

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

FONTE DE CORRENTE CONSTANTE  
REALIZADA A TRANSISTORES DE  
POTÊNCIA, COM FORMA DE ONDA DO  
TIPO RETANGULAR, PARA SOLDAGEM  
A ARCO

ILDO BET

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa  
Catarina para obtenção do Grau de Mestre em **Engenha-**  
**ria.**

Florianópolis, julho de 1981

"FONTE DE CORRENTE CONSTANTE REALIZADA A TRANSISTORES DE POTÊNCIA,  
COM FORMA DE ONDA DO TIPO RETANGULAR, PARA SOLDAGEM A ARCO".

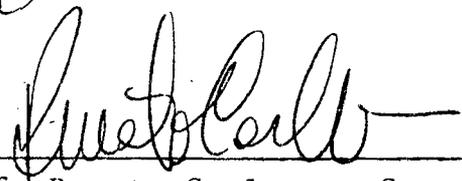
ILDO BET

Esta dissertação foi julgada para obtenção do título  
de

MESTRE EM ENGENHARIA

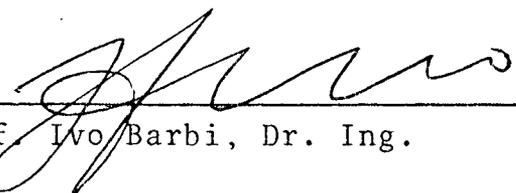
Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final  
pelo Curso de Pós-Graduação.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing. - Orientador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Renato Carlson - Coordenador

Apresentada perante a banca examinadora composta pe-  
los Professores:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Carlos Inácio Zanchin, M. Sc.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Jair Carlos Dutra, M. Sc.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.

Aos meus pais,  
À minha namorada,  
Aos meus irmãos e irmãs,  
Aos meus amigos e amigas.

## AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Ivo Barbi, pela ajuda na orientação.
- Aos Professores Jair Carlos Dutra e Almir Monteiro Quites, pela inestimável ajuda na área de tecnologia da Soldagem.
- Aos Laboratoristas do Laboratório de Eletrônica de Potência e Labsolda.
- Aos colegas, funcionários e professores do Departamento de Engenharia Elétrica.
- À FINEP pelo apoio financeiro.
- Nosso especial agradecimento à Comissão Nacional de Energia Nuclear (CNEN), pelos recursos assegurados durante este trabalho.

## RESUMO

Este trabalho descreve a concepção e a realização de um protótipo (100A) de uma fonte de corrente constante, com forma de onda retangular, realizada a transistores de potência, aplicada ao processo de soldagem TIG-Pulsado.

As características das curvas  $V_a \times I_a$  são do tipo vertical (corrente verdadeiramente constante) e os parâmetros da corrente pulsada ( $I_p$ ,  $I_b$ ,  $t_b$ ,  $t_p$ ) são programáveis no painel da fonte.

A estrutura utilizada foi do tipo transformador-rectificador, onde se obtém uma tensão constante a partir da qual, através de um pulsador, é feito o controle da corrente no arco, mediante um processo de modulação da corrente por valores extremos.

## ABSTRACT

This work describes the conception and the realization of a prototype (100A) of a power source of constant current, with square wave form, designed with power transistors, applied to the Pulsed Gas Tungsten Arc Welding (P-GTAW).

The characteristics of the Volt-Ampere curves are from the type of true constant current and the parameters of the pulsed current are programmed directly on the power source panel.

The structure of this source is basically a power chopper. The modulation of the current in the arc is obtained with a pulse ratio modulation technique.

## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA .....	xiv
INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO 1 - FONTES DE CORRENTE CONSTANTE PARA SOLDAGEM A ARCO .....	3
1.1. Introdução .....	3
1.2. Características $V_a \times I_a$ das fontes de CC .....	4
1.3. Características estáticas de arco-TIG .....	6
1.4. Tipos de corrente para soldagem a arco .....	8
1.5. Tipos de fontes de corrente constante .....	9
1.6. Conclusões .....	14
CAPÍTULO 2 - CONCEPÇÃO DA FONTE DE CORRENTE PULSADA ....	15
2.1. Introdução .....	15
2.2. Dois tipos de fontes que possibilitam corrente pulsada .....	15
2.2.1. Processo TIG-pulsado .....	18
2.2.2. Análise dos dois tipos de fontes com corrente pulsada .....	18
2.3. Princípio do pulsador de corrente .....	21
2.4. Vantagens e desvantagens do tiristor x transis_ tor num pulsador para soldagem a arco .....	25

2.5. Pulsador a transistor .....	27
2.5.1. Regulagem da corrente .....	29
2.5.2. Modulação por valores extremos da corrente .....	31
2.6. Conclusões .....	33
CAPÍTULO 3 - REALIZAÇÃO DO PULSADOR .....	35
3.1. Introdução .....	35
3.2. Lógica de comando/regulação da corrente .....	36
3.3. Circuito de comando de base .....	40
3.3.1. Comando de base auto-mantido e auto-protegido .....	43
3.3.2. Funcionamento do comando de base .....	45
3.4. Associação em paralelo dos transistores/aumento da capacidade de corrente .....	47
3.4.1. Restrições da associação em paralelo dos transistores de potência .....	49
3.5. Circuito de ajuda a comutação .....	55
3.5.1. Análise das comutações durante a fase transitória do bloquejo .....	56
3.5.2. Análise das comutações durante a fase transitória da condução .....	59
3.6. Realização do circuito de potência do pulsador .....	62
3.6.1. Características da carga .....	62
3.6.2. Cálculo da indutância L .....	63
3.6.3. Cálculo do circuito de ajuda a comutação .....	66
3.7. Rendimento do pulsador/perdas .....	73

3.7.1. Perdas dependentes da frequência (dinâmicas) .....	73
3.7.2. Perdas independentes da frequência (estáticas) .....	75
3.7.3. Rendimento, perdas totais (dinâmicas + estáticas) .....	77
3.8. Conclusões .....	79
CAPÍTULO 4 - REALIZAÇÃO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE .....	81
4.1. Introdução .....	81
4.2. Gerador de $I_{REF}$ pulsada .....	82
4.2.1. Duas maneiras de se obter $I_{REF}$ pulsada. ....	82
4.2.2. Realização do gerador de $I_{REF}$ .....	84
4.3. Abertura do arco no processo TIG .....	85
4.3.1. Circuito de abertura do arco .....	86
4.4. Circuito auxiliar de comando a distância .....	89
4.5. Conclusões .....	93
CAPÍTULO 5 - DESEMPENHO DA FONTE/EXPERIMENTAÇÃO .....	94
5.1. Introdução .....	94
5.2. Desempenho estático .....	95
5.2.1. Curvas $V_a$ x $I_a$ .....	95
5.3. Desempenho dinâmico .....	95
5.3.1. Análise do comportamento dinâmico .....	96
5.3.2. Abertura do arco .....	99
5.4. Montagem do protótipo de 100A .....	100
5.5. Conclusões .....	101
CONCLUSÕES GERAIS .....	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	104
APÊNDICE .....	106

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 - Curvas típicas de tensão-corrente ( $V_a \times I_a$ ) dos tipos de fontes de corrente constante para soldagem a arco .....	4
Fig. 1.2 - Curvas características ( $V_a \times I_a$ ) de uma fonte de corrente constante ideal .....	6
Fig. 1.3 - Curvas estáticas de arco para o processo de soldagem TIG .....	7
Fig. 1.4 - Forma de onda da corrente pulsada ideal .....	8
Fig. 1.5 - Transformador com regulação da corrente $I_a$ , por núcleo saturado .....	10
Fig. 1.6 - Grupo motor 3 $\phi$ - Gerador CC monobloco acoplados no eixo .....	10
Fig. 1.7 - Conjunto Retificador-Transformador monofásico	11
Fig. 1.8 - Retificador trifásico controlado (tiristores) .	12
Fig. 1.9 - Retificador trifásico - pulsador .....	12
Fig. 1.10 - Retificador trifásico - inversor .....	13
Fig. 2.1 - Esquema básico de uma fonte de corrente constante do tipo pulsada (Conjunto transformador-retificador controlado) .....	17
Fig. 2.2 - Esquema básico de uma fonte de corrente constante do tipo pulsada (Conjunto transformador-retificador-pulsador) .....	17
Fig. 2.3 - Corrente pulsada com controle de corrente na coluna retificadora .....	20
Fig. 2.4 - Corrente pulsada com controle de corrente no pulsador .....	20

Fig. 2.5 - Estrutura básica de um pulsador para soldagem a arco .....	21
Fig. 2.6 - Formas de onda da tensão na carga $V$ , $V_a$ , $V_L$ durante a condução e o bloqueio da chave $S$ ..	24
Fig. 2.7 - Esquema completo de um pulsador a transistor em forma de diagrama de blocos para soldagem a arco .....	28
Fig. 2.8 - Formas de onda da corrente na carga para $I_{REF}$ constante(a) e $I_{REF}$ retangular (b) .....	30
Fig. 2.9 - Curvas características da modulação por valores extremos de corrente .....	32
Fig. 3.1 - Diagrama de blocos da lógica de comando .....	36
Fig. 3.2 - Circuito da lógica de comando .....	37
Fig. 3.3 - Forma ideal da corrente de base (a) e forma da corrente de coletor sob carga indutiva ( $I_{D_0}$ , corrente no diodo de roda livre) (b) ..	42
Fig. 3.4 - Tempo de estocagem (a) e tempo de descida da corrente de coletor (b) em função de $dI_B/dt$ .	42
Fig. 3.5 - Método experimental para determinação do valor da indutância de base $L_B$ que produz um tempo de descida da corrente de coletor $t_{fI}$ mínimo .....	43
Fig. 3.6 - Circuito de comando de base .....	44
Fig. 3.7 - Representação das regiões de condução de um transistor de potência .....	47
Fig. 3.8 - Comportamento da corrente de coletor numa associação em paralelo, durante o bloqueio ....	50
Fig. 3.9 - Influência do circuito de ajuda a comutação durante o bloqueio .....	51
Fig.3.10 - Desequilíbrio máximo da corrente de coletor numa associação em paralelo ( $V_{CE}$ constante)..	52
Fig.3.11 - Variação de $V_{CE}$ e $V_{BE}$ em função de $I_C$ .....	53
Fig.3.12 - Circuito de potência (circuito de ajuda a comutação R, C e D) .....	55
Fig.3.13 - Comutações durante a fase transitória do bloqueio no circuito de potência .....	57

Fig.3.14 - Comutação durante a fase transitória da condução no circuito de potência .....	60
Fig.3.15 - Razão de subida $\Delta I_a/\Delta t_1$ e de descida $\Delta I_a/\Delta t_2$ .	65
Fig.3.16 - Rendimento do pulsador para diversos comprimentos de arco .....	79
Fig. 4.1 - Diagrama de blocos do gerador de $I_{REF}$ mediante o ajuste de $f_p$ e $\theta_p$ .....	82
Fig. 4.2 - Diagrama de blocos do gerador de $I_{REF}$ mediante o ajuste de $t_p$ e $t_b$ .....	82
Fig. 4.3 - Esquema do gerador de $I_{REF}$ .....	85
Fig. 4.4 - Sequência de abertura do arco .....	87
Fig. 4.5 - Circuito de abertura do arco .....	88
Fig. 4.6 - Comparadores de $V_a$ e $I_a$ .....	88
Fig. 4.7 - Chaves analógicas .....	89
Fig. 4.8 - Sequência de soldagem .....	90
Fig. 4.9 - Lógica de liga e desliga .....	90
Fig.4.10 - Circuito lógico do comando a distância .....	91
Fig.4.11 - Circuito de comando do contator/válvula .....	92
Fig. 5.1 - Curvas características estáticas da fonte ...	96

## LISTA DE FOTOS

Foto 1	-	Corrente e tensão no arco para $f_p=0,05$ Hz ...	98
Foto 2	-	Corrente e tensão no arco para $f_p=66$ Hz (esca la 5ms/div) .....	98
Foto 3	-	Corrente e tensão no arco para $f_p=66$ Hz (esca la 2ms/div) .....	99
Foto 4	-	Seqüência de abertura no arco .....	100
Foto 5	-	Protótipo da fonte aplicado sobre um arco no processo TIG .....	101

