proporcional à diferença de fase entre aquelas frequências. Este erro, após passar por um filtro passa baixa, alimenta o conversor tensão frequência, que por sua vez gera uma onda de frequência  $f_2'$ . Esta, após passar por uma divisão por  $n$  é comparada com a onda que contém a frequência de referência  $f_1$ . Em regime, pode-se dizer que  $f_1 = f_2'$  logo,  $Nf_1 = Nf_2'$ .

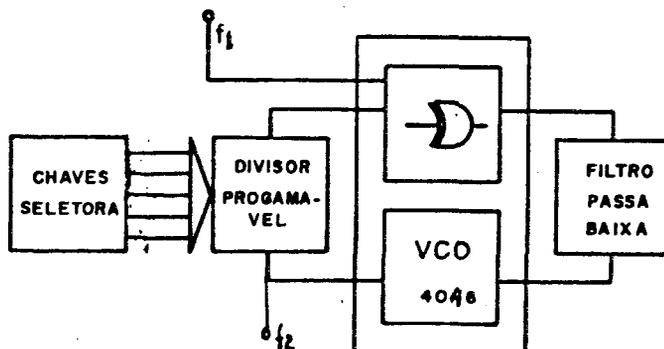


Fig. 4.16 - Diagrama de bloco do circuito gerador de frequência variável

As chaves seletoras utilizadas estão localizadas no painel da fonte, e possibilitam a seleção da frequência de 0,1 a 10 Hz. Internamente estas chaves seletoras, mecanicamente, fazem a conversão de decimal para binário, reduzindo, assim, a complexidade do "hardware".

Para um melhor aproveitamento do conversor tensão-frequência do PLL trabalhou-se com uma frequência 10.000 vezes superior à frequência desejada, logo, as frequências máxima e mínima do Vco são dadas por:

$$f_{Vco \text{ min}} = 0,1 \times 10.000 = 1 \text{ kHz}$$

$$f_{Vco \text{ max}} = 10 \times 10.000 = 100 \text{ kHz} \quad (4.13)$$

O circuito implementado é mostrado na figura abaixo.

A curva que relaciona a frequência selecionada e a frequência de saída do gerador de frequência variável é mostrada na figura

4.18, devendo ressaltar-se que a seleção zero é inválida, pois leva o circuito a operar instavelmente.

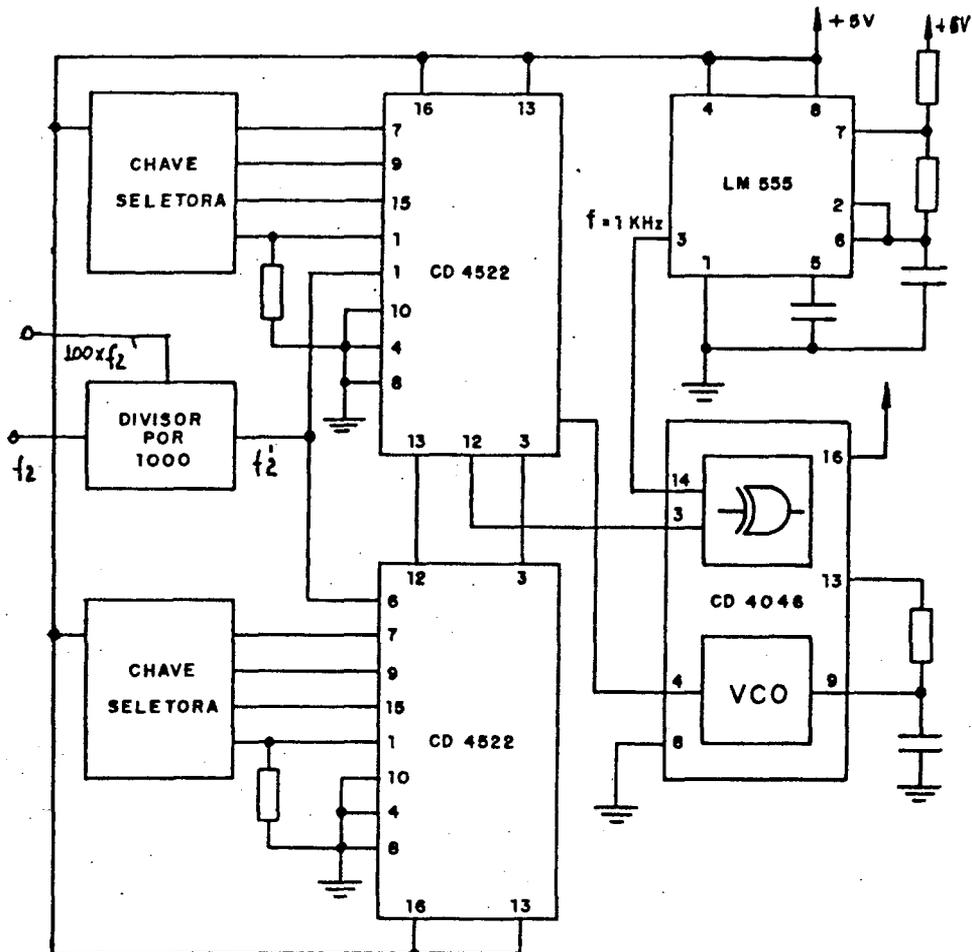


Fig. 4.17 - Esquema elétrico do circuito gerador de frequência variável.

#### 4.6.2- Circuito gerador da onda de razão cíclica variável

O princípio de funcionamento deste circuito é baseado na contagem de  $n$  pulsos de uma onda de frequência 100 vezes superior à frequência da onda que se deseja variar a razão cíclica, onde  $n$  pode assumir um valor em 0 e 98.

A seleção do número de pulsos a serem contados é feita através de duas chaves digitais de ponto, que possibilitam a seleção do valor desejado de  $n$ . Como a chave utilizada fornece o valor de  $n$  na forma decimal, foi necessário converter este dado para a for-

ma binária. Esta conversão pode ser tanto realizada com uma matriz de diodos como com o uso de um circuito integrado.

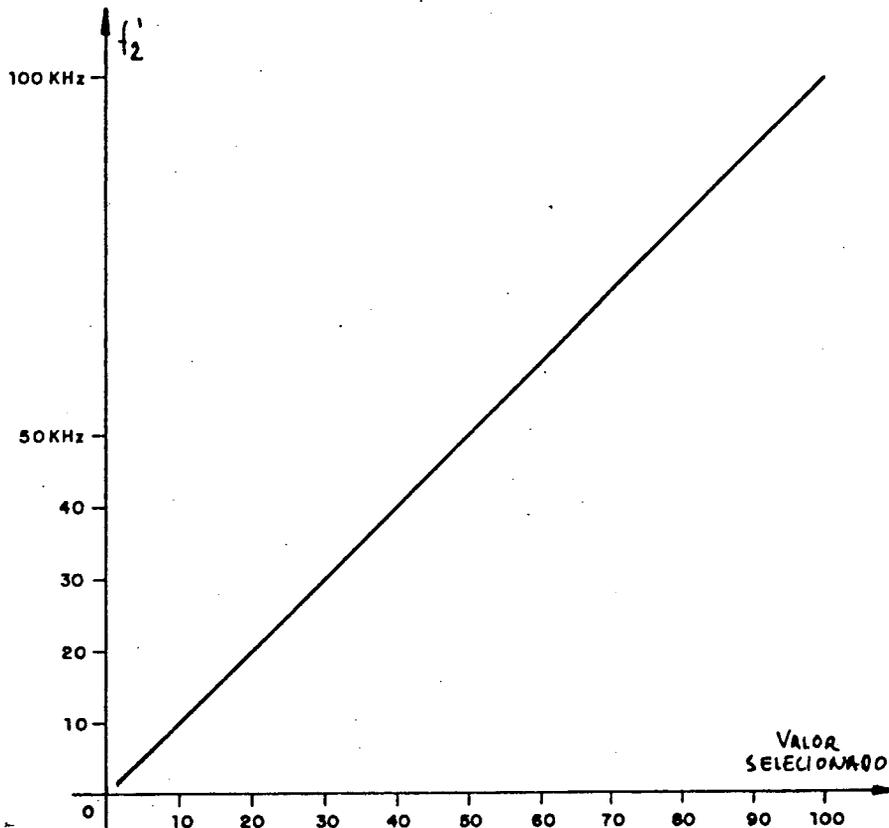


Fig. 4.18 - Curva que relaciona o valor selecionado de frequência e a frequência gerada pelo gerador de frequência variada.

O circuito que realiza a contagem consta basicamente de dois contadores programáveis e "flip-flop", dispostos de tal forma que possibilitem a variação da razão cíclica.

O circuito implementado é mostrado na figura 4.19.

No circuito da figura 4.19 tem-se:

f2 - É uma onda quadrada de frequência fixa que se deseja variar a razão cíclica.

f3 - É a onda de frequência fixa com a razão cíclica desejada.

#### 4.6.3- Circuito para variar a amplitude das correntes de referên- cia de pico e de base.

Se fizermos a onda de freqüência variável gerada pelo circui-  
to da figura 4.17 ser dividida por 10.000 vezes, teremos uma onda  
de freqüência entre 0,1 e 10 Hz. Esta onda alimentando o circuito  
da figura 4.19 resulta em uma onda de freqüência e razão cíclica  
variável. Para obter-se a onda da figura 4.15 tem-se que variar a  
amplitude das correntes de referência de base e de pico.

Para obter tal intento, utilizou-se a onda  $f_3$  e  $f_3$  complemen-  
tar, em um circuito como o mostrado na figura 4.21.

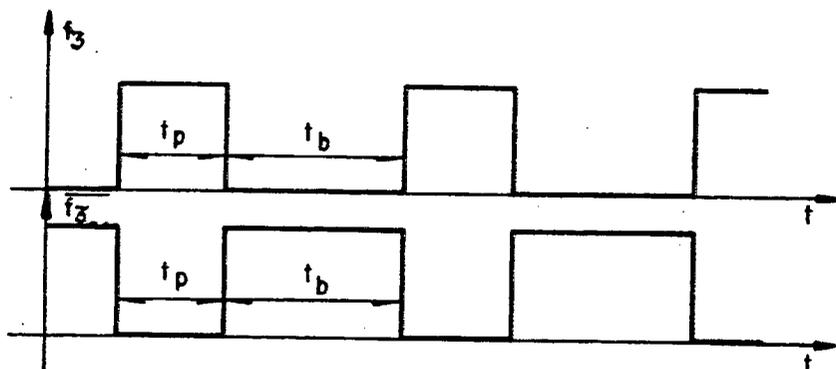


Fig. 4.20 - Forma de onda de saída do gerador de razão cíclica variável.

Então, considerando a tensão do nível lógico zero, pode-se am-  
plificar, separadamente, as duas ondas da figura 4.20 e logo após  
somar os resultados obtidos, como mostra a figura 4.21.

Obtendo-se dessa maneira uma onda de corrente de referência  
desejada. Para ajustar o ganho dos amplificadores, deve-se conside-  
rar a não linearidade do circuito sensor de corrente.

#### 4.7- Circuito de Ignição

A inicialização da operação da soldagem é realizada com a ig-  
nição do arco. Para que a ignição ocorra é necessário que se rompa

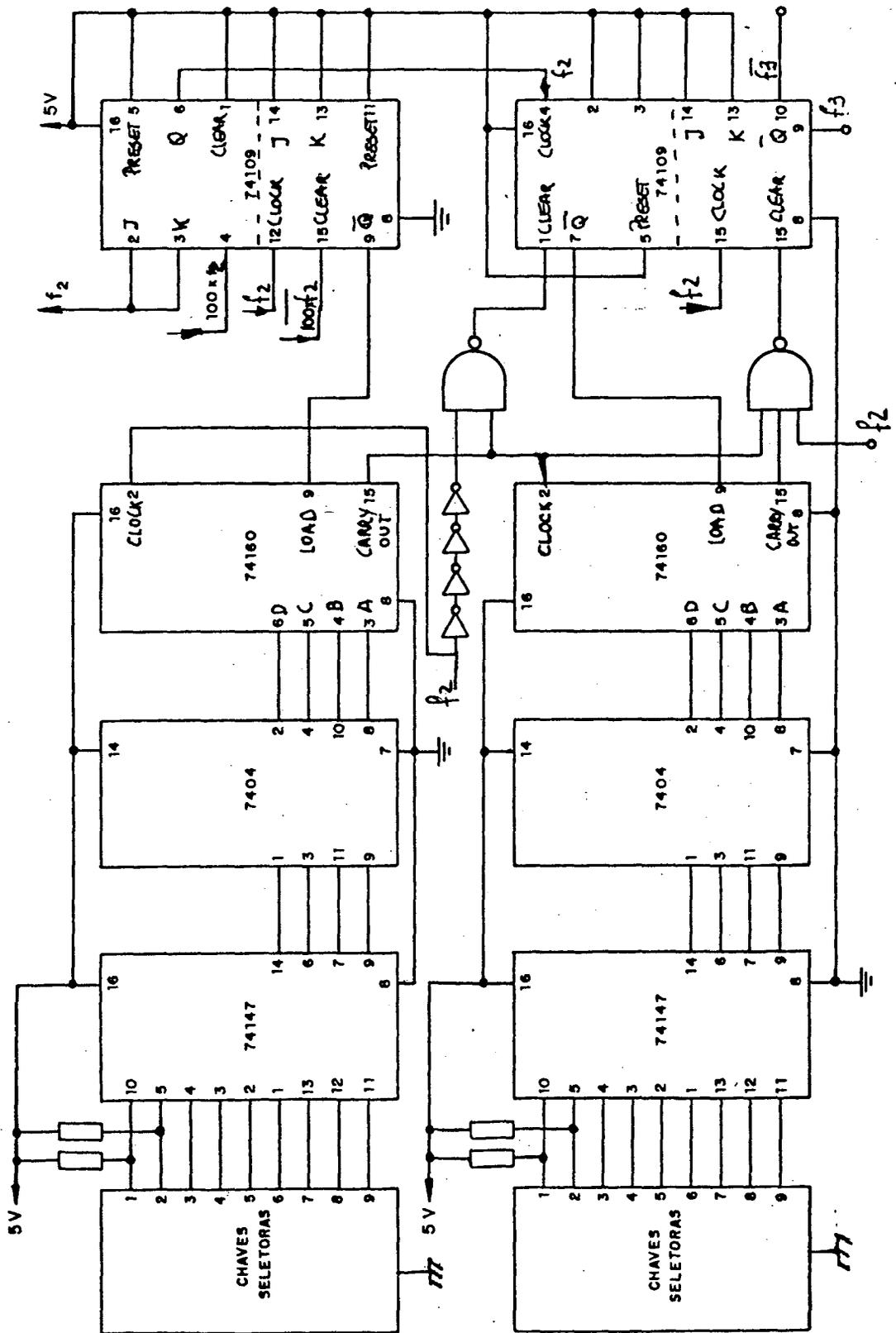


Fig. 4.19 - Esquema Eletrico do Circuito Gerador da Razão Cíclica Variável.

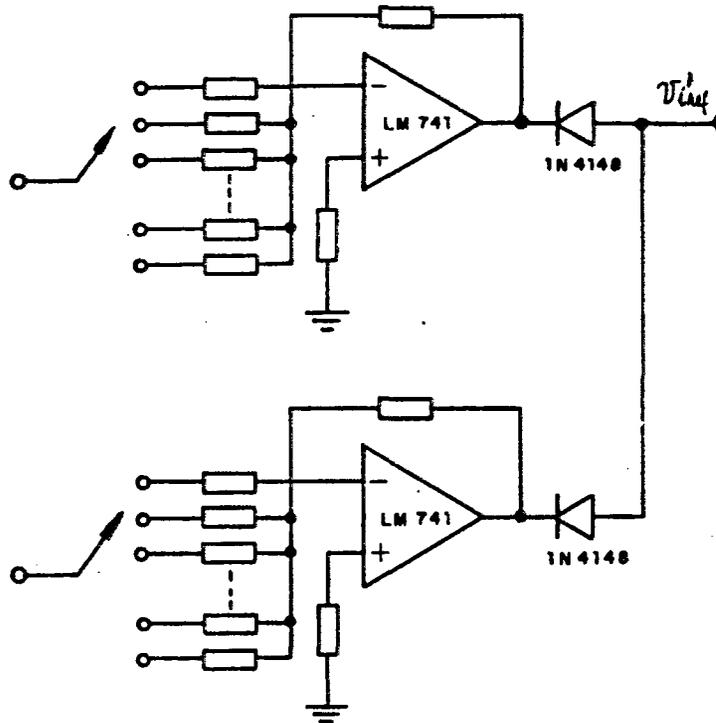


Fig. 4.21 - Circuito amplificador da corrente de referência

a rigidez dielétrica do meio que separa a ponteira de tungtênio e a peça que irá ser soldada.

No processo TIG Pulsado, a ponteira é não consumível, sendo também, denominada virtual permanente. Logo, é interessante evitar operações que venham desgastá-la prematuramente.

Os métodos conhecidos para ignição no processo TIG pulsado são [1]:

- Partida com alta freqüência e tensão.
- Partida por contato.

No circuitos de ignição através do uso de alta freqüência e tensão, tem-se uma fonte auxiliar de energia que propicia uma onda desta natureza. A sua implementação requer circuitos extras, a nível dos circuitos de potência, que se por um lado proporcionam um baixo desgaste na ponteira e uma maior facilidade na utilização em processos automáticos, por outro lado, implicam no aumento da

complexidade do circuito de potência e eventual sobredimensionamento de alguns dos elementos deste circuito.

O processo de ignição por contato é mais simples do ponto de vista da implementação, pois não requer circuitos adicionais a nível dos circuitos de potência, requerendo unicamente um circuito de monitoração da tensão de arco. No circuito implementado foi utilizado um opto-acoplador para monitorar esta tensão, simplificando, assim, a medida.

Através da medida da tensão do arco, pode detectar-se o momento que o operador dá início à operação de soldagem, permitindo, assim, a troca de referência de corrente de arco, a fim de evitar a circulação de correntes elevadas e o desgaste da ponteira devido ao sobreaquecimento.

O diagrama de blocos da figura 4.22 mostra uma forma de implementação do circuito de ignição por contato.

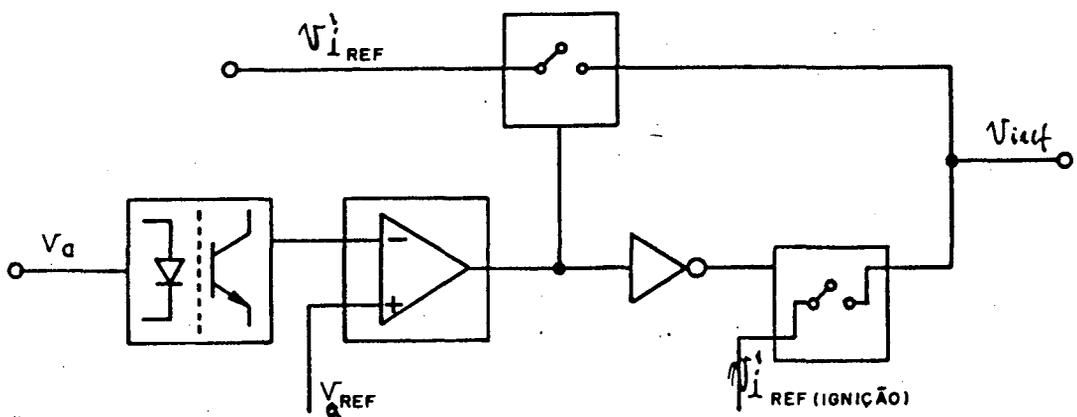


Fig. 4.22 - Diagrama de blocos do circuito de ignição por contato.

Com relação ao circuito da figura 4.23, no instante que a tensão de arco vai a zero o transistor do opto-acoplador assume o estado bloqueado, fazendo com que a saída do comparador C1 assumira a tensão de saturação positiva, que, por sua vez, irá inibir a referência da corrente provinda do gerador de corrente de referência e estabelecer a referência  $V'_{ref}$ . Esta referência deve ser im-

posta levando-se em consideração as características da ponteira e do material em que será realizada a solda.

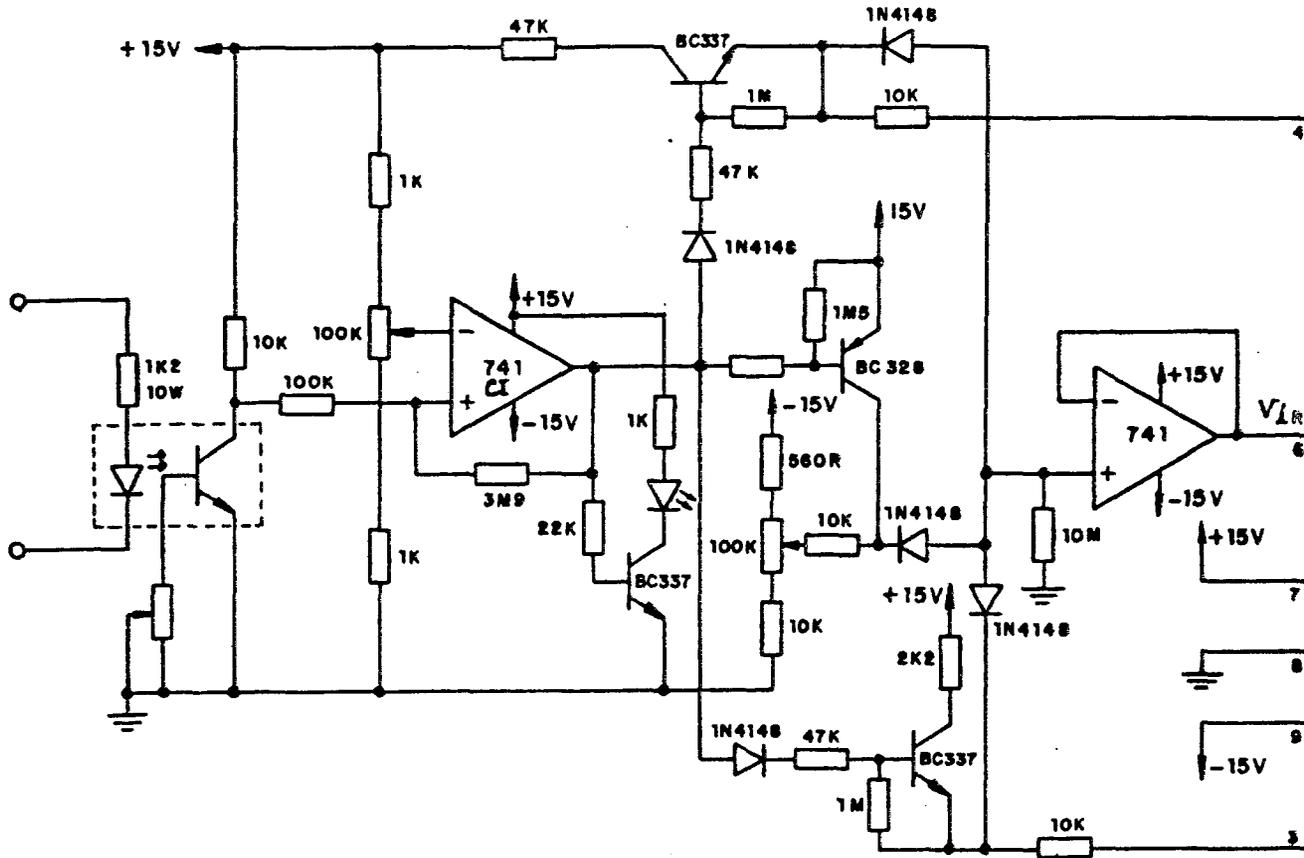


Fig. 4.23 - Esquema elétrico do circuito de ignição.

No instante em que a tensão de arco atingir o seu valor nominal, a tensão na entrada não inversora torna-se menor que a referência e a saída de C1 assume a tensão de saturação negativa, inibindo a referência de corrente  $V'_{iref}(I_{6N148})$  e habilitando a referência provinda do gerador de corrente de referência ( $v'_{iref}$ ).

#### 4.8- Conclusão

Os circuitos apresentados anteriormente apresentaram resultados satisfatórios devendo acrescentar-se que:

- O circuito de realimentação utilizando modulação por valores extremos de corrente se adapta plenamente a esta aplicação, pois atua como um limitador ativo de corrente de arco.
  
- Devido à não linearidade do sensor de corrente a amplitude da corrente de referência deve ser ajustada de modo a compensar essa não linearidade.
  
- Circuito gerador de onda com razão cíclica variável pode ser simplificado com a utilização de chaves seletoras que realizam internamente a conversão decimal para binário.

## CAPÍTULO V

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 5.1- Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos com um protótipo de uma fonte de corrente para processo TIG pulsado, utilizando os circuitos que foram descritos nos capítulos anteriores.

Serão apresentados os resultados obtidos com carga resistiva, logo após, serão apresentados os resultados obtidos com o arco propriamente dito.

#### 5.2- Ensaio com Carga Resistiva

A fim de depurar o funcionamento do circuito como um todo, foram interligados todos os circuitos como são apresentados nos capítulos anteriores, figura 5.1.

Primeiramente, para verificar o funcionamento do circuito de baixa potência, desconectou-se a bobina da contactadora de entrada do temporizador, a fim de manter o circuito de potência desenergizado, e verificou-se o funcionamento de cada um dos circuitos da figura 5.1.



Depois de ter-se certificado do bom funcionamento destes circuitos, reconectou-se a bobina da contactora principal e se verificou o funcionamento do circuito de potência interligado com o circuito de sinal, com a finalidade de ajustar a amplitude da corrente de referência, colocou-se uma referência constante e se levantou o ganho real do circuito. A curva é mostrada na figura 5.2.