## SIMBOLOGIA

$\beta$	: Ganho estático em corrente
$\beta_F$	: Ganho forçado em corrente (transistor saturado)
$CC^-$	: Polaridade direta (eletrodo negativo, metal base positivo) de soldagem
$CC^+$	: Polaridade inversa (eletrodo positivo, metal base negativo)
CC	: Corrente Contínua
CA	: Corrente Alternada
C	: Capacitor do circuito de ajuda a comutação
$C_B$	: Capacitor do comando de base
$C_{mín}$	: Capacitor mínimo do circuito de ajuda a comutação
$C_{máx}$	: Capacitor máximo do circuito de ajuda a comutação
$D_O$	: Diodo de roda livre
D	: Diodo do circuito de ajuda a comutação
$D_{AS}$	: Diodo de Ante-Saturação
$D_S$	: Diodo de alívio
$dI_{B/dt}$	: Derivada da corrente de base (inclinação da corrente)
$dV_{C/dt}$	: Derivada da tensão no capacitor do circuito de ajuda a comutação

$di_T/dt$	: Deriva <sup>da</sup> da corrente nos transistores da associação em paralelo
$d_i/dt$	: Deriva <sup>da</sup> da corrente nos diodos de roda livre
$E$	: Tensão na saída do transformador-retificador
$E_a$	: Energia dissipada no arco
$E_L$	: Energia armazenada no indutor $L$
$f_p$	: Frequência da corrente pulsada no arco
$f_{m\acute{a}x}$	: Frequência máxima
$f$	: Frequência do pulsador
$I_a$	: Corrente média no arco
$I_B$	: Corrente do comando de base
$I_b$	: Corrente de base da forma de onda retangular de $I_{REF}$
$I_p$	: Corrente de pico da forma de onda retangular
$I_{c1}, I_{c2}, \dots$	: Corrente de coletor dos transistores $T_1, T_2, \dots$
$I_c$	: Corrente no capacitor do circuito de ajuda a comutação
$I_N$	: Corrente nominal
$I_T$	: Corrente dos transistores ( $I_{c1} + I_{c2} + \dots$ )
$i_a$	: Corrente instantânea no arco
$i_T$	: Soma das correntes instantâneas nos transistores
$\Delta I_T$	: Sobrecorrente nos transistores da associação em paralelo
$\frac{\Delta I_a}{\Delta t}$	: Razão de variação da corrente pulsada no arco
$I_{Do}$	: Corrente total nos diodos de roda livre
$I_{REF}$	: Referência de corrente
$I_{RRM}$	: Corrente reversa de recuperação máxima em cada diodo de roda livre

$I_o$	: Corrente (após transcorrido $t_{fv}$ ) nos transistores de potência
$\ell$	: Indutância de dispersão das cabeações entre a fonte E e os transistores em paralelo
L	: Indutância série com arco
$\ell_B$	: Indutor da Base (limitação de $-\frac{dI_B}{dt}$ )
MIG	: Metal Inerte Gás
$P_{ON}$	: Potência dissipada nos transistores na condução
$P_{OFF}$	: Potência dissipada nos transistores no bloqueio
$P_D$	: Perdas dinâmicas
$P_{est}$	: Perdas estáticas
$P_T$	: Perdas totais no pulsador
$P_R$	: Perdas totais no resistor R (circuito de ajuda a comutação)
$Q_R$	: Carga de recuperação dos diodos de roda livre
R	: Resistor do circuito de ajuda a comutação
$R_{BE}$	: Resistor entre base e emissor da associação em paralelo
$R_B$	: Resistor do comando de base
$R_a$	: Resistência do arco
S	: Taxa de saturação
$T_p$	: Período ( $t_b + t_p$ )
$t_b$	: Tempo de base da $I_{REF}$
$t_p$	: Tempo de pico da $I_{REF}$
$t_c$	: Tempo de descarga do capacitor
$t_{fI}$	: Tempo de descida da corrente $I_T$
$t_{fV}$	: Tempo de descida da tensão $V_{CE}$
$t_{rI}$	: Tempo de subida da corrente $I_T$
$t_{rV}$	: Tempo de subida da tensão $V_{CE}$

$t_{rr}$	: Tempo de recuperação de $D_o$
$t_s$	: Tempo de estocagem
$t_{OFF}$	: Soma de $(t_{fI} + t_{rV})$
$t_{ON}$	: Soma de $t_{fV} + t_{rI}$
$T_B$	: Tempo de Bloqueio
$T_C$	: Tempo de Condução
$T_{Bmín}$	: Tempo de Bloqueio mínimo do pulsador
$T_{Cmín}$	: Tempo de Condução mínimo do pulsador
TIG	: Tungstênio Inerte Gás
$T_P$	: Transistor de potência
$V$	: Tensão na Carga
$V_a$	: Tensão no arco
$V_L$	: Tensão no indutor L
$V_{AUX}$	: Tensão da fonte auxiliar de base
$V_{CE}$	: Tensão coletor-emissor
$V_{CEO}$	: Tensão $V_{CE}$ de avalanche com base aberta
$V_{CEX}$	: Tensão $V_{CE}$ $V_{BE} < 0$
$V_{CER}$	: Tensão $V_{CE}$ com $R_{BE}$
$V_{CBO}$	: Tensão $V_{CB}$ de avalanche com emissor aberto
$V_{BE}$	: Tensão base emissor
$V_o$	: Tensão nos transistores de potência após transcorrido $t_{fI}$
$\Delta V$	: Sobretensão durante o bloqueio nos transistores
$V_{CEsat}$	: Tensão $V_{CE}$ de saturação
$B_{BEsat}$	: Tensão $V_{BE}$ de saturação
$W_{ON}$	: Energia dissipada na condução dos transistores
$W_{OFF}$	: Energia dissipada no bloqueio dos transistores
$\eta$	: Rendimento

$\Omega$  : Razão cíclica  
 $\tau$  : Constante de tempo da carga

## INTRODUÇÃO

Esta tese é fruto de um esforço conjunto entre a Engenharia Elétrica e Mecânica, representadas pelos Laboratórios de Eletrônica de Potência e de Soldagem da UFSC.

Certas aplicações no campo da soldagem de materiais especiais e chapas finas, exigem um controle da corrente mais acurado e com características especiais (corrente pulsada) que não se consegue com as fontes convencionais. Surgiu daí, a necessidade do Labsolda de obter este tipo de fonte que foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência.

O objetivo deste trabalho que se insere no domínio dos conversores estáticos, foi a concepção e realização de um protótipo de 100A a transistores de potência, aplicado ao processo TIG-Pulsado (0,5 a 5 Hz).

As características desejadas da fonte são:

- Fornecer uma corrente do tipo pulsada com forma de onda retangular, com controles de  $I_p$ ,  $I_b$ ,  $t_b$  e  $t_p$  ( $\theta_p$ ,  $f_p$ ) independentes.

- Apresentar a característica  $V_a \times I_a$  do tipo vertical (vide capítulo I).

O domínio da tecnologia que envolve o conhecimento

dos conversores estáticos aplicados ao controle de velocidade de máquinas elétricas, já está bastante desenvolvido pelo grupo da Eletrônica de Potência (UFSC), inclusive com várias teses publicadas e muitas outras em andamento. Entretanto, esta pesquisa é o primeiro trabalho realizado com conversores estáticos aplicados a solda elétrica (arco) dentro desta universidade.

O conhecimento da aplicação de transistores de baixa corrente (15A) e alta tensão (400V) no controle de máquinas de CC originou a idéia da concepção (fonte) e foi a base do estudo realizado nesta tese que está dividido em 5 capítulos.

No primeiro capítulo faz-se um estudo do estado da técnica para se verificar quais os tipos de fontes de corrente constante existentes. Uma vez conhecidos os tipos de fontes existentes e, com o conhecimento sobre transistores operando em regime de comutação, no capítulo 2, faz-se a concepção da estrutura a ser adotada (transformador-retificador-pulsador) a fim de se obter as características desejadas da corrente.

Após concebida a estrutura da fonte passa-se à sua realização (capítulo 3). No capítulo 4 incrementa-se o controle geral da fonte e, no último capítulo, verifica-se o seu desempenho aplicado sobre um processo TIG.

Esta fonte constitui-se num protótipo de 100A, com uma montagem autônoma, que está sendo utilizado pelo Labsolda em seus trabalhos.

A realização desta pesquisa contou com o apoio financeiro do CNPq e FINEP.

## CAPÍTULO 1

### FONTES DE CORRENTE CONSTANTE PARA SOLDAGEM A ARCO

#### 1.1 - Introdução

Neste capítulo, descreve-se os tipos de fontes de corrente constante para soldagem a arco, suas características  $V_a \times I_a$  e os tipos de corrente que cada uma pode fornecer.

Faz-se, também, uma breve análise do comportamento das características estáticas de arco<sup>7,13</sup> para o processo TIG. A compreensão do comportamento do arco possibilita prever-se o tipo de carga que está sendo solicitada da fonte.

A análise feita para cada tipo de fonte de corrente constante se detém mais no seu comportamento ( $V_a \times I_a$ ) e desempenho, do que na sua realização<sup>1</sup>. No final deste capítulo, entender-se-á qual o tipo de característica  $V_a \times I_a$  que cada fonte pode apresentar e qual o tipo de fonte necessário para se obter uma corrente pulsada com uma curva  $V_a \times I_a$  do tipo vertical.

## 1.2 - Características $V_a \times I_a$ de fontes de CC

Na fig.1.1, apresenta-se curvas típicas de tensão X corrente dos vários tipos de fontes de corrente constante, utilizadas nos processos de soldagem a arco voltaico.

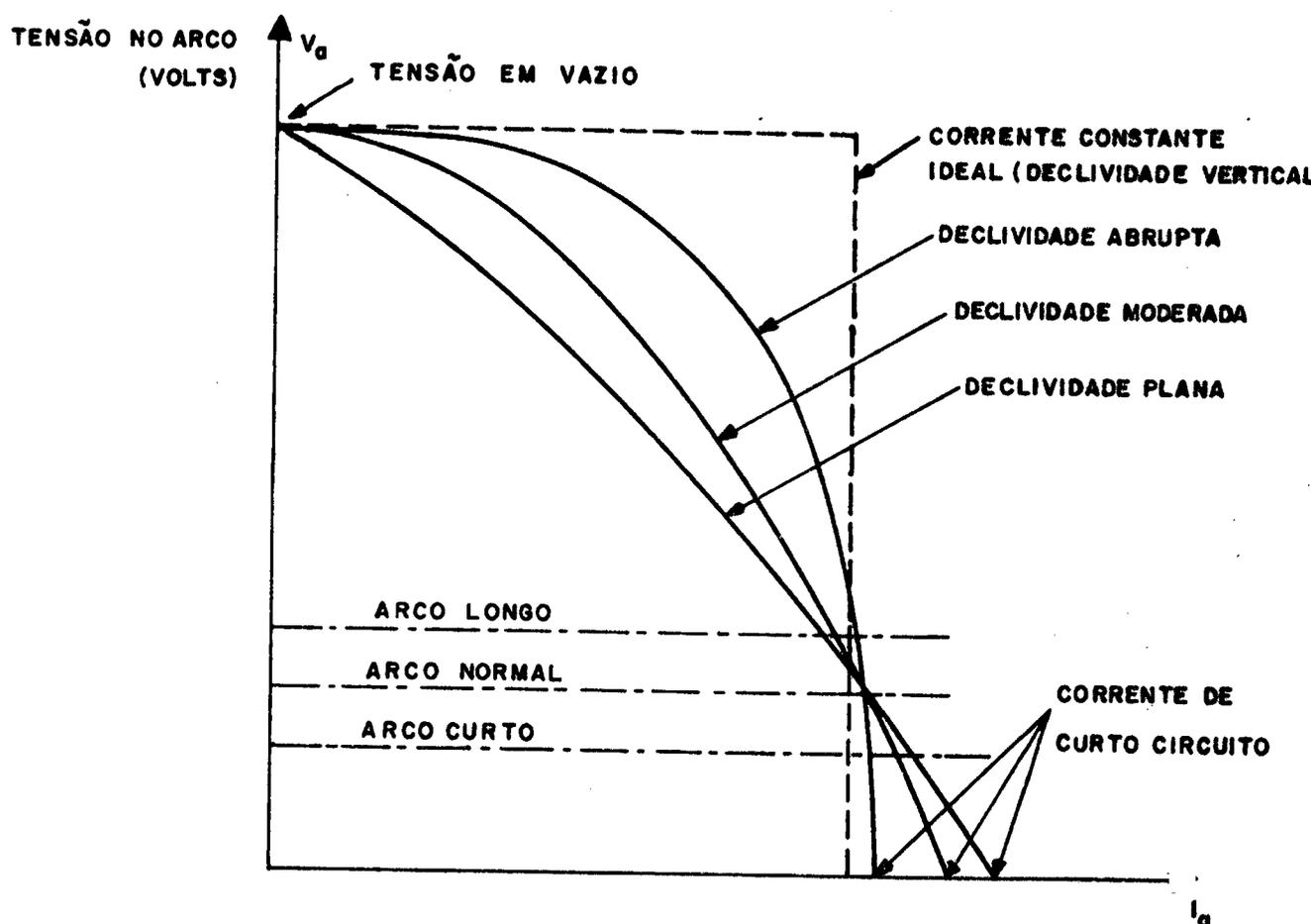


Fig.1.1 - Curvas típicas de tensão-corrente ( $V_a \times I_a$ ) dos tipos de fontes de corrente constante para soldagem a arco

Na soldagem manual, por mais prático que seja o soldador, não se consegue manter por todo o tempo o comprimento do arco constante. Logo, uma variação no comprimento do arco, produz uma variação na corrente de soldagem maior ou menor,

dependendo da declividade da curva  $V_a \times I_a$ .