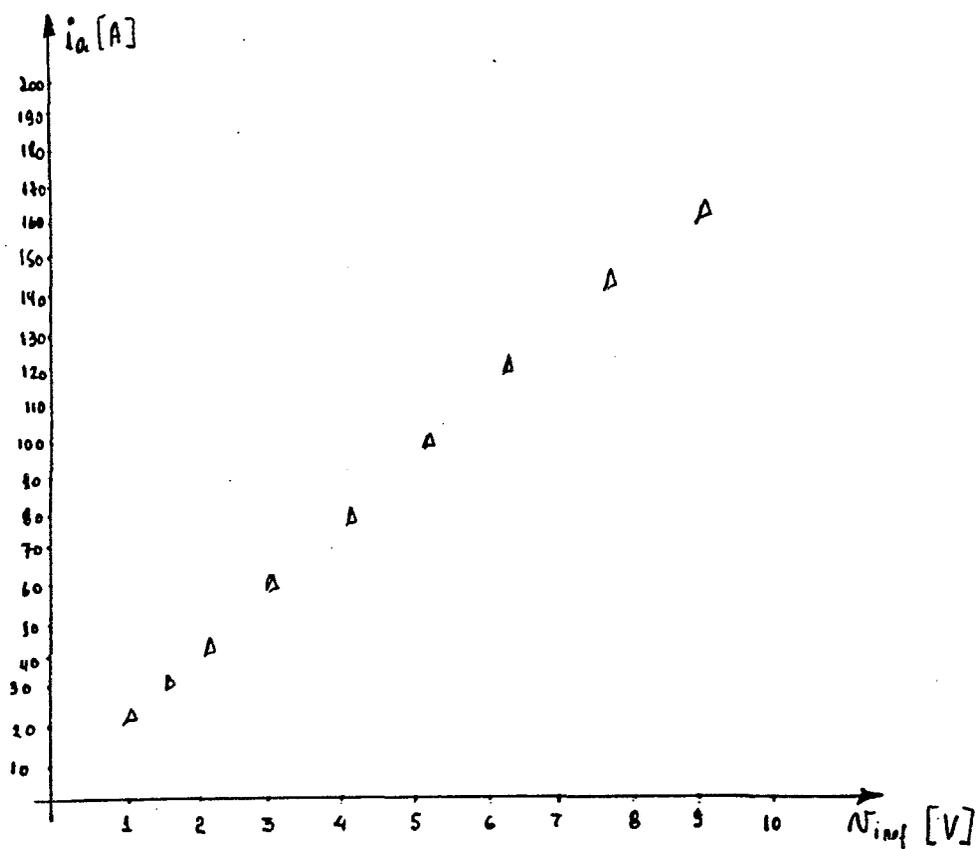


Fig. 5.2 - Curva que relaciona tensão de referência e corrente de saída, levantada experimentalmente.

Utilizou-se um indutor  $7,5 \mu\text{H}$  no circuito de ajuda à comutação, que reduz significativamente a corrente de pico associada à recuperação do diodo de roda livre como foi apresentado no capítulo III.

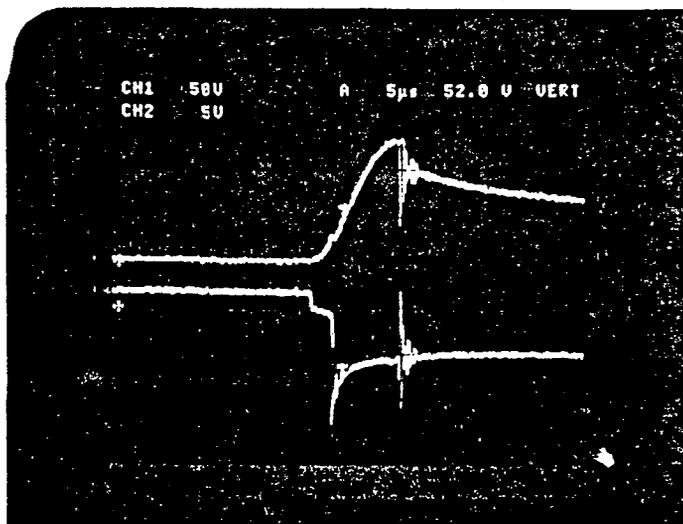
Deve ser ressaltado que as indutâncias parasitas associadas ao circuito de potência, causaram sobretensões no momento do bloqueio, com amplitudes proporcionais à corrente de carga. Através das equações 3.8 e 3.9, apresentadas no capítulo III, pode-se esti

mar que as indutâncias parasitas associadas à fonte e interligação dos componentes são da ordem de:

$$l_p = 2,9 \mu\text{H}$$

Devido à ordem de grandeza desta indutância e os níveis de correntes utilizados, o dimensionamento do capacitor do circuito de ajuda à comutação ao bloqueio, ficou associado à tensão máxima de operação do transistor de potência do pulsador.

Utilizando um capacitor de  $4 \mu\text{F}$ , a tensão máxima sobre os terminais do transistor ficou limitada em 220 V para corrente de carga de 200 A como mostram os oscilogramas da figura 5.3.

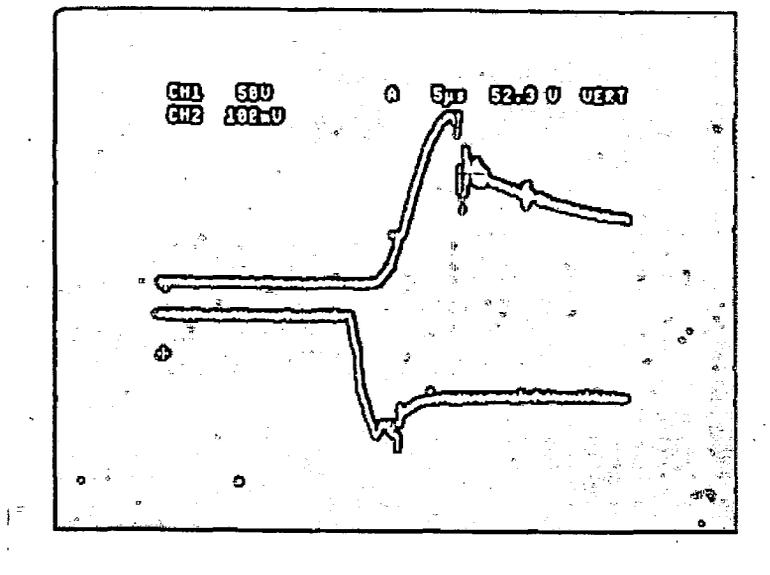


Escalas

Vertical - 50/div

Horizontal -  $5 \mu\text{s}/u$

(a)



Escalas

Vertical - 50V/div

2A/div

Horizontal - 5μs/div

(b)

Fig. 5.3 - Tensão de coletor emissor no momento do bloqueio.  
 a)  $V_{ce}(t)$  e  $V_{be}(t)$  para uma corrente de carga de 100 A com carga resistiva. b)  $V_{ce}(t)$  e  $i_B(t)$  para uma corrente de carga 200 A com carga resistiva.

### 5.3- Ensaio com Arco

Foram realizados ensaios com arco com diferentes amplitudes e razão cíclica. Para estes ensaios foi utilizada uma ponteira de 3,2 mm com uma superfície protetora de argônio.

Os resultados foram satisfatórios na medida que a fonte projetada possibilita a obtenção de comandos com razão cíclica variável entre 0,1 a 10 Hz e também possibilita o ajuste da corrente de arco de 20 a 200 A, como foi proposto inicialmente.

A característica estática do arco, ou seja, a curva que relaciona tensão corrente para o protótipo implementado, é mostrada na figura 5.4.

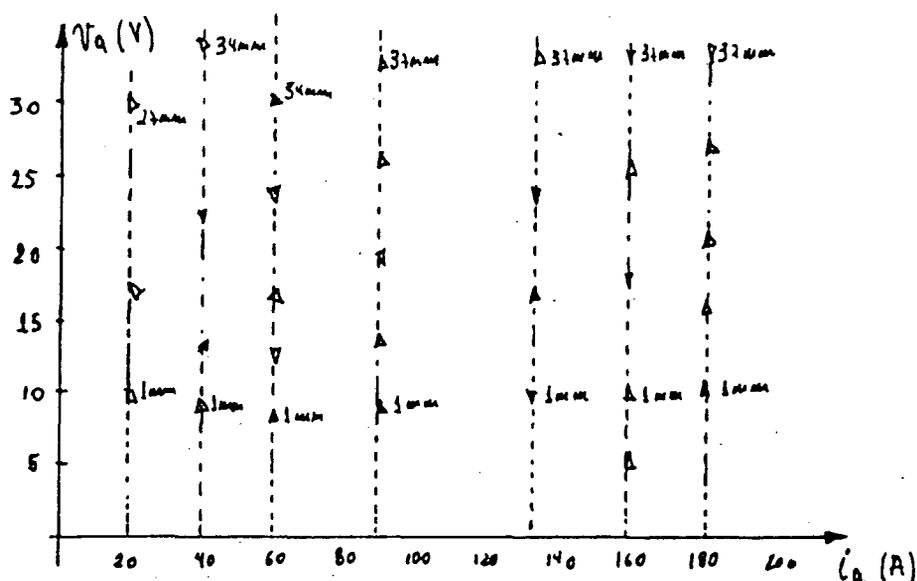
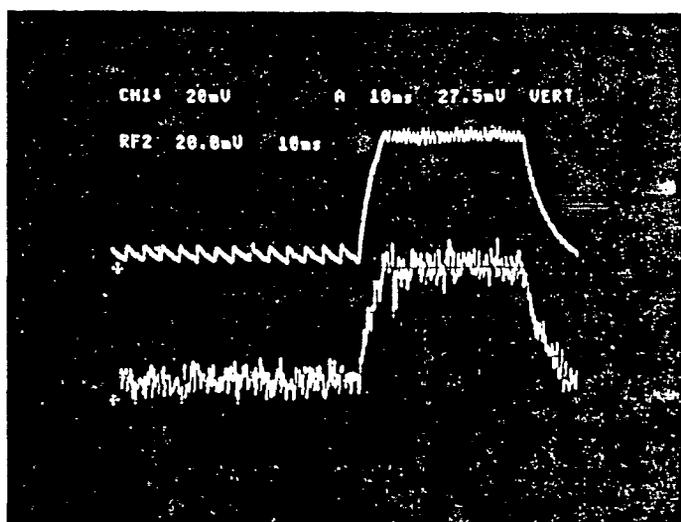


Fig. 5.4 - Característica estática tensão corrente.

A curva da figura 5.4 foi levantada experimentalmente com o protótipo implementado. Quanto à resposta dinâmica, ou seja, a resposta da corrente de saída, a aplicação de um degrau na referência é mostrada no oscilograma da figura 5.5.



Escalas

Vertical - 66 A/div

Horizontal - 100μs/div

Fig. 5.5 - Resposta dinâmica da corrente de arco com a aplicação de um degrau de referência de 180 A. a) Medida com banda passante de 20 KHz b) Medida com banda passante de 50 KHz.

Deve-se salientar que esta curva depende das características do arco. Para o oscilograma apresentado na figura 5.5, a tensão de arco foi considerada zero e a resistência de arco de aproximadamente  $0,1 \Omega$ . Deve-se salientar que caso se deseje incrementar a resposta dinâmica, deve-se reduzir a indutância  $L_f$  do circuito da figura 5.1. Como consequência, tem-se o aumento da frequência de operação da diminuição do  $\Delta I$  de corrente ou ambos, como foi demonstrado no capítulo II.

#### 5.4- Conclusão

O protótipo implementado é operacional devendo-se resaltar que o circuito de comando de base e o circuito gerador da corrente de referência necessitam de um novo "lay-out" para assegurar uma melhor confiabilidade ao equipamento.

A utilização de circuito de controle isolado do circuito de potência mostrou-se plenamente eficaz na eliminação de ruídos oriundos do circuito de potência, sendo também, facilitada a interligação destes circuitos a outros circuitos que eventualmente sejam necessários para expansão do controle do processo de solda.

Quanto ao circuito de potência, o seu desempenho pode ser aprimorado através da redução das indutâncias parasitas. Com isto ter-se-ia uma redução nas perdas, possibilitando a operação em frequências mais elevadas, reduzindo o volume de  $L_f$  e do capacitor de circuito de ajuda a comutação.

Pode-se observar na figura 5.4 que a fonte implementada possi

bilita a soldagem com comprimentos de arco de até 35 mm sem perda da característica de fonte de corrente. Conclui-se, então, que a fonte de tensão E pode ser reduzida já que dificilmente o comprimento do arco dificilmente atingirá tal magnitude. A redução da amplitude da tensão da fonte e levaria a redução da potência associada a máquina de solda, e conseqüentemente uma redução de peso e volume.

## CONCLUSÃO GERAL

A máquina de solda desenvolvida pode ser utilizada em processos de soldagem TIG Pulsado Manuais, sendo que, para a automatização do processo, alguns circuitos adicionais são necessários. A fonte de corrente abordada adapta-se tanto para soldagem manual como automática, e quanto aos resultados obtidos com a fonte estudada deve ser salientado que:

- O circuito de regulação utilizando modulação por valores extremos, adapta-se plenamente a regulação de uma fonte de corrente.
- O circuito de comando de base influencia grandemente no desempenho do interruptor transistorizado, principalmente quando opera-se com correntes elevadas.
- O sensor de corrente utilizado apresenta a particularidade de limitar a banda passante do sinal monitorado, com isto, elimina grande parte dos ruídos provindos do circuito de potência.
- As indutâncias parasitas oriundas das interligações dos componentes do circuito de potência provocam sobretensões que limitam a performance deste circuito.

## APÊNDICES

## APÊNDICE I

### FONTE DE TENSÃO PRINCIPAL

Esta fonte é responsável pela alimentação do circuito de potência do pulsador. A configuração utilizada é mostrada na figura abaixo:

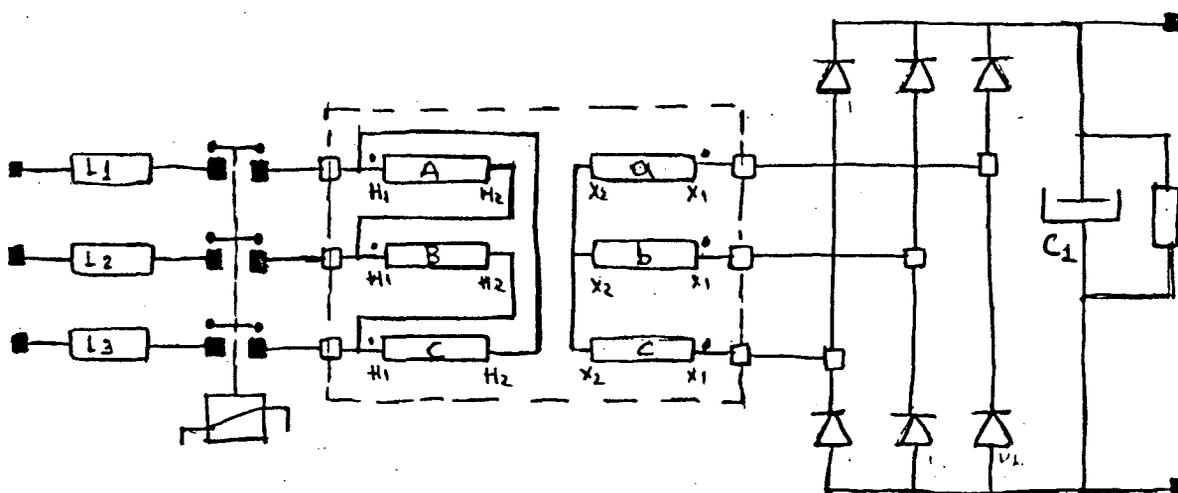


Fig. I.1. - Esquema elétrico da fonte principal.

Os indutores L1, L2 e L3 destinam-se a alimentação das sobrecorrentes existentes na energização do transformador. A causa principal desta sobrecorrente é o magnetismo residual do transformador e a carga do banco de capacitores C. O valor de L1, L2 e L3 foi obtido experimentalmente sendo:

$$L1 = L2 = L3 = 1,5 \text{ mH}$$

As características do transformador são:

Primário

Tensão = 380 V

Secundário = 44 V

Corrente secundária = 197 A

A tensão a vazio, da fonte é dada por [13].

$$V_{med} = 1,35 \cdot 44 = 60 \text{ v}$$

A componente fundamental da corrente solicitada da rede quando a corrente de arco é 200 A é dada por:

$$I_{ef} = 1,35 \cdot I_M \cdot \frac{N_2}{N_1} = 1,35 \cdot 200 \cdot \frac{1}{15} = 18 \text{ A}$$

A componente eficaz total de corrente é dada por:

$$I_{ef} = 2 \cdot I_M \cdot \frac{N_2}{N_1} = 18,85 \text{ A}$$

A corrente em cada enrolamento no transformador é dada por [13].

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_M$$

Logo a potência solicitada da rede será:

$$P = 3 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_M \cdot \frac{N_2}{n_1} \cdot 380 = 12,4 \text{ KVA}$$

APÊNDICE II

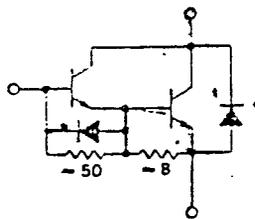
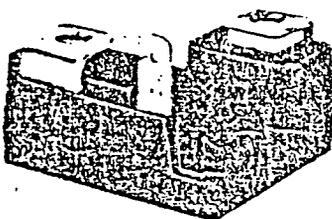
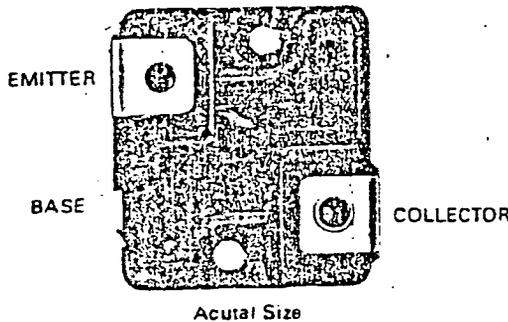


MOTOROLA

Designer's Data Sheet

25 kVA ENERGY MANAGEMENT SERIES SWITCHMODE DARLINGTON TRANSISTORS 25, 50 and 100 Ampere Operating Current

These Darlington transistors are designed for industrial service under practical operating environments requiring fast switching speed for highly efficient systems operating at high frequency such as inverters, PWM controllers and other high frequency systems operating from 120, 230 and 460 V lines.



\*Emitter-Collector Diode is a fast recovery high power diode.

Note: The 8 ohm resistor is not included in the MJ10044 and MJ10047.

MAXIMUM RATINGS

Table with 4 columns: Rating, Value, Unit. Rows include Mounting Torque, Lead Torque, and Per Unit Weight.

THERMAL CHARACTERISTICS

Table with 2 columns: Thermal Resistance, Junction to Case, RθJC, 0.5, °C/W

Mica Insulators available as separate items. 0.003" thick. Motorola Part Number 14CS212367B003.

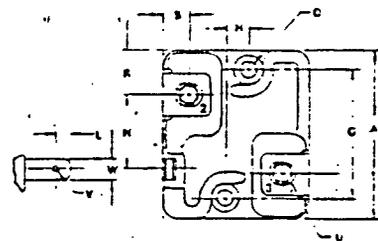
- Notes: 1. A Belleville washer of 0.281" O.D., 0.138" I.D., 0.013" thick and 43 pounds flat is recommended. 2. The maximum penetration of the screw should be limited to 0.50". 3. To adapt the collector and emitter terminals to quick connect terminals, AMP 250 Series Faston tab P/N 61499-1 is suggested. 4. The mounting holes of this package are compatible with TO-204 (formerly TO-3) mounting holes.

MJ10041
MJ10044
MJ10047

25, 50, and 100 AMPERE NPN SILICON POWER DARLINGTON TRANSISTOR 250, 450 and 850 VOLTS 250 WATTS

Designer's Data for "Worst-Case" Conditions

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data — representing device characteristics boundaries — are given to facilitate "worst-case" design.



STYLE 1:

- Pin 1: BASE
2: EMITTER
3: COLLECTOR
4: COLLECTOR



NOTES:

- 1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS AND T IS BOTH A DATUM SURFACE AND SEATING PLANE.
2. POSITIONAL TOLERANCE FOR MOUNTING HOLES: +0.025 (0.010) T A (M) B (M)
3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.
4. CONTROLLING DIMENSION: INCH EXCEPT FOR METRICALLY THREADED INSERTS.

Table with 3 columns: DIM, MILLIMETERS (MIN, MAX), INCHES (MIN, MAX). Rows include dimensions A through W.

CASE 353-01

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued) ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

SWITCHING CHARACTERISTICS

MJ10044

Resistive Load

Delay Time	$V_{CC} = 250\text{ Vdc}$ , $I_C = 50\text{ A}$ , $I_{B1} = 1.67\text{ A}$ , $V_{BE(OFF)} = 5.0\text{ V}$ , $t_p = 50\text{ }\mu\text{s}$ , Duty Cycle $\leq 2.0\%$	$t_d$	—	0.03	0.25	$\mu\text{s}$
Rise Time		$t_r$	—	0.9	3.0	
Storage Time		$t_s$	—	1.5	3.8	
Fall Time		$t_f$	—	0.4	1.3	

Inductive Load, Clamped

Storage Time	$I_{CM} = 50\text{ A}$ , $V_{CEM} = 250\text{ V}$ , $V_{BE(OFF)} = 5.0\text{ V}$ , $I_{B1} = 1.67\text{ A}$	$T_J = 100^\circ\text{C}$	$t_{sv}$	—	2.5	7.5	$\mu\text{s}$
Crossover Time			$t_c$	—	0.8	3.0	
Storage Time	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$t_{sv}$	—	1.5	3.8		
Crossover Time		$t_c$	—	0.5	1.5		

MJ10047

Resistive Load

Delay Time	$V_{CC} = 150\text{ Vdc}$ , $I_C = 100\text{ A}$ , $I_{B1} = 2.75\text{ A}$ , $V_{BE(OFF)} = 5.0\text{ V}$ , $t_p = 50\text{ }\mu\text{s}$ , Duty Cycle $\leq 2.0\%$	$t_d$	—	0.035	0.25	$\mu\text{s}$
Rise Time		$t_r$	—	1.2	4.0	
Storage Time		$t_s$	—	1.4	4.0	
Fall Time		$t_f$	—	0.25	1.0	

Inductive Load, Clamped

Storage Time	$I_{CM} = 100\text{ A}$ , $V_{CEM} = 150\text{ V}$ , $V_{BE(OFF)} = 5.0\text{ V}$ , $I_{B1} = 2.75\text{ A}$	$T_J = 100^\circ\text{C}$	$t_{sv}$	—	2.8	8.0	$\mu\text{s}$
Crossover Time			$t_c$	—	1.4	4.0	
Storage Time	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$t_{sv}$	—	2.2	6.5		
Crossover Time		$t_c$	—	1.0	3.0		

C-E DIODE CHARACTERISTICS

Power Dissipation ( $I_B = 0$ )		$P_D$	—	—	125	W
Single Cycle Surge Current (60 Hz)		$I_{ESM}$	—	—	250	Apk
Forward Voltage (1)		$V_F$	—	—	—	Vdc
( $I_F = 25\text{ Adc}$ )	MJ10041		—	2.7	5.0	
( $I_F = 50\text{ Adc}$ )	MJ10044		—	1.7	5.0	
( $I_F = 100\text{ Adc}$ )	MJ10047		—	2.5	5.0	
Reverse Recovery Time		$t_{rr}$	—	—	—	$\mu\text{s}$
( $I_F = 25\text{ Adc}$ , $di/dt = 25\text{ A}/\mu\text{s}$ )	MJ10041		—	0.2	1.0	
( $I_F = 50\text{ Adc}$ , $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$ )	MJ10044		—	0.4	1.0	
( $I_F = 100\text{ Adc}$ , $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ )	MJ10047		—	0.4	1.0	
Reverse Recovery Current		$I_{RM}(\text{rec})$	—	—	—	A
( $I_F = 25\text{ A}$ , $di/dt = 25\text{ A}/\mu\text{s}$ )	MJ10041		—	3.5	12.5	
( $I_F = 50\text{ A}$ , $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$ )	MJ10044		—	10	25	
( $I_F = 100\text{ A}$ , $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ )	MJ10047		—	25	50	
Forward Turn-On Time (Compliance Voltage = 250 V)		$t_{on}$	—	—	—	$\mu\text{s}$
( $I_F = 25\text{ Adc}$ )	MJ10041		—	0.1	1.0	
( $I_F = 50\text{ Adc}$ )	MJ10044		—	0.1	0.5	
( $I_F = 100\text{ Adc}$ )	MJ10047		—	0.4	1.0	

(1) Pulse Test: Pulse width of 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2.0\%$ .



**MAXIMUM RATINGS** (Continued) ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	MJ10041	MJ10044	MJ10047	Unit
Collector-Emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	$V_{CEO}$	850	450	250	Vdc
Collector-Emitter Voltage ( $R_{BE} = 10$ Ohms)	$V_{CER}$	900	500	300	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	900	500	300	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	8.0			Vdc
Collector Current — Operating	$I_{C(op)}$	25	—	—	A
		( $T_C = 115^\circ\text{C}$ )	—	—	
		( $T_C = 85^\circ\text{C}$ )	50	—	
		( $T_C = 85^\circ\text{C}$ )	—	100*	
Collector Current — Continuous	$I_C$	37.5	75	100	A
— Peak Repetitive		75	150	300	
— Peak Nonrepetitive		125	250	500	
Base Current — Continuous	$I_B$	25			A
— Peak Nonrepetitive		50			
Total Device Dissipation	$P_D$	250			Watts
Derate above $T_C = 25^\circ\text{C}$		2.0			W/C
For 1-minute overload		933			Watts
Operating Junction and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150			$^\circ\text{C}$
For 1-minute overload		-55 to 200			

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 125$ mAdc)	$V_{CEO(sus)}$	850	—	Vdc
	MJ10041	450	—	
	MJ10044	250	—	
	MJ10047	—	—	
Collector Cutoff Current: ( $V_{CE} = \text{Rated } V_{CB}, V_{BE(off)} = 1.5$ Vdc) ( $V_{CE} = \text{Rated } V_{CB}, V_{BE(off)} = 1.5$ Vdc, $T_C = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CEV}$	—	2.0	mA
		—	10	
Collector Cutoff Current: ( $V_{CE} = \text{Rated } V_{CER}, R_{BE} = 10 \Omega, T_C = 100^\circ\text{C}$ )	$I_{CER}$	—	10	mA
Emitter Cutoff Current: ( $V_{EB} = 4.0$ Vdc, $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	500	mA
	MJ10041	—	2.5	
	MJ10044 -	—	—	
	MJ10047	—	—	

**SAFE OPERATING AREA**

Second Breakdown Collector Current with Base Forward-Biased	FBSOA	See Figures 32, 34 & 36
Clamped Inductive SOA with Base Reverse-Biased	RBSOA	See Figures 33, 35 & 37
Overload Safe Operating Area	OLSOA	See Figures 38, 39, 40, 41, 42 & 43

**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Output Capacitance ( $V_{CE} = 10$ Vdc, $I_E = 0, f_{test} = 1.0$ kHz)	$C_{ob}$	—	2000	pF
---	----------	---	------	----

(1) Pulse Test. Pulse width of 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2.0\%$ .