Na curva  $V_a \times I_a$  com declividade plana tem-se uma grande variação da corrente de soldagem (corrente no arco) para uma pequena variação no comprimento do arco.

Para a curva  $V_a \times I_a$  com declividade moderada, tem-se uma pequena variação da corrente com o comprimento do arco.

Para a curva  $V_a \times I_a$  com declividade abrupta a corrente de soldagem permanece quase constante desde um comprimento de arco curto até longo.

As variações nas declividades das curvas são causadas pelas diferenças de concepção das fontes de soldagem.

A fonte com curvas abruptas é aquela que mais se aproxima do tipo da fonte de corrente constante ideal (declividade vertical), isto é, nenhuma variação na corrente de soldagem com a variação no comprimento do arco. Uma vez fixados todos os parâmetros de soldagem<sup>13</sup>, a corrente será o principal parâmetro a determinar a solda resultante. Logo, na soldagem manual, a fonte mais desejada é a do tipo  $V_a \times I_a$  com declividade abrupta (menor variação\* da corrente de soldagem com o comprimento do arco).

Na fig.1.2, apresenta-se um conjunto de características estáticas (curvas  $V_a \times I_a$ ) com diversas percentagens da corrente de soldagem em relação a corrente nominal para um caso de uma fonte de corrente constante ideal.

---

\* Por mais perfeita que seja a concepção da fonte, tem-se inevitavelmente, uma pequena declividade.

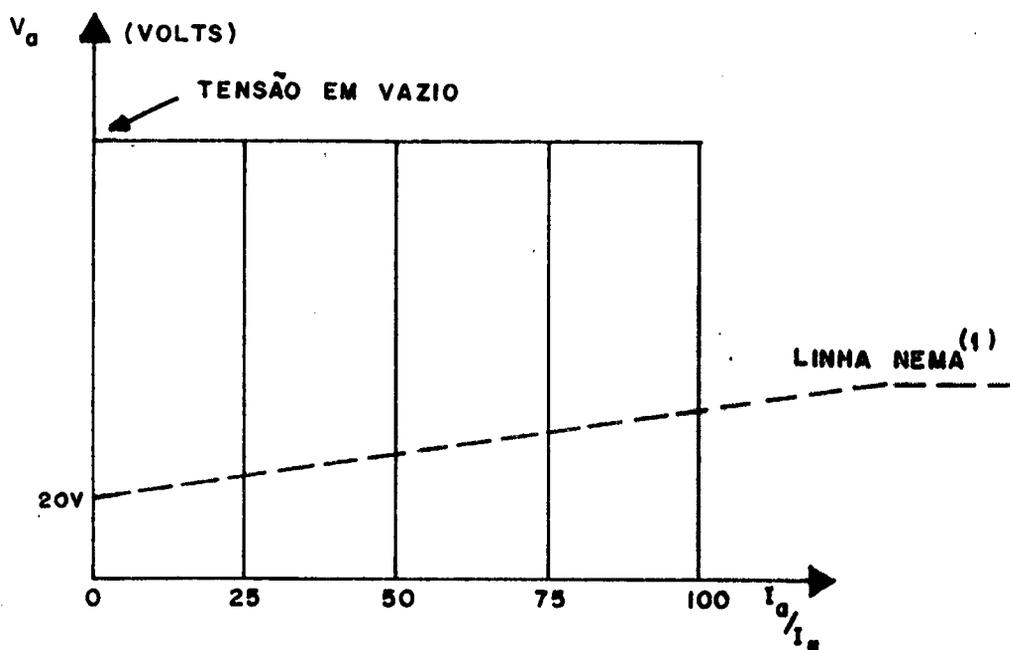


Fig.1.2 - Curvas características ( $V_a \times I_a$ ) de uma fonte de corrente constante ideal

A linha NEMA<sup>1</sup> é dada por:

$$\begin{aligned} V_a &= 20 + 0,04I \quad \text{para } I \leq 500A \\ V_a &= 44 \text{ Volts} \quad \text{para } I > 600A \end{aligned} \quad (1.1)$$

e informa qual a tensão mínima que a fonte deve possuir numa determinada corrente de soldagem.

### 1.3 - Características estáticas de arco - processo TIG

O processo TIG (Tungstênio Inerte Gás) se identifica por possuir o eletrodo de Tungstênio não consumível e protegido por uma atmosfera de gás nobre.

Na fig.1.3, apresenta-se um exemplo de um conjunto de características estáticas<sup>7</sup> de arco com eletrodo de tungstênio com ângulo de ponta  $45^\circ$ , para vários comprimentos de arco.

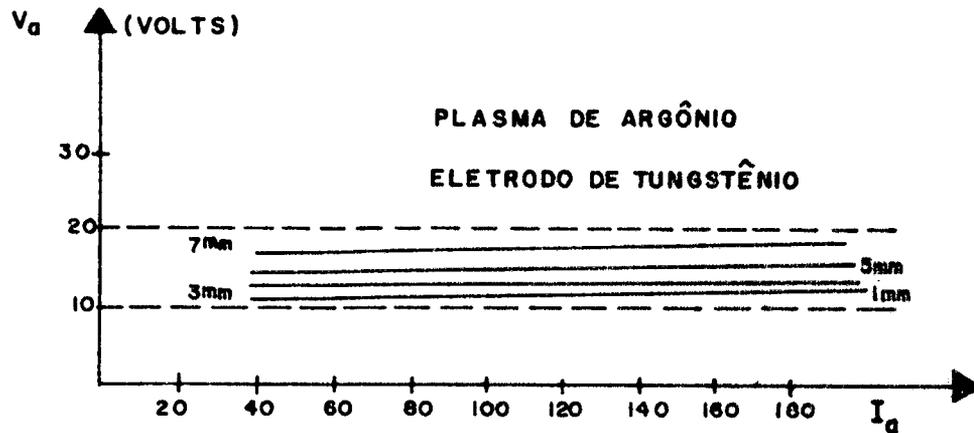


Fig.1.3 - Curvas estáticas de arco para o processo de soldagem TIG

Pode-se observar que as características estáticas de arco, neste caso, ficam compreendidas entre 10 e 20 Volts para comprimentos de arco variando entre 1 mm (arco curto) e 7 mm (arco longo). Dependendo do tipo de processo, tipo de gás de proteção, etc., o comportamento das características estáticas de arco variam, segundo um comportamento pré-estabelecido<sup>3</sup>.

Torna-se evidente que a fonte de soldagem deve no mínimo fornecer uma tensão superior à encontrada nas características estáticas do arco, possibilitando a manutenção do arco aceso. Isto, no entanto, é normalizado pela NEMA ("National Electric Manufacturers Association") na publicação EW-1<sup>1</sup> que estabelece as normas para as fontes de soldagem.

#### 1.4 - Tipos de corrente para soldagem a arco

O tipo de corrente disponível é determinado pelo tipo de fonte utilizada. O fator mais importante na seleção do tipo de corrente é o metal a ser soldado<sup>1,13</sup>. Os tipos de corrente são:

a) Corrente Contínua<sup>1</sup> (CC) - pode ser usada de duas maneiras: com o eletrodo negativo  $CC^-$  (polaridade direta) e, com o eletrodo positivo  $CC^+$  (polaridade reversa);

b) Corrente Pulsada - este tipo de corrente é formado por dois níveis de corrente em vez de um único. A corrente de soldagem é comutada periodicamente entre o nível baixo e alto produzindo a pulsação na corrente (arco). A forma de onda considerada ideal<sup>15</sup> para a corrente pulsada é a do tipo retangular, ilustrada na fig.1.4, abaixo.

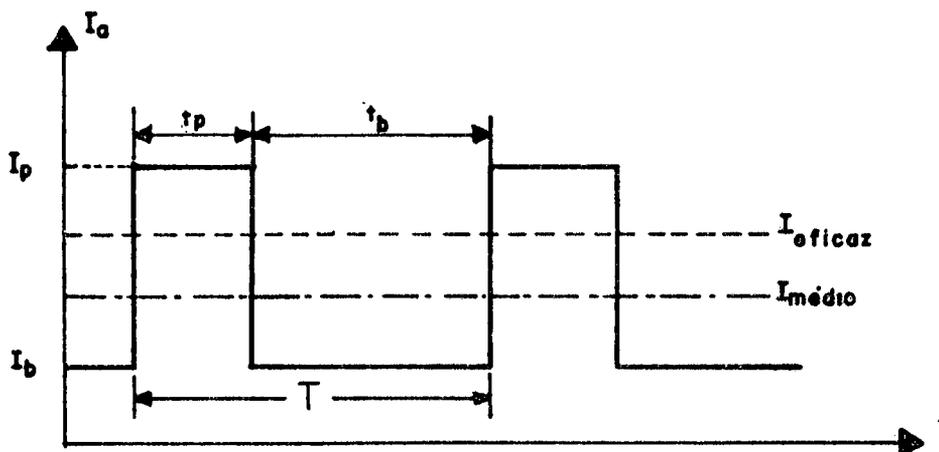


Fig.1.4 - Forma de onda da Corrente Pulsada ideal

onde:

- $I_p$  = Corrente de pico (nível alto)
- $I_b$  = Corrente de base (nível baixo)
- $t_p$  = Tempo de duração da corrente de pico
- $t_b$  = Tempo de duração da corrente de base
- $T$  = Tempo de cada ciclo ( $t_p + t_b$ )

OBS.: A corrente pulsada pode ser usada tanto com polaridade direta como reversa ou alternada; isto vai depender do tipo de aplicação<sup>5</sup>.

c) Corrente Alternada<sup>13</sup> - este tipo de corrente, quando usado no processo TIG, exige a adição de uma corrente de alta frequência superposta à corrente alternada de soldagem para evitar a extinção do arco, quando da passagem por zero (inversão de polaridade).

### 1.5 - Tipos de fontes de corrente constante

Podemos classificar as fontes de corrente constante quanto aos tipos de corrente e curvas características, em:

a) Transformador - é a fonte de soldagem mais simples, fornece CA e possui curvas de  $V_a \times I_a$  do tipo plana a moderada. O ajuste da declividade das curvas  $V \times I$  (corrente de soldagem) é feito através de um dos seguintes processos<sup>1</sup>:

- Núcleo móvel
- Núcleo saturado
- Bobina com núcleo móvel
- Amplificador magnético
- Enrolamento secundário com várias posições
- etc.

A título de exemplo apresentamos na Fig. 1.5 um dos tipos de regulação.