\*This rating is with a 50% duty cycle, and is limited by power dissipation. Higher operating currents are allowable at lower duty cycles.



**MOTOROLA Semiconductor Products Inc.**

# TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

MJ10041

FIGURE 1 — DC CURRENT GAIN

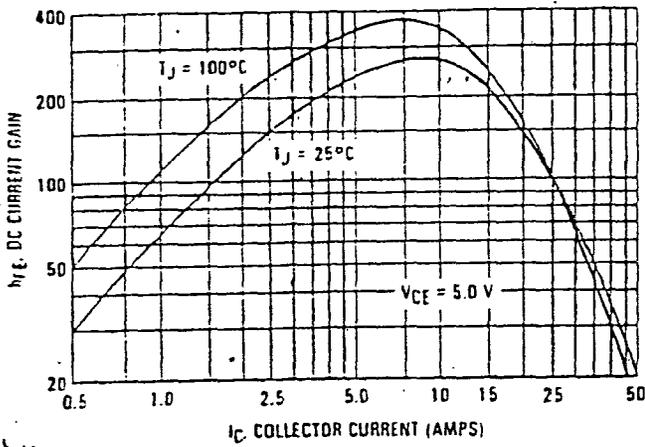
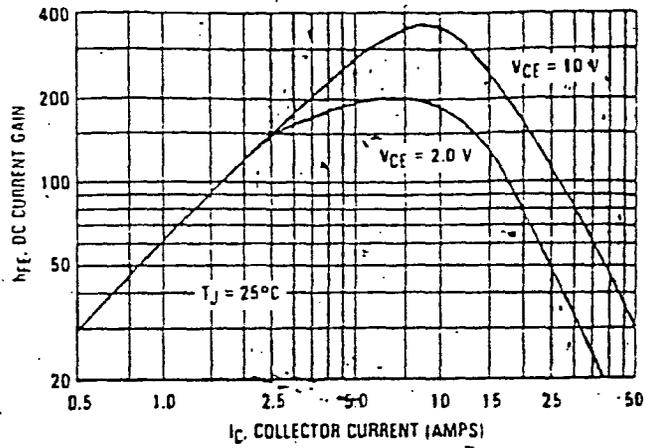


FIGURE 2 — DC CURRENT GAIN



MJ10044

FIGURE 3 — DC CURRENT GAIN

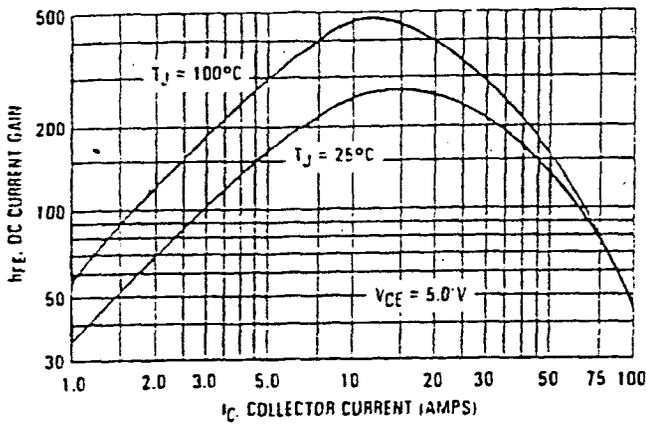
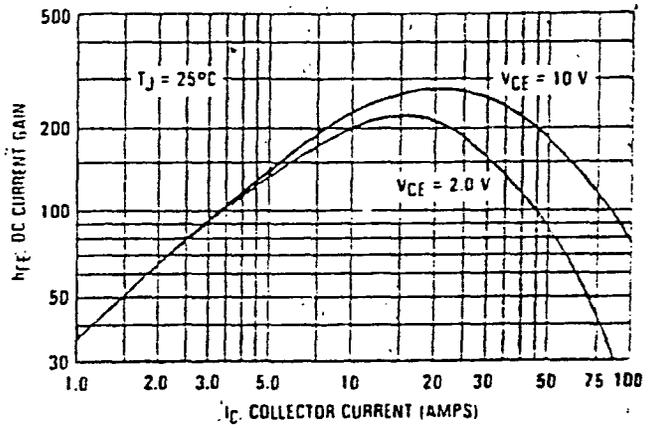


FIGURE 4 — DC CURRENT GAIN



MJ10047

FIGURE 5 — DC CURRENT GAIN

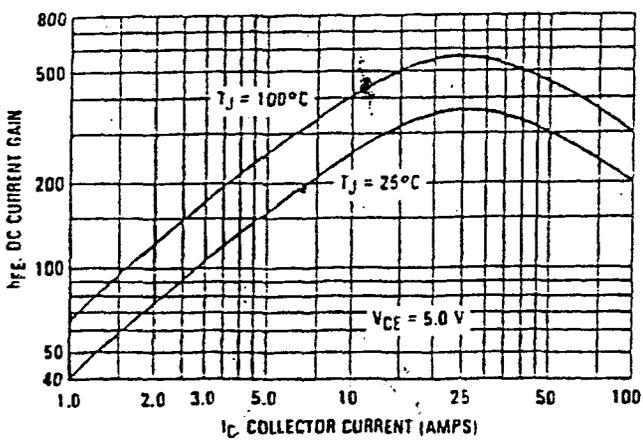
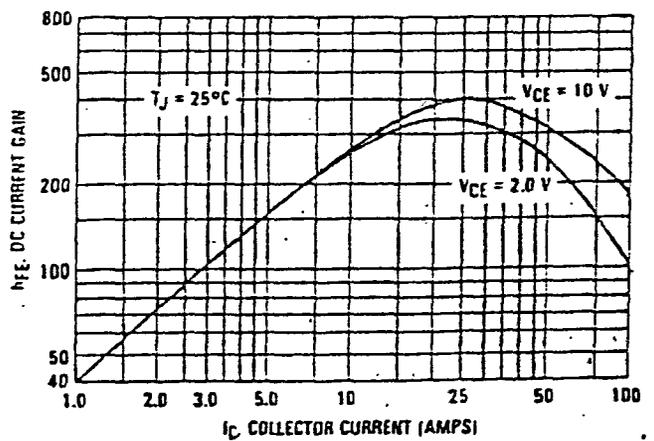


FIGURE 6 — DC CURRENT GAIN



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

MJ10043

FIGURE 13 — BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE

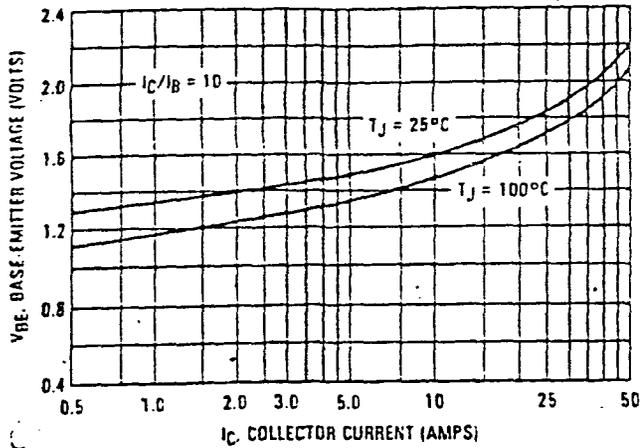
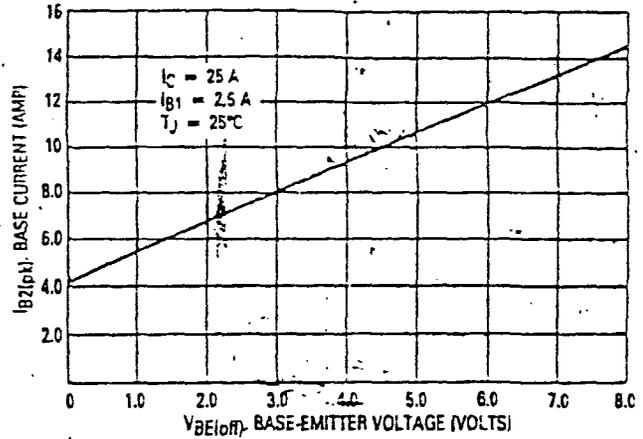


FIGURE 14 — PEAK REVERSE BASE CURRENT



MJ10044

FIGURE 15 — BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE

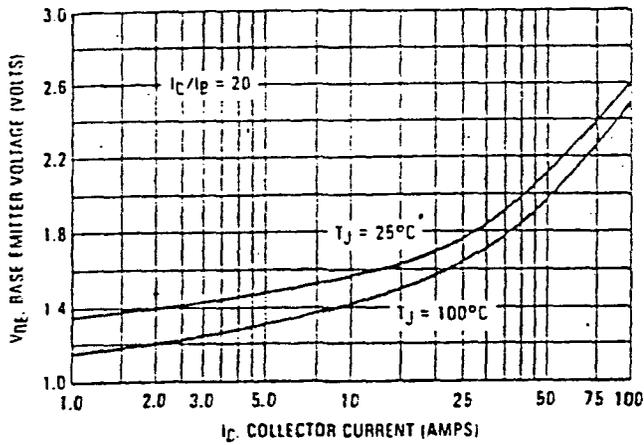
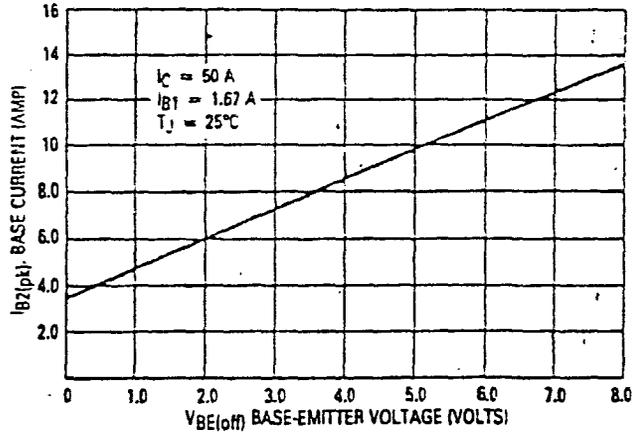


FIGURE 16 — PEAK REVERSE BASE CURRENT



MJ10047

FIGURE 17 — BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE

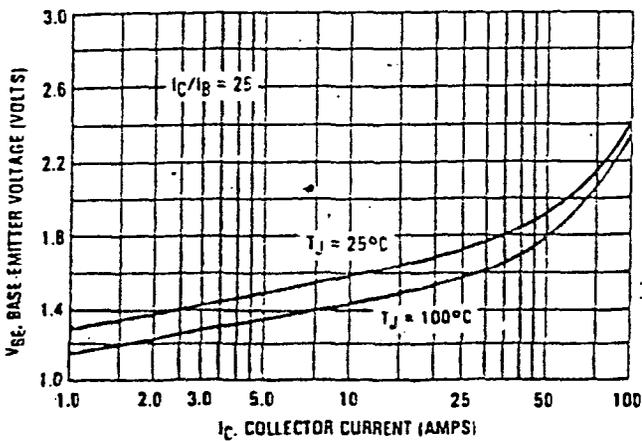
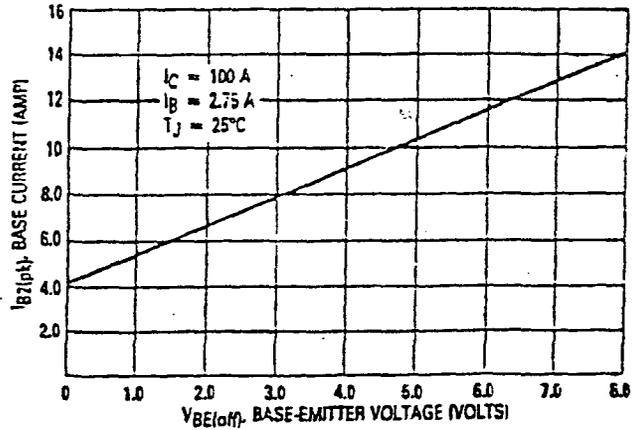


FIGURE 18 — PEAK REVERSE BASE CURRENT



TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

MJ10041

FIGURE 19 — TYPICAL INDUCTIVE SWITCHING TIMES

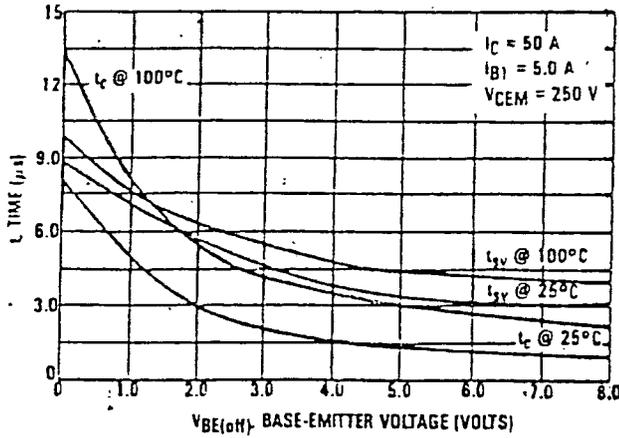
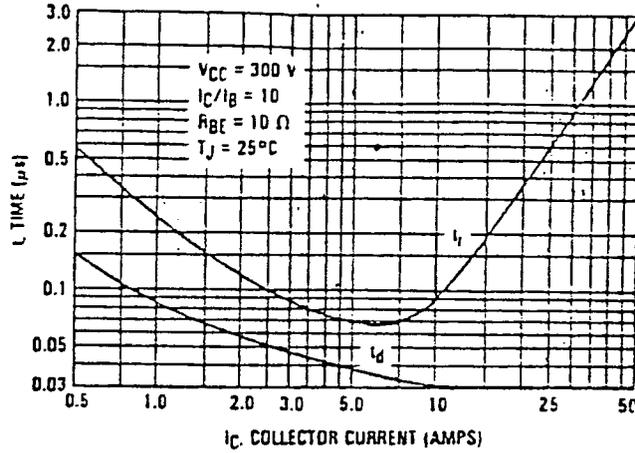


FIGURE 20 — TYPICAL TURN-ON SWITCHING TIMES



MJ10044

FIGURE 21 — TYPICAL INDUCTIVE SWITCHING TIMES

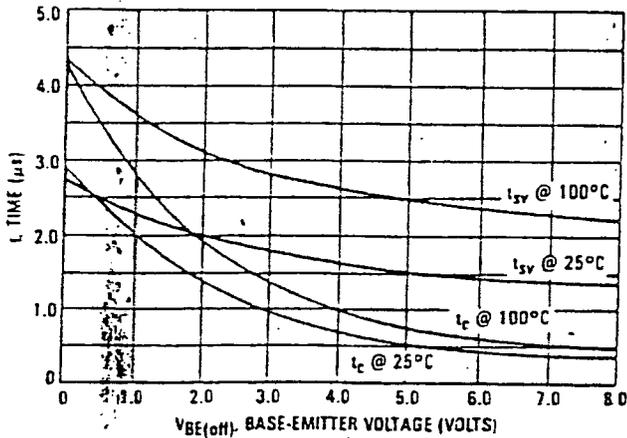
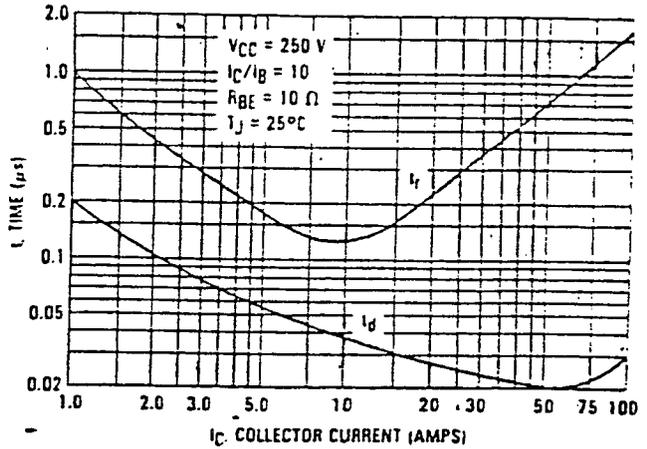


FIGURE 22 — TYPICAL TURN-ON SWITCHING TIMES



MJ10047

FIGURE 23 — TYPICAL INDUCTIVE SWITCHING TIMES

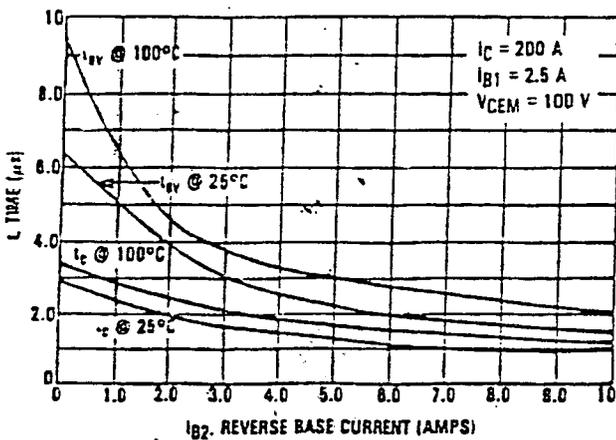
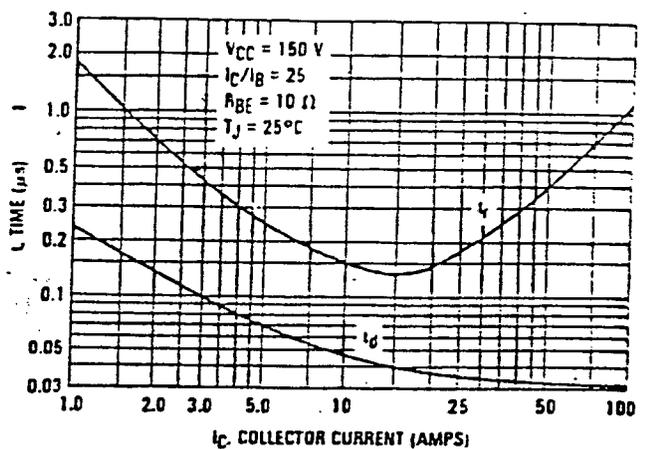


FIGURE 24 — TYPICAL TURN-ON SWITCHING TIMES



TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 25 — TYPICAL TURN-OFF SWITCHING TIMES  
MJ10041

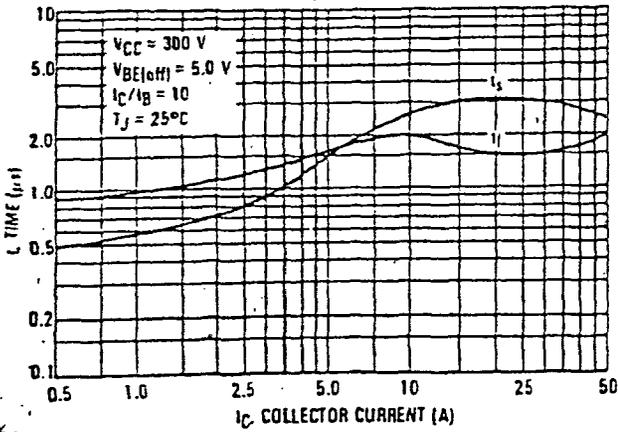


FIGURE 26 — EMITTER-COLLECTOR DIODE  
FORWARD VOLTAGE

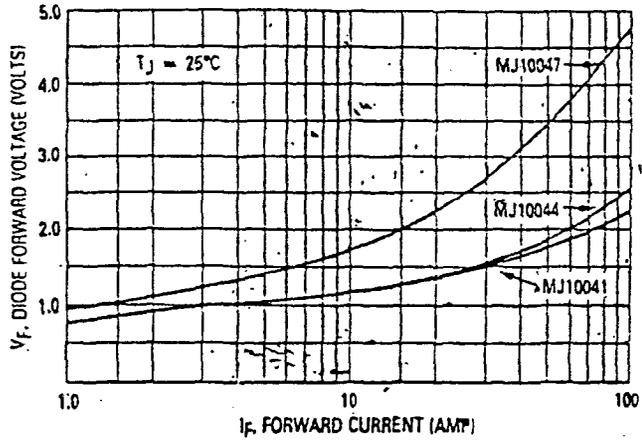


FIGURE 27 — TYPICAL TURN-OFF SWITCHING TIMES  
MJ10044

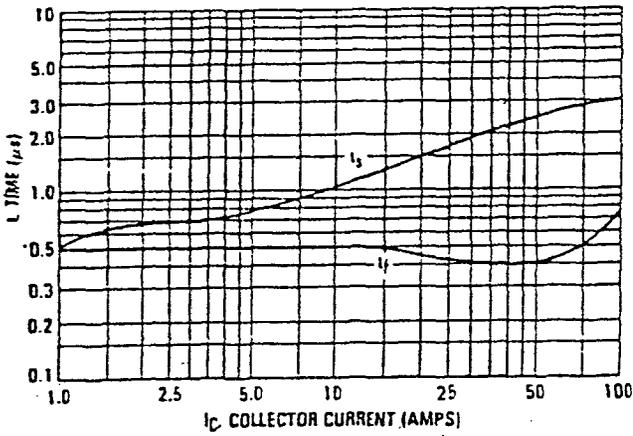


FIGURE 28 — POWER DERATING

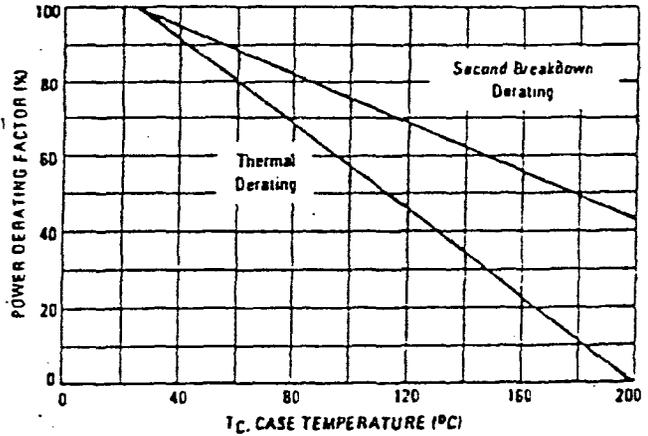


FIGURE 29 — TYPICAL TURN-OFF SWITCHING TIMES  
MJ10047

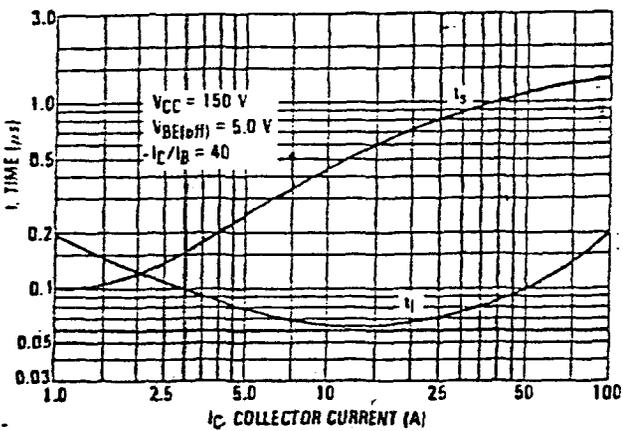


TABLE 1 — TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

<p><b>INPUT CONDITIONS</b></p> <p>5.0 V 20 Ω PW varied to Attain <math>I_C = 125 \text{ mA}</math></p>	<p><b>RBSOA AND INDUCTIVE SWITCHING</b></p> <p><b>DRIVER SCHEMATIC</b></p> <p>For inductive loads pulse width is adjusted to obtain specified <math>I_C</math></p> <p>200 Ω 0.1 μF 25 V 100 Ω 50 Ω 0.003 10 μF 50 Ω -50 V 2N3782 +30 V R1 Adjust R1 to obtain desired <math>I_{B1}</math> 0.01 0.005 MTM12N08 10 Ω</p>	<p><b>RESISTIVE SWITCHING</b></p> <p><b>TURN ON TIME</b></p> <p><math>I_{B1}</math> adjusted to obtain the forced <math>I_{CE}</math> desired</p> <p><b>TURN-OFF TIME</b></p> <p>Use inductive switching circuit as the input to the resistive test circuit.</p>
<p><b>CIRCUIT VALUES</b></p> <p><math>L_{coil} = 10 \text{ mH}</math> <math>V_{CC} = 10 \text{ V}</math> <math>R_{coil} = 0.7 \Omega</math> <math>V_{clamp} = V_{CE(sat)}</math></p>	<p><math>L_{coil} = 5.0 \mu\text{H}</math> <math>V_{CC} = 20 \text{ V}</math></p>	<p><math>V_{CC} = 150 \text{ to } 300 \text{ V}</math> Pulse Width = 50 μs Adjust <math>R_L</math> for <math>I_{CM}</math></p>
<p><b>TEST CIRCUITS</b></p> <p><b>INDUCTIVE TEST CIRCUIT</b></p> <p>TUT Input 1N4937 or Equivalent <math>V_{clamp}</math> <math>R_S</math> 0.1 Ω 2 1</p> <p>See Above for Detailed Conditions</p>	<p><b>OUTPUT WAVEFORMS</b></p> <p><math>I_C</math> <math>I_{CM}</math> <math>t_1</math> <math>t_2</math> <math>t_3</math> <math>t_4</math> Clamped <math>V_{CE}</math> <math>V_{CEM}</math> <math>V_{clamp}</math> Time</p> <p><math>t_1</math> Adjusted to Obtain <math>I_C</math></p> <p><math>t_1 = \frac{L_{coil} (I_{CM})}{V_{CC}}</math></p> <p><math>t_2 = \frac{L_{coil} (I_{CM})}{V_{clamp}}</math></p> <p>Test Equipment Scope — Tektronix 475 or Equivalent</p>	<p><b>RESISTIVE TEST CIRCUIT</b></p> <p>TUT <math>R_L</math> <math>V_{CC}</math> 1 2</p>

\*Adjust - V such that  $V_{BE(off)} = 5.0 \text{ V}$  except as required for RBSOA.