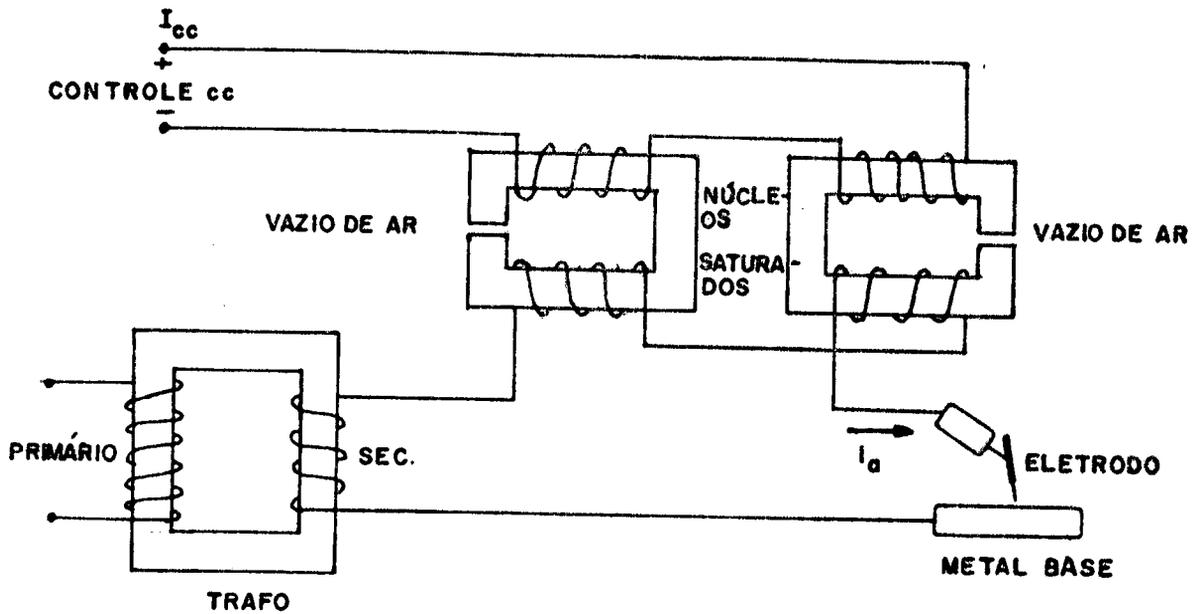


Fig.1.5 - Transformador com regulação da corrente  $I_a$ , por núcleo saturado

b) Conversores Rotativos - são constituídos pelos Geradores e Alternadores produzindo correntes CC e CA respectivamente. Ambos possuem as curvas do tipo plana e são acionados por motores elétricos ou de combustão interna<sup>2</sup>.

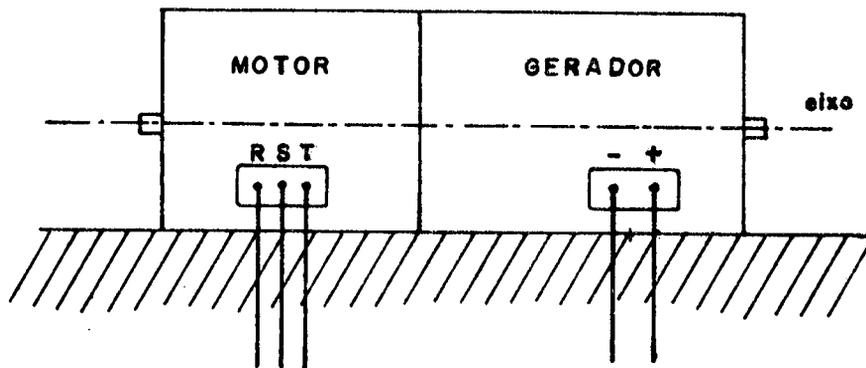


Fig.1.6 - Grupo motor 3 $\phi$  - Gerador CC monobloco acoplados no eixo

c) Conversores Estáticos - neste grupo, estão incluídos os retificadores, pulsadores e inversores. De acordo com a concepção do projeto e grau de sofisticação podem apresentar curvas desde o tipo plana até vertical. Podendo-se distinguir os seguintes tipos:

c.1) Transformador Retificador Monofásico - fornece CA e CC, sendo a regulação da corrente realizada na parte CA entre o retificador e o transformador, usando os métodos já mencionados no item a. As curvas  $V_a \times I_a$  podem variar desde o tipo plana até moderada<sup>2</sup>.

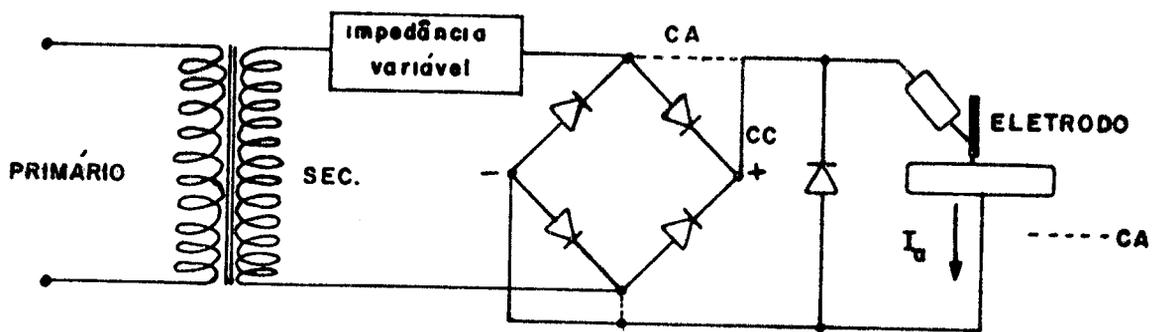


Fig.1.7 - Conjunto Retificador-Transformador monofásico

c.2) Transformador Retificador Trifásico - quando realizado com coluna retificadora a diodo o controle da corrente também é feito na parte CA do mesmo modo que no item a e a curva  $V_a \times I_a$  é do tipo moderada. No entanto, modernamente, a coluna retificadora é constituída de tiristores (chaves estáticas) que através do controle do seu ângulo de condução permite regular a corrente, de maneira a conseguirmos uma curva do tipo abrupta. Neste tipo de retificador controlado podemos ter uma corrente contínua constante e/ou pulsada.

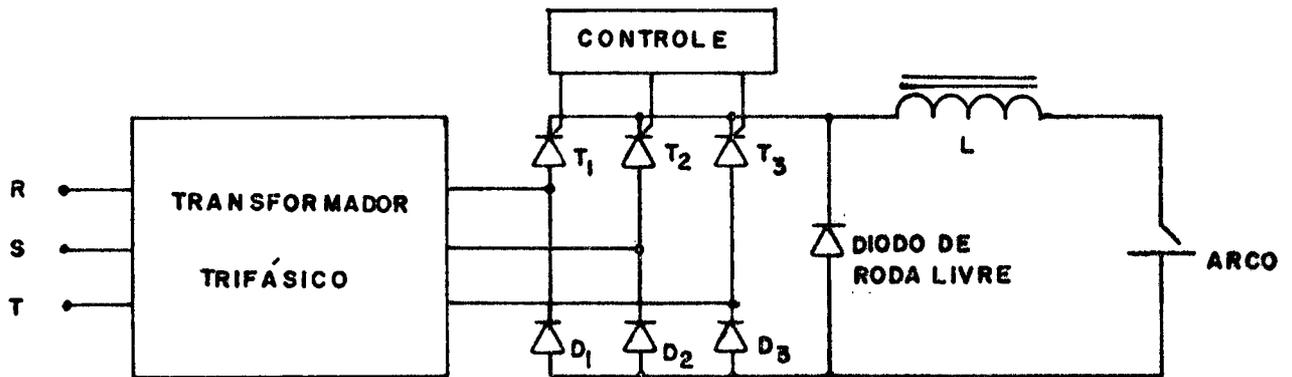


Fig.1.8 - Retificador trifásico controlado (tiristores)

c.3) Transformador-Retificador-Pulsador<sup>4</sup> - o transformador-retificador a diodos fornece uma tensão constante ( $E$ ). O pulsador colocado entre a fonte  $E$  e o arco é quem realiza o controle da corrente. Com este tipo de configuração obter uma corrente pulsada com a curva  $V_a \times I_a$  do tipo vertical.

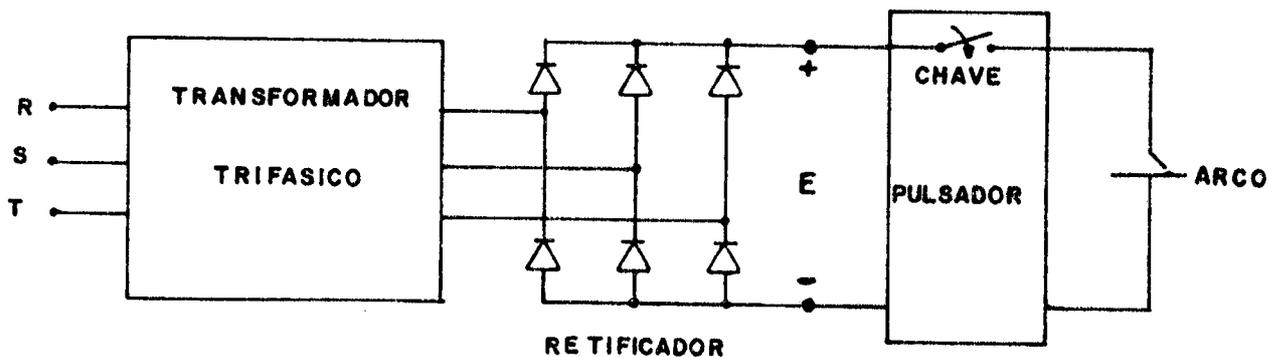


Fig.1.9 - Retificador trifásico-pulsador



## 1.6 - Conclusões

Pode-se afirmar que os conversores estáticos possibilitam um maior controle dinâmico da corrente de soldagem que os conversores rotativos. Os tempos de resposta das variações bruscas de corrente no arco exigem um controle muito rápido (da ordem de 1 ms) sobre a corrente. As chaves estáticas (tiristores e transistores), além de permitem a realização de fontes de soldagem com um controle dinâmico da corrente extremamente rápido, também consegue-se uma característica  $V_a \times I_a$  do tipo abrupta.

O conjunto transformador-retificador-inversor é a estrutura mais completa e permite a soldagem de qualquer material, uma vez que se obtém qualquer tipo de corrente com qualquer polaridade.

O conjunto transformador-retificador a diodos substituiu, quase que totalmente, o conversor. Esta estrutura de conversor estático é bem simples, não possui partes móveis como no conversor, exigindo uma manutenção mínima. Portanto, esta é, atualmente, a estrutura mais empregada (baixo custo).

Para se obter um tipo de corrente pulsada, já necessita-se de uma estrutura bem mais elaborada, o que será objeto de estudo dos capítulos seguintes.

## CAPÍTULO 2

### CONCEPÇÃO DA FONTE DE CORRENTE PULSADA

#### 2.1 - Introdução

Inicialmente, faz-se uma apresentação de duas estruturas de fontes com o controle de corrente no estado sólido onde obtêm-se uma corrente pulsada. A seguir realiza-se um estudo comparativo para se definir qual a estrutura concebida que apresenta o melhor desempenho.

A partir da definição da estrutura, faz-se uma análise entre o uso do tiristor ou transistor, bem como as vantagens de se usar um ou outro.

Finalmente, apresenta-se o princípio de funcionamento do pulsador bem como um esquema completo e o tipo de modulação adotado.

#### 2.2 - Dois tipos de fontes que possibilitam corrente pulsada

A introdução da tecnologia do estado sólido nas fontes de soldagem é bem recente<sup>10</sup>, ao passo que nas indústrias si

derúrgicas, celulose, vidro, borracha, têxteis, etc., foi amplamente empregado desde a década dos anos 60. Esta relutância talvez se explique pelo fato do arco ser uma carga muito severa para os componentes do estado sólido (diodos, tiristores e transistores). Deve-se observar que geralmente as condições de trabalho de um arco vão desde, os curtos constantes, mudanças abruptas da tensão no arco, picos de corrente, etc..

As vantagens de se usar fontes com controle no estado sólido em vez das pesadas fontes do tipo núcleo saturado e amplificador magnético são:

- redução do peso
- maior flexibilidade
- resposta mais rápida aos transientes tanto da carga como da rede
- maior eficiência
- melhor desempenho
- controle remoto
- compensação de flutuação da rede
- etc..