**SWITCHING TIMES NOTE**

In resistive switching circuits, rise, fall, and storage times have been defined and apply to both current and voltage waveforms since they are in phase. However, for inductive loads which are common to SWITCH-MODE power supplies and motor controls, current and voltage waveforms are not in phase. Therefore, separate measurements must be made on each waveform to determine the total switching time. For this reason, the following new terms have been defined.

- $t_{sv}$  = Voltage Storage Time, 90%  $I_{B1}$  to 10%  $V_{CEM}$
- $t_{rv}$  = Voltage Rise Time, 10-90%  $V_{CEM}$
- $t_{fi}$  = Current Fall Time, 90-10%  $I_{CM}$
- $t_{ti}$  = Current Tail, 10-2%  $I_{CM}$
- $t_c$  = Crossover Time, 10%  $V_{CEM}$  to 10%  $I_{CM}$

An enlarged portion of the inductive switching wave-

form is shown in Figure 30 to aid on the visual identity of these terms.

For the designer, there is minimal switching loss during storage time and the predominant switching power losses occur during the crossover interval and can be obtained using the standard equation from AN-222A:

$$P_{SWT} = \frac{1}{2} V_{CC} I_C t_c / f$$

In general,  $t_{rv} + t_{fi} = t_c$ . However, at lower test currents this relationship may not be valid.

As is common with most switching transistors, resistive switching is specified at 25°C and has become a benchmark for designers. However, for designers of high frequency converter circuits, the user-oriented specifications which make this a "SWITCHMODE" transistor are the inductive switching speeds ( $t_c$  and  $t_{sv}$ ) which are guaranteed at 100°C.

FIGURE 30 — INDUCTIVE SWITCHING MEASUREMENTS

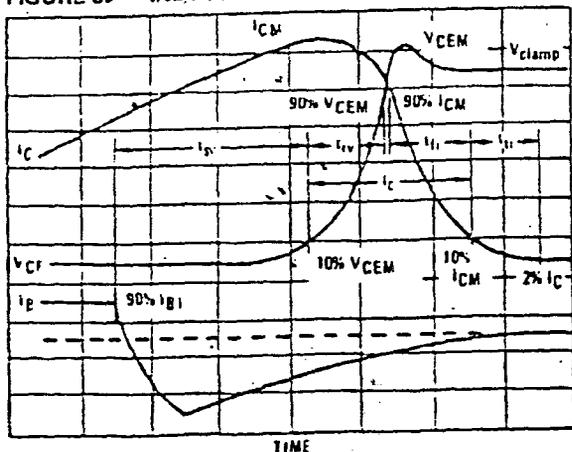
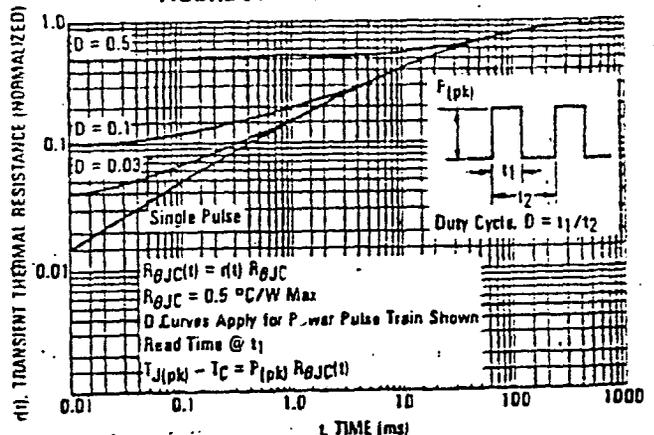


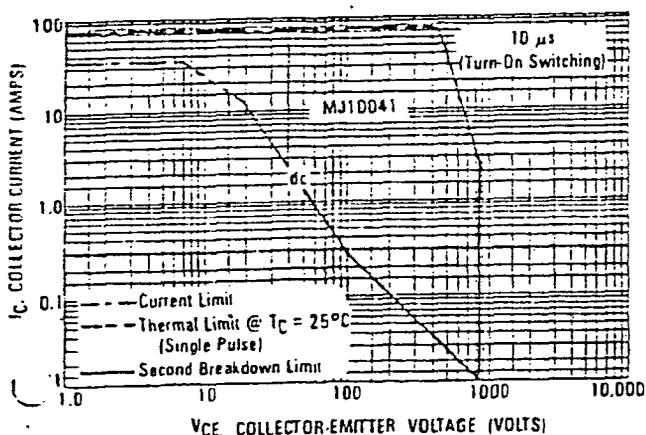
FIGURE 31 — THERMAL RESPONSE



# SAFE OPERATING AREA INFORMATION

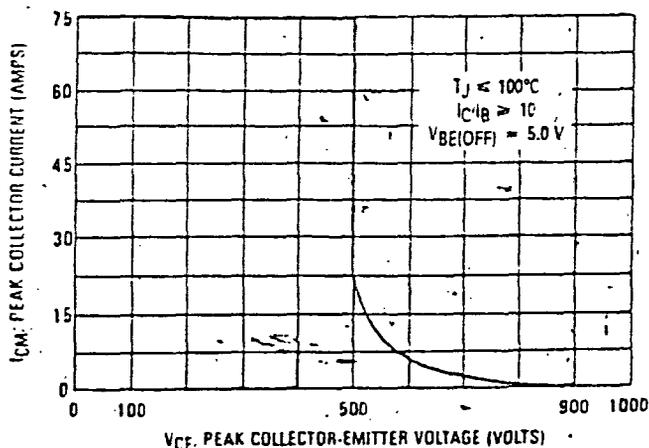
MJ10041

**FIGURE 32 — MAXIMUM RATED FORWARD-BIAS SAFE OPERATING AREA (FBSOA)**

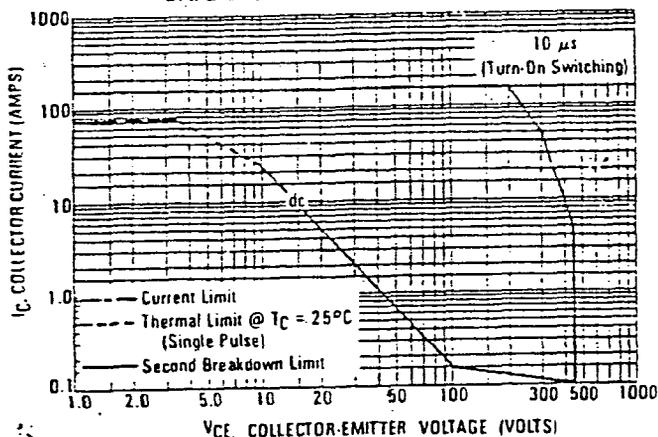


MJ10044

**FIGURE 33 — MAXIMUM RATED REVERSE-BIAS SAFE OPERATING AREA (RBSOA)**

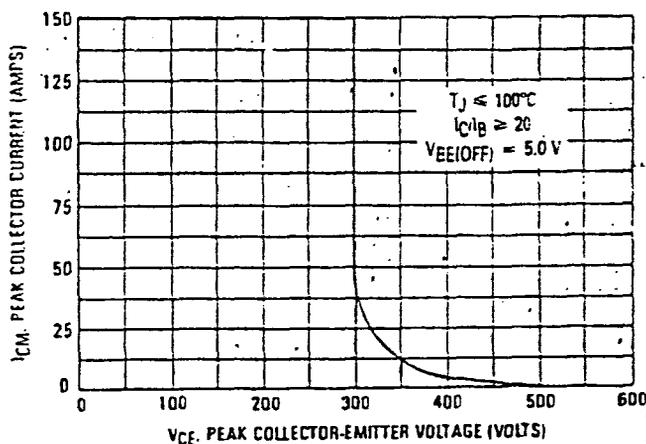


**FIGURE 34 — MAXIMUM RATED FORWARD-BIAS SAFE OPERATING AREA (FBSOA)**

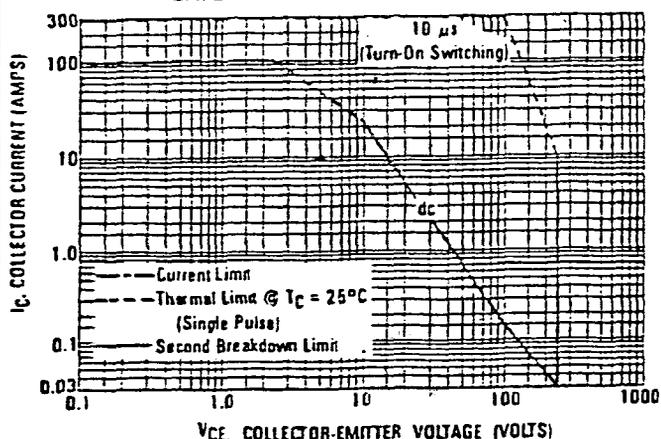


MJ10047

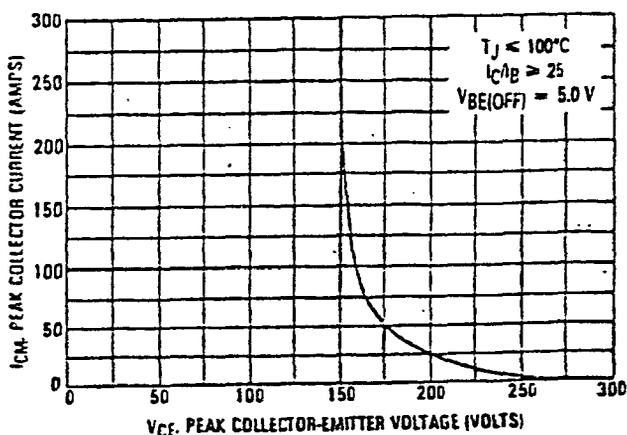
**FIGURE 35 — MAXIMUM RATED REVERSE-BIAS SAFE OPERATING AREA (RBSOA)**



**FIGURE 36 — MAXIMUM RATED FORWARD-BIAS SAFE OPERATING AREA (FBSOA)**



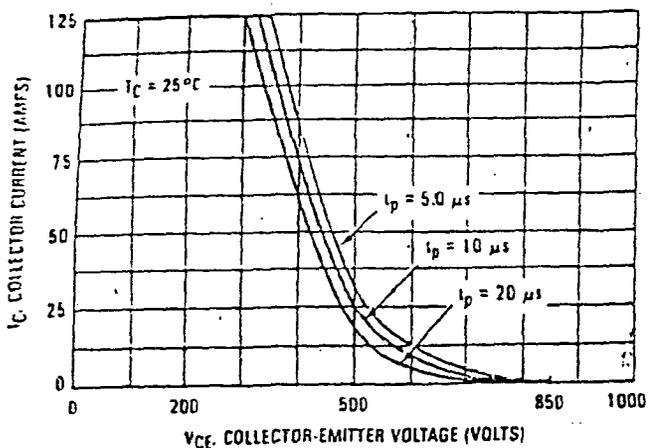
**FIGURE 37 — MAXIMUM RATED REVERSE-BIAS SAFE OPERATING AREA (RBSOA)**



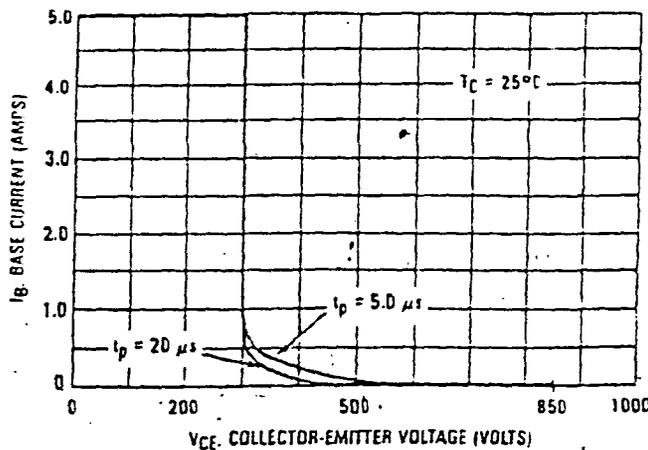
## OVERLOAD CHARACTERISTICS

MJ10041

**FIGURE 38 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE I (OLSOA)**

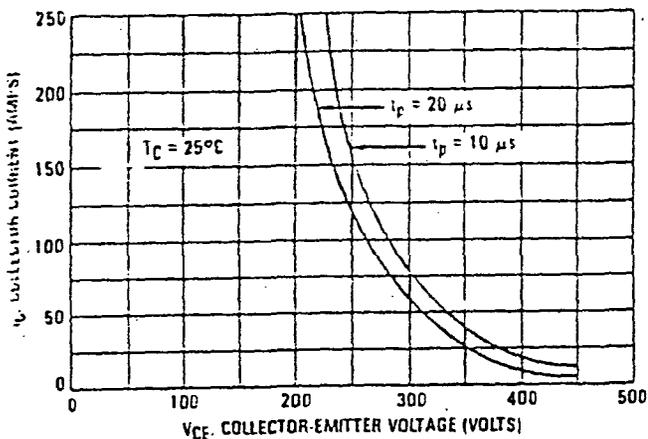


**FIGURE 39 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE II (OLSOA)**

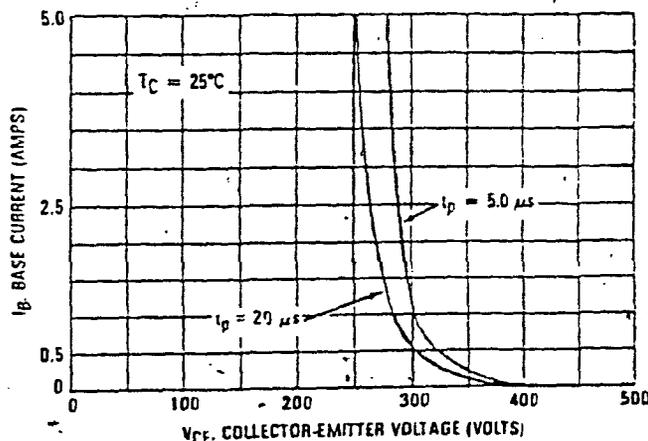


MJ10044

**FIGURE 40 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE I (OLSOA)**

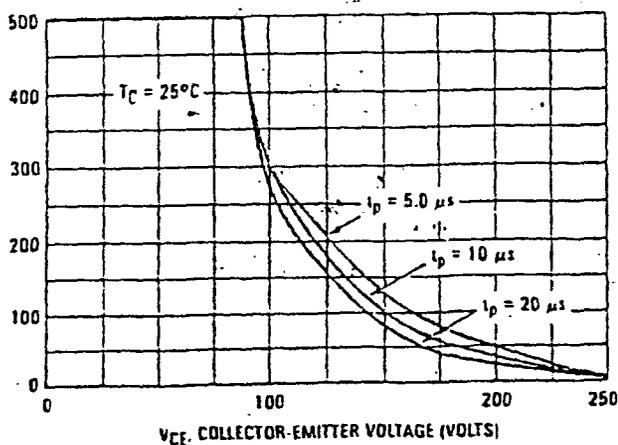


**FIGURE 41 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE II (OLSOA)**

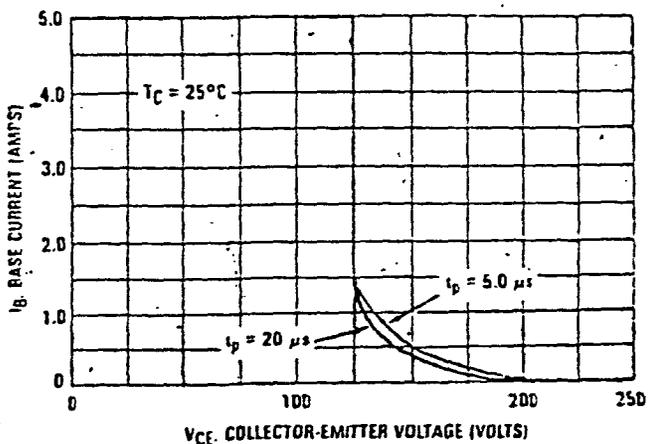


MJ10047

**FIGURE 42 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE I (OLSOA)**



**FIGURE 43 — OVERLOAD SAFE OPERATING AREA TYPE II (OLSOA)**



## SAFE OPERATING AREA INFORMATION

### FORWARD BIAS

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate  $I_C - V_{CE}$  limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figures 32, 34, and 36 are based on  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ;  $T_{J(pk)}$  is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated when  $T_C \geq 25^\circ\text{C}$ . Second breakdown limitations do not derate the same as thermal limitations. Allowable current at the voltages shown on these figures may be found at any case temperature by using the appropriate curve on Figure 28.

$T_{J(pk)}$  may be calculated from the data in Figure 31. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

### REVERSE BIAS

For inductive loads, high voltage and high current must be sustained simultaneously during turn-off, in most cases, with the base to emitter junction reverse-biased. Under these conditions the collector voltage must be held to a safe level at or below a specific value of collector current. This can be accomplished by several means such as active clamping, RC snubbing, load line shaping, etc. The safe level for these devices is specified as Reverse-Bias Safe Operating Area and represents the voltage-current condition allowable during reverse-biased turn-off. This rating is verified under clamped conditions so that the device is never subjected to an avalanche mode. Figures 33, 35 and 37 give the RBSOA characteristics.

### OVERLOAD SAFE OPERATING AREA

The forward-bias safe operating area (FBSOA) specification given in these figures adequately describes transistor capability for normal repetitive operation. When short circuit or fault conditions occur, these transistor specifications are not always adequate. A specification called overload safe operating area (OLSOA) has been developed to describe the transistor's ability to survive under fault conditions. OLSOA is specified under two types of conditions.

#### TYPE I OLSOA

Type I OLSOA applies when maximum collector current is limited and known. A good example is a circuit where an inductor is inserted between the transistor and the bus, which limits the rate of rise of collector current to a known value. If the transistor is then turned off within a specified amount of time, the magnitude of collector current is also known. Figures 38, 40 and 42 depict the Type I OLSOA rating for these devices. Maximum allowable collector-emitter voltage versus collec-

tor current is plotted for several pulse widths. (Pulse width is defined as the time lag between the fault condition and the removal of base drive.) Storage time of the transistor has been factored into the curve. Therefore, with bus voltage and maximum collector current known, these figures define the maximum time which can be allowed for fault detection and shutdown of base drive.

Type I OLSOA is measured in a common-base circuit (Figure 44) which allows precise definition of collector-emitter voltage and collector current. This is the same circuit that is used to measure forward-bias safe operating area.

#### TYPE II OLSOA

Type II OLSOA applies when maximum collector current is not limited by circuit design, but is limited only by the gain of the transistor. Therefore, collector current does not appear on the Type II OLSOA curve. This curve defines a safe region of operation from the information that is usually available to the designer.

This information is normally base drive, bus voltage and time. In terms of the OLSOA curve, bus voltage is assumed to be worst-case collector-emitter voltage, and time is defined to be the same pulse width that was described for Type I OLSOA. Using these variables, maximum collector-emitter voltage versus base drive is plotted for several values of pulse width. A safe region of operation is thus determined by the circuit parameters. Type II OLSOA, as shown in Figures 39, 41 and 43 are measured in the circuit shown in Figure 45, and measurement is made as follows: Base current is applied while the collector is open, allowing a highly overdriven saturated condition. Next, a stiff voltage source is applied to the collector. The rising voltage at the collector of the transistor triggers a delay function. At the end of this delay, base drive is removed. The delay time is the variable on the Type II OLSOA curve. The storage time of the transistor is thereby factored into the rating.

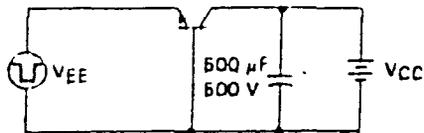
There are several additional aspects to be considered regarding OLSOA. The first consideration is that OLSOA is strictly a NON-REPETITIVE rating. It is intended to describe the survivability of the transistor during an accidental overload and is not intended to describe a stress level which can be sustained indefinitely. The number of nonrepetitive faults for which OLSOA is defined for these devices is 100 occurrences. Another factor is the form of turn-off bias. For these devices, turn-off bias has relatively little effect on its OLSOA capability. This observation is valid from  $I_{B2} = 0$  (soft) to  $V_{BE(off)} = 5.0\text{ V}$  (stiff).

OLSOA is subject to the same derating with temperature as normal FBSOA. The second breakdown derating curve is applied to the allowable current at any given voltage, using the same procedure that is followed with pulsed FBSOA.



## OVERLOAD SAFE OPERATING TEST CIRCUITS

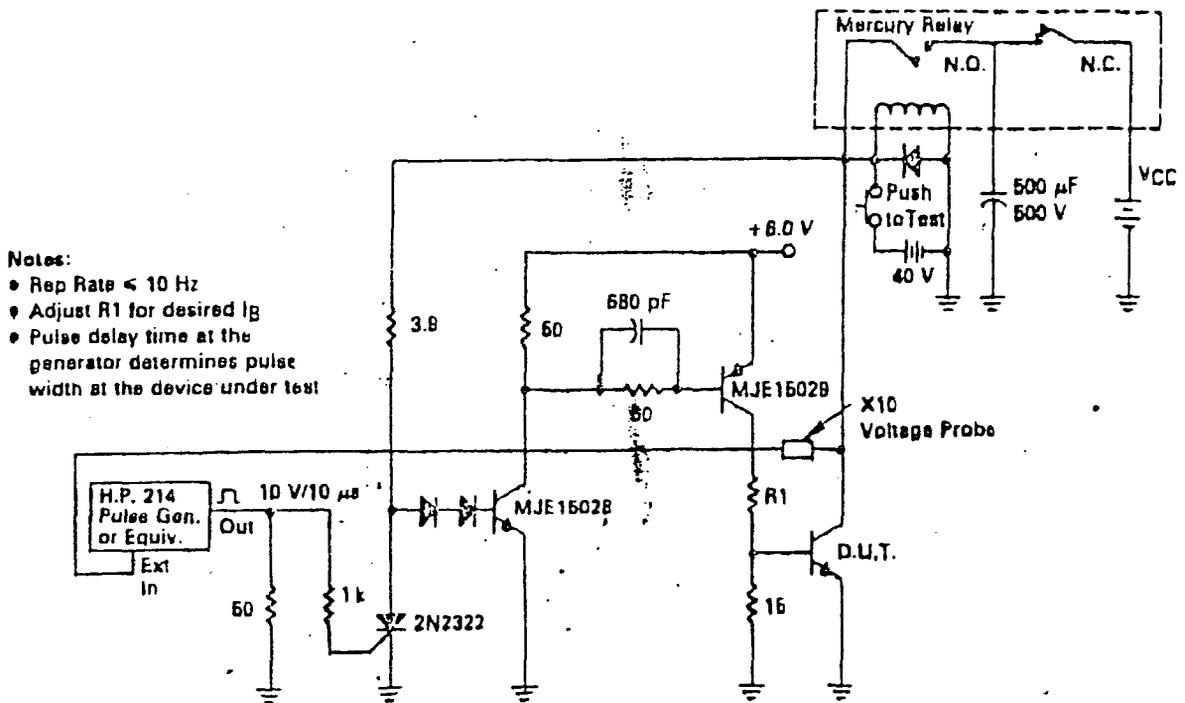
FIGURE 44 — OVERLOAD SOA TEST CIRCUIT  
TYPE I (OLBOA)



Notes:

- $V_{CE} = V_{CC} + V_{BE}$
- Adjust pulsed current source for desired  $I_C$ ,  $I_p$

FIGURE 45 — OVERLOAD SOA TEST CIRCUIT  
TYPE II (OLSOA)



Motorola reserves the right to make changes to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.



**MOTOROLA** Semiconductor Products Inc.

BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036 • A SUBSIDIARY OF MOTOROLA INC.

## - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - American Welding Society - Welding Handbook - Volume 2, AWS, 1981
- 2 - BOUGHTON, P. - The Pulsed TIG Welding Process - Potencial Applications.
- 3 - XAVIER, P. W. - Estudo e Realização de uma Fonte de Energia para Soldagem a Arco Submerso - UFSC.
- 4 - DUTRA, J. C. - O Estudo do Desenvolvimento Tecnológico da Tecnologia de Soldagem/1º Simpósio de Tecnologia da Soldagem na Região Sul, 1986.
- 5 - NEEDHAM, J. C. - Pulsed Corrente Tungsten Arc Welding - An Introduction to the Process.
- 6 - DUTRA, C. - Soldagem com Corrente Pulsada e Corte por Plasma; ENATEM, UFSC, 1972.
- 7 - ARCHE, J. P. - Le Transistor de Puissance em Commutation, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1976.
- 8 - The Power Transistor in its Environment. Publicação Thomson SESCOSEM, 1978.
- 9 - BRAJDER, A. - Improved Short Circuit Protection of Power Transistor and Darlington, PCI, 1972.

- 10- MILLMAN AND TAUB - Pulse Digital and Switching Waveforms Mc Graw-Hill, 1965.
- 11- CIRANT, S. AND PACENTINI, I. - A New 2kV Common Mode Voltage Wide Bande Isolation Amplifier, IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. Im 30, No 2, june 1981.
- 12- MARCHAIS, J. C. - Structures Elementaires des Filtres Actifs- MASSON, 1979.
- 13- BARBI, I. - Eletrônica de Potência, UFSC, 1986.
- 14- BET, ILDO - Fonte de Corrente Realizada a Transistor de Potência, com Forma de Onda do tipo Retangular, para Soldagem à Arco - Tese - UFSC, 1981
- 15- Designer's Data Shett - Motorola, 1983 - amexo
- 16- Le Transistor de Puissance dans la Conversion D'Energie, Thonson - 1983