Além das vantagens já citadas, as fontes com controle no estado sólido possibilitam uma curva  $V_a \times I_a$  do tipo vertical.

Apresentamos nas figs. 2.1 e 2.2 dois esquemas básicos de fontes de corrente constante que nos possibilitam obter uma corrente do tipo pulsada.

Antes de se analisar os esquemas básicos dos dois tipos de fontes com corrente pulsada apresentados, faz-se uma breve descrição sobre o processo de soldagem TIG, cor-

rente pulsada<sup>5,16</sup>.

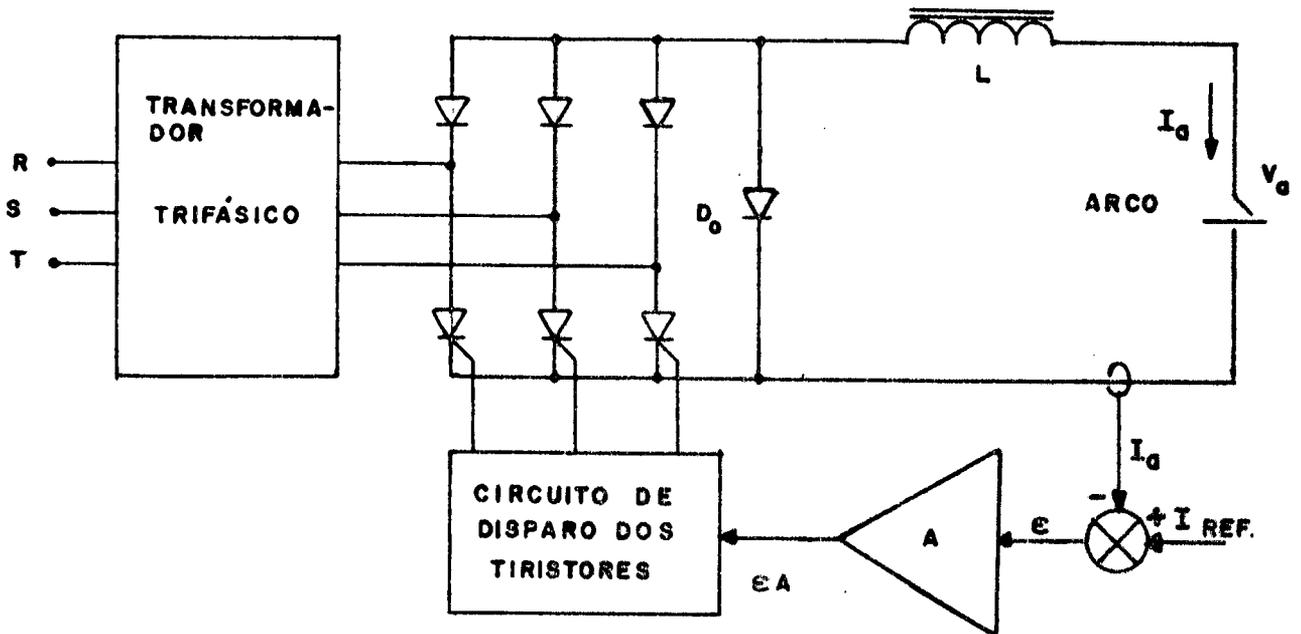


Fig.2.1 - Esquema básico de uma Fonte de Corrente Constante do tipo pulsada (Conjunto transformador-retificador controlado)

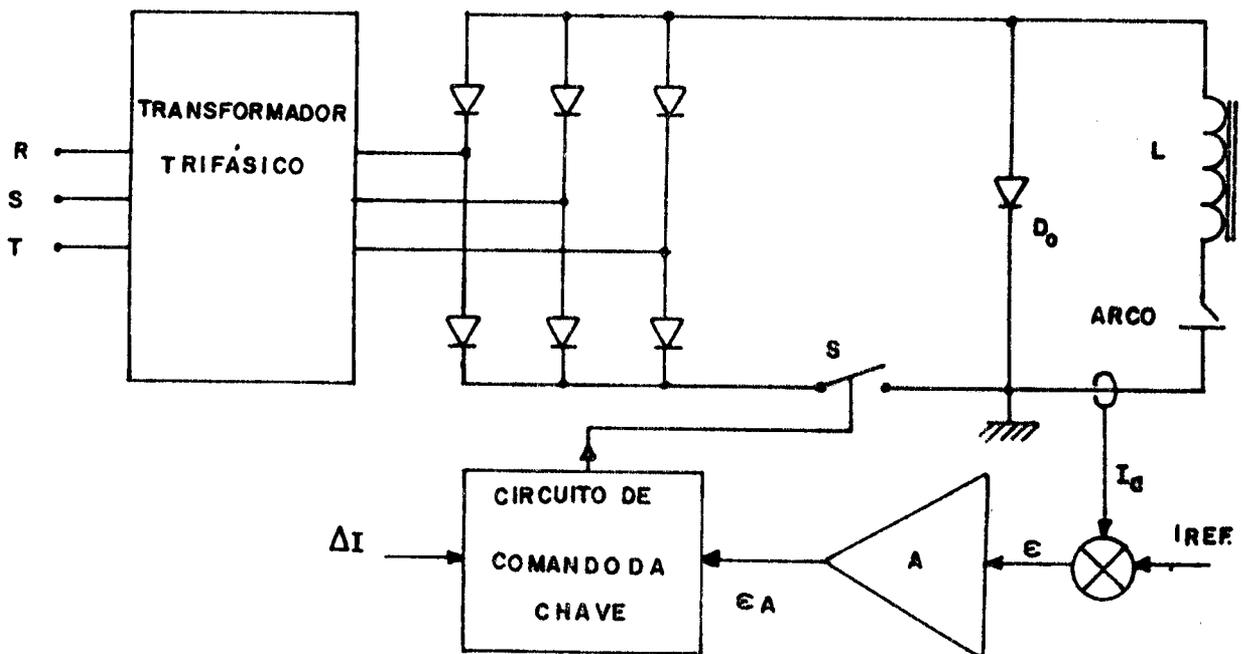


Fig.2.2 - Esquema básico de uma Fonte de Corrente Constante do tipo pulsada (Conjunto transformador-retificador-pulsador)

### 2.2.1 - Processo TIG pulsado

Antes da concepção de qualquer fonte para soldagem a arco deve-se conhecer com profundidade as particularidades de cada processo de soldagem (TIG, MIG, Eletrodo Revestido, Arco Submerso, Plasma, etc.). Normalmente, as fontes são concebidas para satisfazer uma determinada necessidade dentro de um processo de soldagem.

A soldagem no processo TIG pode ser feita com correntes do tipo contínua, alternada ou pulsada ou uma combinação entre dois tipos. A introdução de corrente pulsada no processo TIG ampliou o seu campo de aplicação, devido ao aumento do número de variáveis ( $I_p, I_b, t_p, t_b$ ) que controlam este processo de soldagem. As maiores aplicações deste processo se encontram na soldagem de chapas finas, tubos e tubulações de materiais especiais<sup>1</sup>.

O processo TIG corrente pulsada se caracteriza por ope-  
rar nas baixas frequências, isto é, a frequência de repetição dos pulsos se situa entre 0,5 a 10 Hz<sup>5</sup>.

### 2.2.2 - Análise dos dois tipos de fonte com corrente pulsada

A diferença básica quanto ao controle da corrente está no princípio de concepção de cada fonte. A fonte do tipo retificador controlado, como o próprio nome diz, a regulagem da corrente de soldagem é feita na coluna retificadora. Variando-se o ângulo de condução dos tiristores consegue-se controlar a corrente no arco (carga).

Na fonte do tipo transformador-retificador-pulsador, a regulagem da corrente de soldagem é feita através do pulsa-

dor que faz a conexão entre a fonte de tensão E e o arco (carga). A chave estática (tiristor ou transistor) é o elemento vital do pulsador, através do fechamento e abertura sucessivas de S (Fig.2.2) consegue-se regular a corrente no arco. O princípio de funcionamento do pulsador será o objetivo maior deste trabalho, tendo em vista, ser esta a opção escolhida para o tipo de fonte de corrente pulsada.

A diferença quanto à forma de onda dos dois tipos de fonte está mostrado nas figs. 2.3 e 2.4. Na fonte da fig. 2.1 tem-se uma ondulação de corrente que só é limitada pela indutância L colocada entre a coluna retificadora e o arco. Já, na fonte com o controle da corrente feito pelo pulsador, temos uma pulsação rápida ( $\Delta I$ ) que é dada pela expressão<sup>9</sup>, que será deduzida no capítulo 2:

$$\Delta I = \frac{E}{4f_{\text{máx}} L} \quad (2.1)$$

e, fica controlada entre dois valores extremos de corrente (modulação por valores extremos), conforme será visto no final deste capítulo.

A ondulação de corrente aumenta com o aumento da corrente no arco, como pode ser visto na fig. 2.3. Isto se deve ao fato de que o controle da corrente, feito na coluna retificadora, sempre tem uma ondulação que só pode ser limitada pela indutância L. Entretanto, no caso do controle ser feito pelo pulsador, a ondulação da corrente é pré-fixada e não varia com o aumento ou diminuição da corrente no arco. A indutância, nesse caso, colocada em série com o arco, serve para limitar a frequência máxima da pulsação<sup>9</sup>.

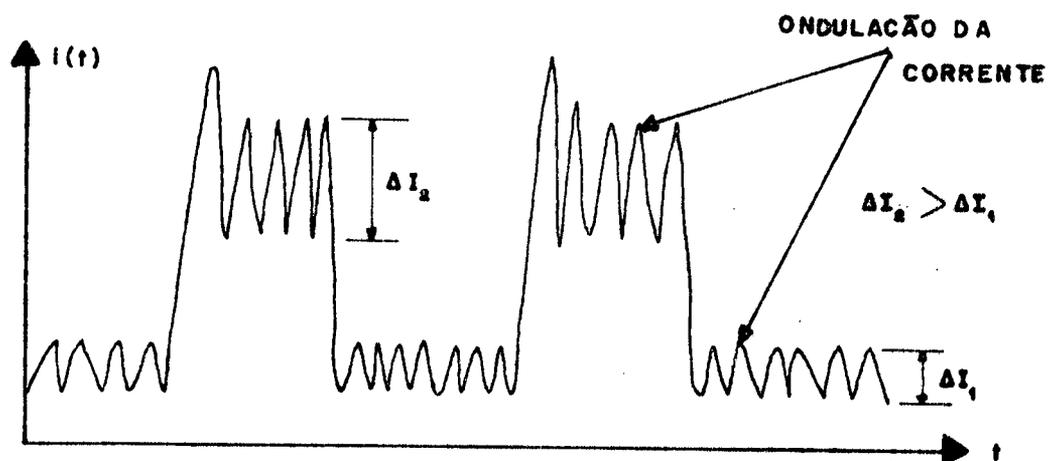


Fig.2.3 - Corrente pulsada com controle de corrente na coluna retificadora

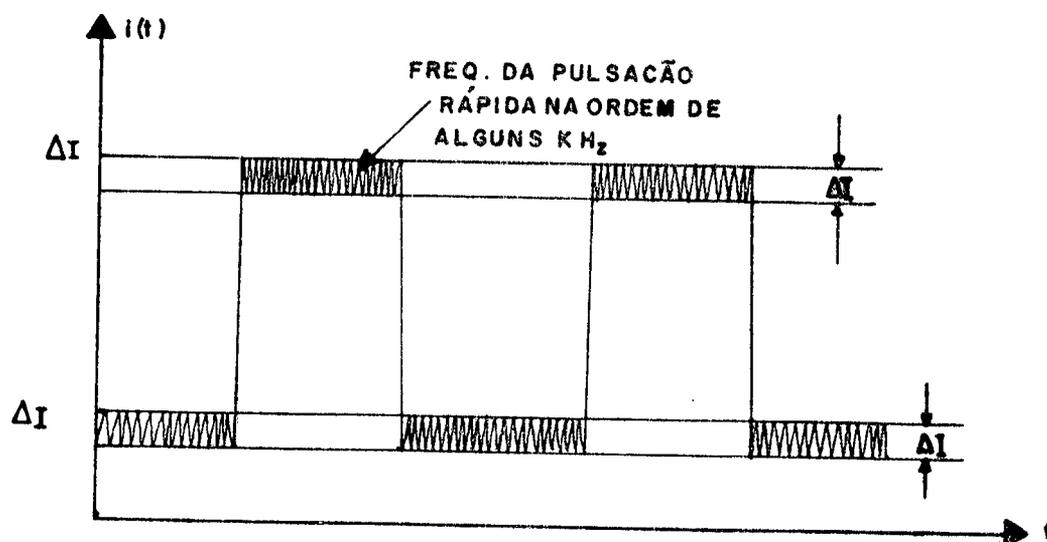


Fig.2.4 - Corrente pulsada com controle de corrente no pulsador

Pode-se observar que uma fonte do tipo da fig. 2.2. com o controle da corrente feito através de um pulsador, apresenta um melhor desempenho que o da fig. 2.1. Portanto,

preocupação daqui em diante, será somente com a fonte do tipo transformador-retificador-pulsador, pois foi esta a melhor opção encontrada. O conjunto transformador-retificador não receberá atenção especial, tendo em vista ser bem conhecido o seu comportamento. Dar-se-á atenção especial ao pulsador, uma vez que este é o elemento básico no estudo em questão (fonte de corrente pulsada).

### 2.3 - Princípio do pulsador de corrente

Substituindo-se o conjunto transformador-retificador da fig. 2.2 por uma fonte de tensão constante  $E$ , tem-se a estrutura básica de um pulsador para soldagem a arco (fig. 2.5).

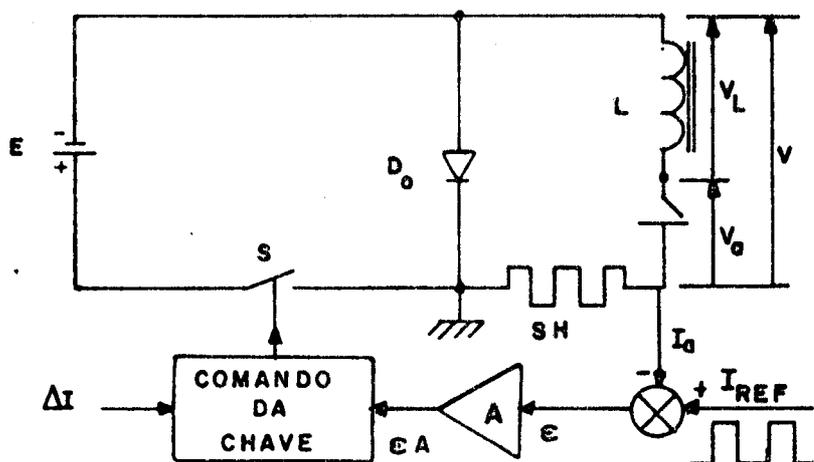


Fig.2.5 - Estrutura básica de um pulsador para soldagem a arco

A chave S fecha e abre várias vezes por segundo.

Desse modo, a tensão na carga  $V$  (arco mais indutância  $L$ ) tem seu valor médio controlado pela razão cíclica, ou  $\alpha = T_C / (T_C + T_B)$ . As formas de onda das tensões  $V$ ,  $V_a$  e  $V_L$  durante a condução e o bloqueio das chaves (tiristores ou transistores) estão representadas na Fig. 2.6.

Quando a chave  $S$  fecha, a fonte  $E$  fornece corrente a carga e o diodo de roda livre  $D_o$  permanece bloqueado. O arco (carga propriamente dita) e o indutor formam um divisor de tensão. Portanto para  $S$  fechada

$$V = -E \quad (2.2.a)$$

$$\text{onde} \quad V = V_a + V_L \quad (2.2.b)$$

substituindo (2.2.a) em (2.2.b), resulta

$$V_a = -(E + V_L), \quad V_L < 0 \quad (2.3.a)$$

$$V_L = -(E + V_a), \quad V_a < 0 \quad (2.3.b)$$

A energia armazenada no indutor durante  $T_C$  (Tempo de condução) é dada por

$$E_L = \frac{1}{2} L \left( I_a + \frac{\Delta I}{2} \right)^2 \quad (2.4)$$

e a energia dissipada no arco

$$E_a = V_a I_a T_C \quad (2.5)$$

Quando a chave abre (bloqueio), sobre a indutân-

cia L aparece uma força contra eletromotriz que se opõe a variação brusca da corrente  $I_a$ , polarizando diretamente o diodo de roda livre. Com o diodo  $D_0$  conduzindo, tem-se a continuidade da corrente na carga e, a tensão

$$V \approx 1V \text{ (queda direta no diodo da roda livre)}$$

ou, pela (2.2.b), temos

$$V_L = -(V_a - 1); V_a < 0 \quad (\approx \text{constante}) \quad (2.6)$$

$$V_L > 0$$

A energia dissipada no arco, agora, é fornecida pela indutância que a armazenou durante a condução e, dada pela expressão

$$E_a = V_a I_a T_B \quad (2.6)$$

A tensão no arco tem a característica de uma força contra eletromotriz de um motor, isto é, para uma pequena variação de  $I_a$  ( $\pm \frac{\Delta I}{2}$ ) a tensão no arco  $V_a$  permanece, praticamente, constante

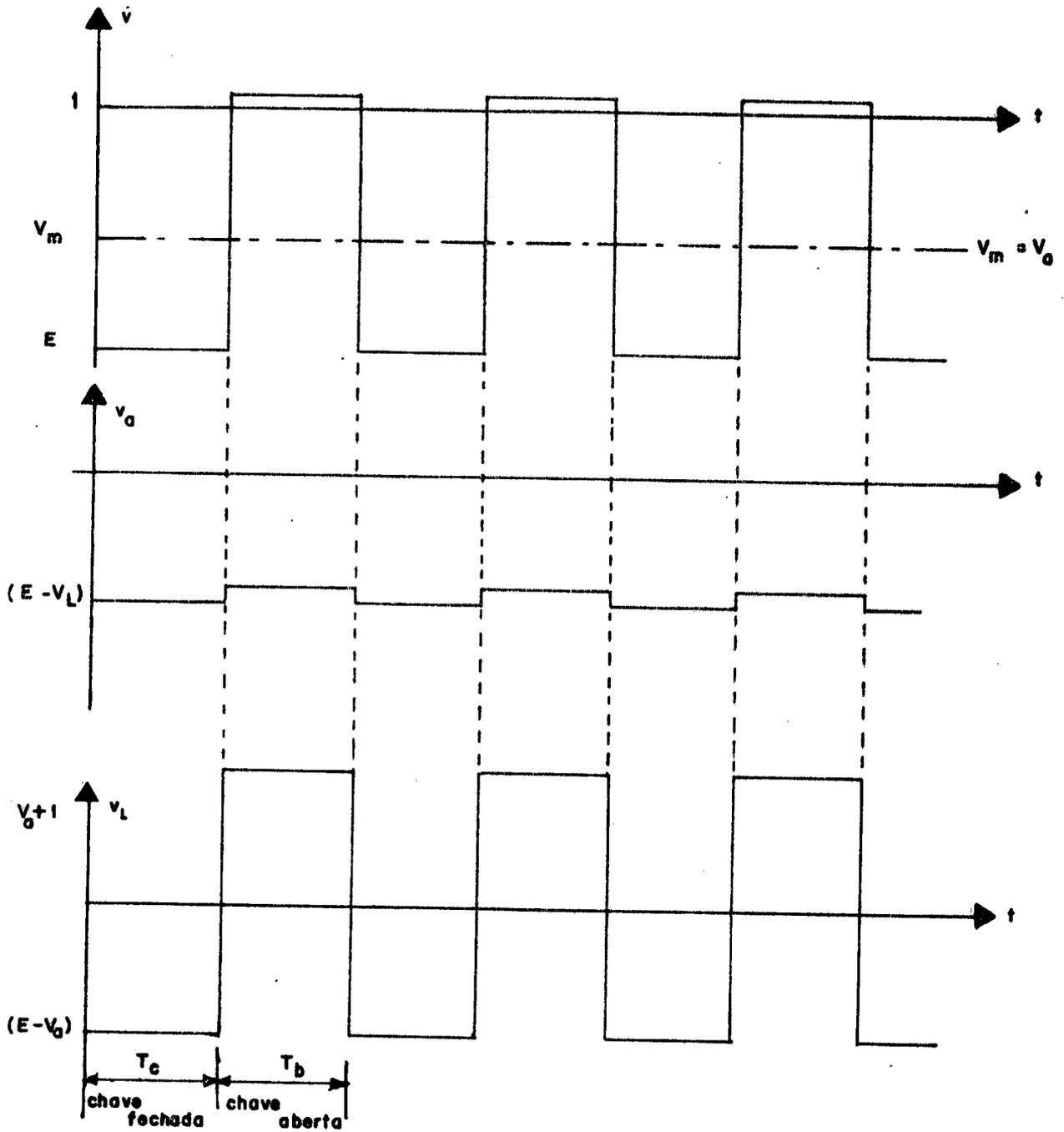


Fig.2.6 - Formas de ondas da tensão na carga  $V, V_a, V_L$  durante a condução e bloqueio da chave  $S$  (Fig. 2.5)

## 2.4 - Vantagens e desvantagens do tiristor x transistor num pulsador para soldagem a arco

Para se fazer uma escolha entre o tiristor e o transistor, far-se-á uma análise sobre o desempenho e limitações de cada um desses componentes, quando funcionando como chaves estáticas em um pulsador projetado para soldagem a arco.

Pode-se considerar que a frequência máxima<sup>9,12</sup> de operação do transistor funcionando como chave estática num pulsador para soldagem (elevadas correntes) é da ordem de 4 Kz e do tiristor 200 Hz. Tem-se então, que o transistor é 20 vezes mais rápido nas comutações que o tiristor. Portanto, um pulsador realizado a transistor, ao invés de tiristor, apresenta as seguintes vantagens devido à elevada frequência de operação:

- Redução do indutor.

-  $\frac{(I_p - I_b)}{\Delta t}$  tempos de subida e descida da corrente pulgada 20 vezes maior, o que se aproxima melhor da forma retangular ideal.

Exemplo: E = 80 Volts (valor típico)

$\Delta I = 20A$  (valor típico para  $I_N = 200A$ )

Pela (2.1), temos:

$$L = \frac{E}{4 \times \Delta I \times f_{\text{máx}}} = \frac{80 \text{ V}}{4 \times 20A \times f_{\text{máx}}} = \frac{1}{f_{\text{máx}}}$$

logo:  $L = 5 \text{ mH}$  (tiristor)

e  $L = \frac{5}{20} = 0,25 \text{ mH}$  (transistor)

Observamos que para o exemplo dado, a indutância no pulsador a transistor torna-se 20 vezes menor em relação à que seria empregada no pulsador a tiristor.

Considerando-se o comando de um transistor de alta corrente, necessita-se um circuito bem mais elaborado do que o de comando de um tiristor. No entanto, no caso de um pulsador a tiristor, obrigatoriamente teremos circuitos de comutação forçada para fazer o bloqueio do tiristor principal<sup>9</sup>. Se por um lado o circuito de comutação forçada exige um outro tiristor para bloquear o principal, tem-se no pulsador a transistor elevadas correntes de base (baixo ganho forçado do transistor de potência) que exigirão fontes auxiliares de alta corrente (20 a 30A). As correntes de base podem ser reduzidas através da associação em paralelo dos transistores de potência conforme será visto no capítulo 3. Apesar das elevadas correntes de base, as potências dessas fontes auxiliares são baixas, visto que as tensões envolvidas são da ordem de 6 a 8 Volts. Pode-se dizer que tanto o comando dos tiristores como dos transistores exigem cuidados especiais.

As limitações do uso do transistor estão relacionadas com as severas restrições impostas, em termos de corrente, tensão e potência. Isto em parte é compensado pelo tipo de modulação adotado nesse tipo de pulsador (modulação por valores extremos de corrente) que mantém a corrente no transistor dentro de valores que não ultrapassam os limites tolerados pelo

componente. A sua limitação em potência e tensão é compensada com o auxílio de um circuito de ajuda à comutação. Já o tiristor admite sobrecargas e sobretensões durante um curto intervalo, permitindo dessa maneira uma proteção externa.

Em termos de restrições o tiristor é um componente mais robusto. No entanto, usando-se circuitos bem elaborados, pode-se proteger o transistor e tem-se uma montagem com desempenho muito superior a realizada a tiristor o que será provado no capítulo seguinte.

Como está-se concebendo uma fonte de corrente pulsada, chega-se à conclusão que um pulsador realizado a transistores de potência, é aquele que apresenta a melhor solução para esta aplicação. Daqui em diante, quando for citado ao longo da descrição deste trabalho ao termo pulsador, estaremos associando a sua realização a transistores de potência.

## 2.5 - Pulsador a transistor

O esquema completo de um pulsador a transistor de potência<sup>9,11</sup> está representado em forma de diagrama de blocos na fig. 2.7, sendo constituído dos seguintes circuitos:

a) Circuito de potência

- Transistores  $T_1, T_2, \dots, T_M$

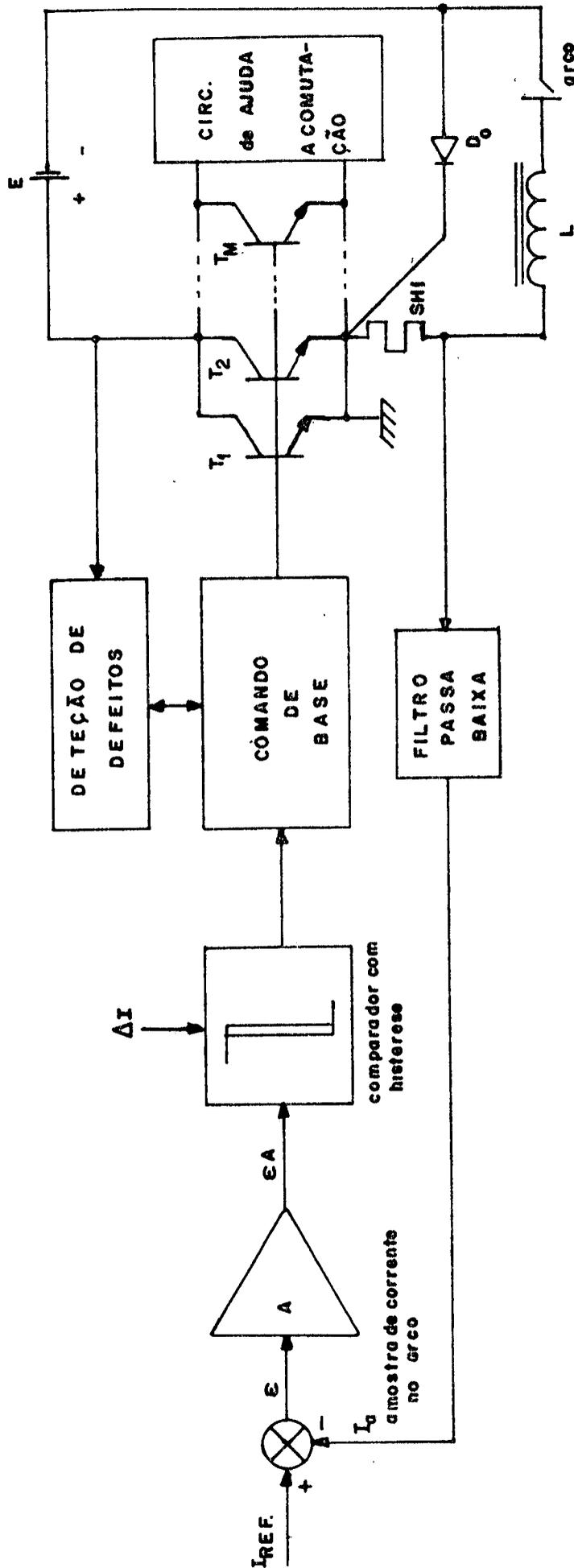


Fig. 2.7 - Esquema completo de um pulsador a transistor em forma de diagrama de blocos para soldagem a arco

CO

- Diodo de roda livre  $D_o$
- Indutância L
- Sensor de corrente, SH
- Arco
- Fonte E
- Cabeações
- b) Circuito de comando de base
- c) Lógica de comando
  - Filtro RC
  - Amplificador de erro
  - Comparador com histerese
- d) Detetor de defeitos (disjuntor)
- e) Circuito de ajuda a comutação

### 2.5.1 - Regulagem da corrente

Na fig.2.8(a,b) estão apresentadas formas de onda da corrente na carga para uma referência constante e outra pulsada.

A corrente do arco  $I_a$  é comparada com o valor de referência  $I_{REF}$ . O erro,  $\epsilon = I_{REF} - I_a$ , é amplificado e aciona o comparador de histerese que por sua vez via circuito de comando de base faz o chaveamento dos transistores de potência. Quando a corrente no arco  $I_a = I_{REF} + \frac{\Delta I}{2}$ , os transistores de potência são bloqueados e a corrente no arco começa a diminuir via diodo de roda livre  $D_o$ . Quando a corrente no arco  $I_a = I_{REF} - \frac{\Delta I}{2}$  os transistores de potência conduzem e novamente a corrente começa a aumentar. Dessa maneira, consegue-se

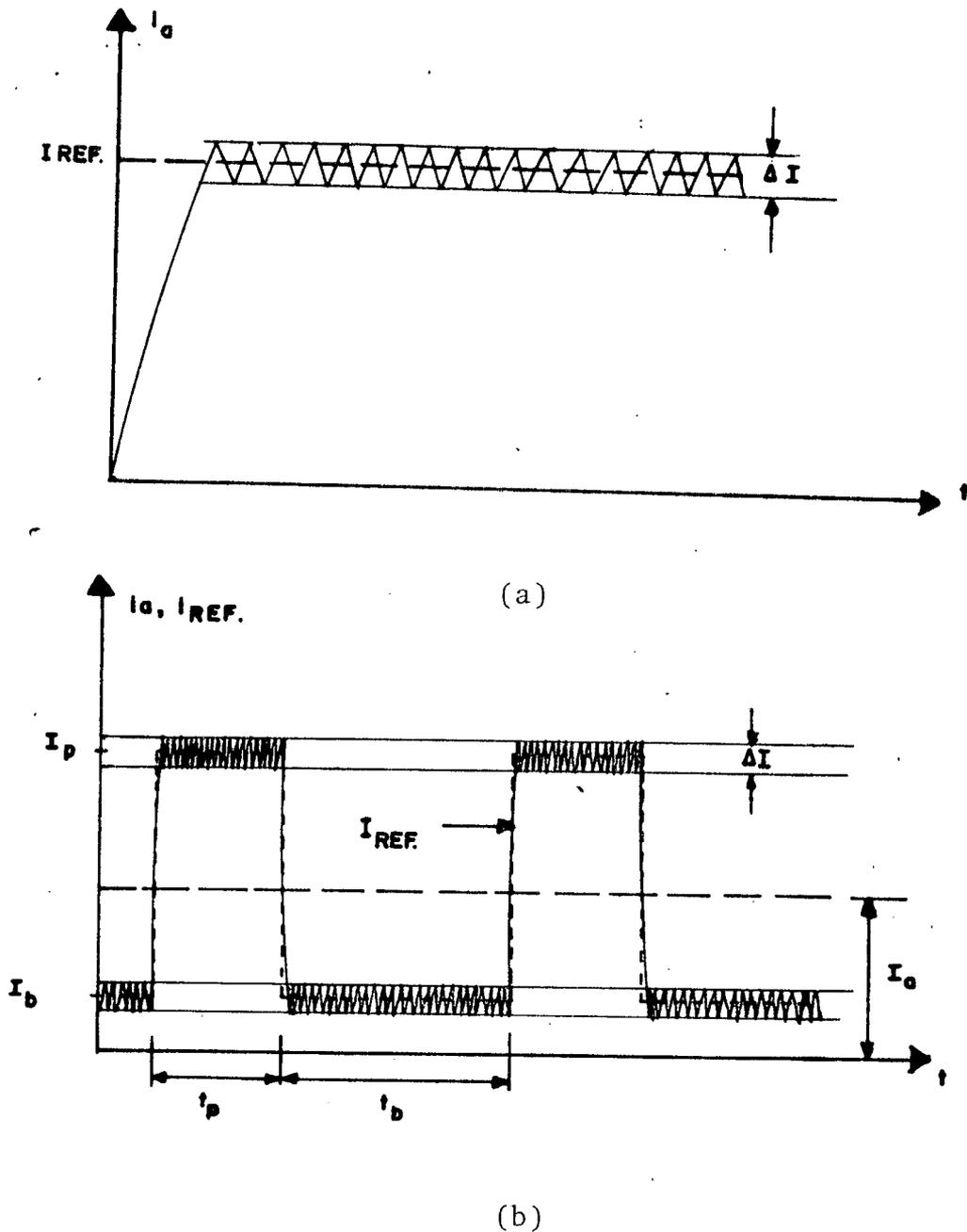


Fig. 2.8 - Formas de onda da corrente na carga para  $I_{REF}$  constante (a) e  $I_{REF}$  pulsada. (b)

manter a corrente de soldagem dentro de valores simétricos da referência desejada. No caso de uma referência retangular (Fig. 2.8) tem-se uma corrente da mesma forma de onda da referência com uma pulsação rápida. Esta pulsação rápida é a responsável pela manutenção das correntes dentro do intervalo

$$I_{REF} - \frac{\Delta I}{2} \leq i_a \leq I_{REF} + \frac{\Delta I}{2}$$

A amplitude de  $\Delta I$  é pré-fixada no comparador de histerese e independe da forma de onda da referência.

### 2.5.2 - Modulação por valores extremos de corrente<sup>2,9</sup>

O maior interesse desta modulação reside no fato de que os valores máximos instantâneos da corrente do transistor são controlados com rigor, aproveitando ao máximo as suas características (limites de corrente) e garantindo a sua segurança.

O funcionamento deste tipo de modulação pode ser traduzido graficamente pelas curvas da fig. 2.9<sup>9</sup>, onde representa-se a frequência de comutação dos transistores por meio do termo  $\frac{\tau}{T}$  onde  $\tau$  é a constante de tempo da carga:

$$\tau = \frac{L}{R}, \text{ em função da grandeza } \frac{I_{REF}}{E/R} + a.$$

Também, sobre estas características estão representadas as curvas da razão cíclica  $R = \frac{T_C}{T_C + T_B}$ .

OBS.: Para se determinar, pelas curvas da fig.2.9, qual o ponto de operação do pulsador, precisa-se conhecer a resistência de carga que depende dos seguintes fatores:

- Tipo de atmosfera protetora
- Tipo de processo de soldagem (TIG, MIG, Plasma,

arco submerso, eletrodo, etc.)

- Comprimento de cabos de conexão da pistola e metal base com a fonte
- Temperatura
- Comprimento do arco.

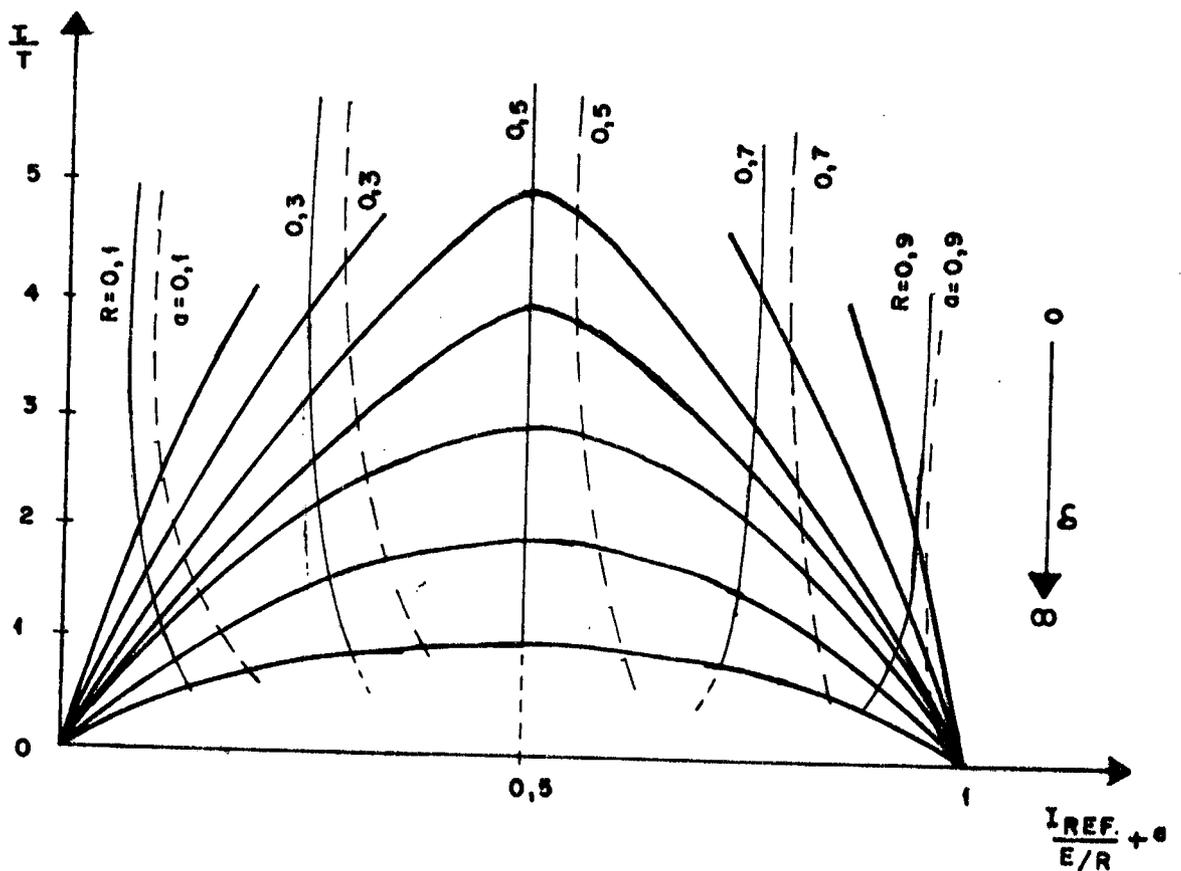


Fig.2.9 - Curvas características da modulação por valores extremos de corrente

$$\delta = \frac{\Delta I}{E/R}, \quad \Delta I \text{ relativo}$$

$$a = \frac{V_a}{E}, \quad V_a = \text{valor médio da tensão no arco}$$

Pode-se, então, a partir destas curvas características, determinar para um processo de soldagem qualquer, bem conhecido (curvas estáticas do arco numa determinada condição de soldagem) e um  $\Delta I$  fixado, a frequência máxima de funcionamento como também os tempos mínimos de condição e bloqueios dos transistores.

Para um período de funcionamento suficientemente baixo tal que  $T < \frac{1}{2} \tau$ , a frequência de funcionamento pode ser expressa por uma aproximação melhor que 1% pela fórmula<sup>9</sup>

$$f = \frac{E}{L \cdot \Delta I} \mathcal{R} (1-\mathcal{R}) \quad (2.7)$$

logo, a frequência máxima será para  $\mathcal{R} = \frac{1}{2}$

$$f_{\text{máx}} = \frac{E}{4L \Delta I} \quad (2.8)$$

Os tempos mínimos<sup>10</sup> de condução e bloqueio correspondente a um  $\Delta I$  fixo, são

$$T_{B\text{mín}} = T_{C\text{mín}} = \frac{L}{E} \Delta I \quad (2.9)$$

OBS.: A tensão  $E$  e a indutância  $L$  são impostas pelo processo de soldagem e o tipo de estrutura da fonte concebida.

## 2.6 - Conclusões

Apesar das severas restrições impostas ao transis-

tor, uma fonte de corrente constante, com forma de onda do tipo pulsada, apresentará um desempenho e confiabilidade, se realizada a transistores, muito superior daquela a tiristores. Portanto, a estrutura da fonte adotada é do tipo transformador-retificador-pulsador a transistor de potência.

## CAPÍTULO 3

### REALIZAÇÃO DO PULSADOR

#### 3.1 - Introdução

Este capítulo trata da realização do pulsador.

O capítulo está subdividido em 8 itens, levando, no final, à curva de rendimento total do pulsador. Esta é a parte mais importante, pois justifica a realização do pulsador a transistor.

### 3.2 - Lógica de comando/regulação da corrente

A lógica de comando dos transistores de potência é constituída por um amplificador de erro e um comparador de histerese, conforme o diagrama de blocos da fig. 3.1.

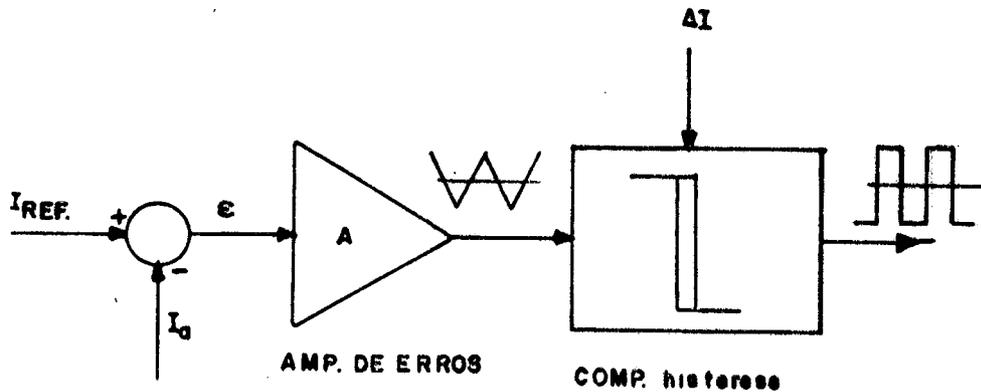


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos da lógica de comando

a) Regulação da corrente - A corrente no arco  $I_a$ , é continuamente comparada com  $I_{REF}$  através de uma amostra retirada do sensor de corrente SH e, enviada ao amplificador de erro, após passar pelo filtro passa-baixa RC.

O erro  $\epsilon = I_{REF} - I_a$  é amplificado e aciona o comparador de histerese cada vez que a corrente no arco atinge

$$I_a = I_{REF} \pm \frac{\Delta I}{2}, \quad (3.1)$$

ou,

$$\epsilon = \pm \frac{\Delta I}{2}. \quad (3.2)$$

Dessa maneira, a corrente no arco (carga) se mantém simétrica a  $I_{REF}$  com os valores extremos compreendidos entre  $I_{REF} \pm \frac{\Delta I}{2}$  (modulação por valores extremos de corrente). O valor de  $\Delta I$  é fixado pela histerese do comparador que uma vez estabelecida, mantém-se constante por todo o tempo.

b) Realização da lógica de comando - O circuito da lógica de comando foi implementado com amplificadores operacionais e está apresentado na fig. 3.2, abaixo.

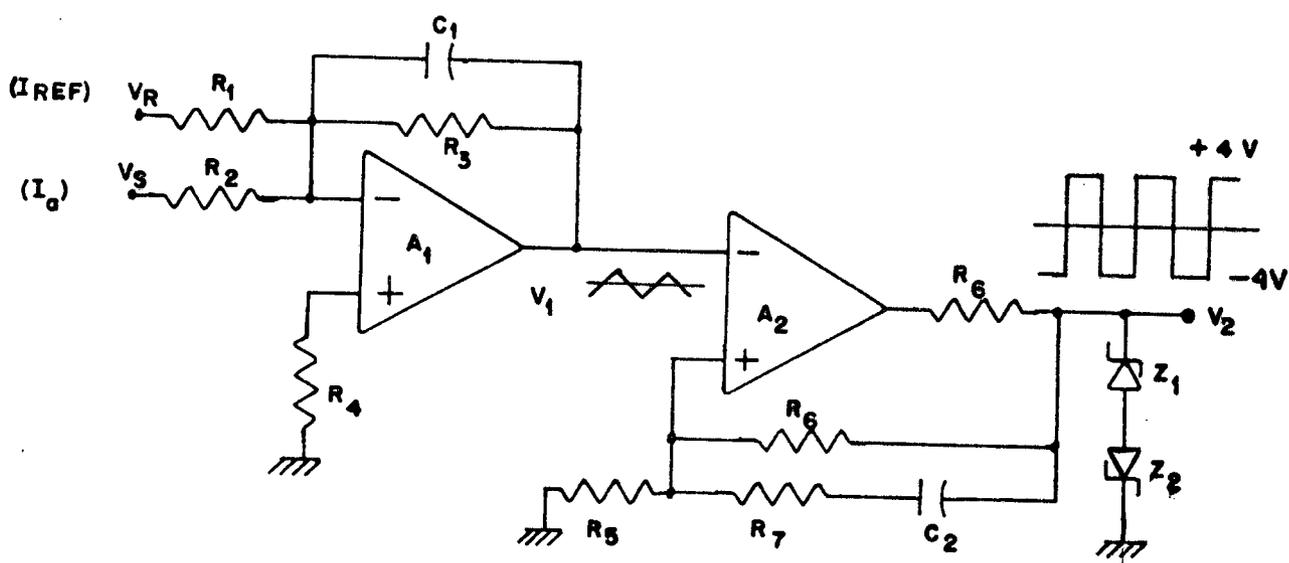


Fig. 3.2 - Circuito da lógica de comando

A tensão  $v_1$  representa o erro amplificado, isto é,

$$v_1 = \epsilon A \quad (3.3)$$

$$\text{ou} \quad v_1 = (I_{REF} - I_a)A, \quad (3.4)$$

onde:  $A$  = ganho do amplificador de erro.

A equação da tensão  $v_1$  em função das entradas, desprezando-se o efeito do capacitor  $c_1$  e considerando-se o  $A_1$  ideal, fica

$$v_1 = -\frac{R_3}{R_1} v_R - \frac{R_3}{R_2} v_S \quad (3.5)$$

Para o  $\epsilon=0$  ( $I_a = I_{REF}$ ), temos  $v_1=0$ , então podemos obter  $R_1$  e  $R_2$  através da (3.5) em função de  $V_R$  e  $V_S$ .

$$\frac{R_3}{R_1} v_R + \frac{R_3}{R_2} v_S = 0, \quad (3.6)$$

$$\text{ou} \quad \frac{R_1}{R_2} = -\frac{V_R}{V_S}, \quad (3.7)$$

como:  $V_S = -R_S I_a$  ( $R_S$  = resistência do sensor), substituindo em (3.7), temos

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_R}{R_S I_a} \quad (3.8)$$

Para as condições projeto, limitou-se  $V_R$  em 4V para  $I_a = 100A$  e  $R_S = 2,5 \times 10^{-3} \Omega$ , que substituídos em (3.8), resultam em

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{4}{2,5 \times 10^{-3} \times 100} = 16$$

então: para  $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$ , tem-se  $R_1 = 16 \text{ K}\Omega$ .

Para  $|\epsilon| = \frac{\Delta I}{2}$  ( $I_a = I_{REF} \pm \frac{\Delta I}{2}$ ), temos que  $v_1$  só é função do incremento  $\frac{\Delta I}{2}$  (erro), ou seja

$$|v_1| = \frac{R_3}{R_2} R_S \left| \frac{\Delta I}{2} \right|, \quad (3.9)$$

como  $|v_1| = |v_h/2|$  (metade da tensão de histerese do  $A_2$ ), vem

$$|v_h| = \frac{R_3 R_S}{R_2} |\Delta I| \quad (3.10)$$

donde, obtêm-se a relação para o cálculo de  $R_3$

$$R_3 = \frac{R_2}{R_S} \left| \frac{v_h}{\Delta I} \right| \quad (3.11)$$

Para as condições de nosso projeto, adotou-se um valor de histerese  $|v_h| = 1V$  e  $\Delta I = 10A$ , substituindo-se em (3.11), já com o valor calculado de  $R_1$ , obtêm-se

$$R_3 = \frac{10^3}{2,5 \times 10^{-3} \times 10} = 40 \text{ K}\Omega.$$

A metade da tensão de histerese é dada por

$$\left| \frac{v_h}{2} \right| = \frac{R_5}{R_5 + R_6} |V_Z + V_D| \quad (3.12)$$

onde  $V_Z = V_{Z1} = V_{Z2} = 3,6V$  e  $V_D = 0,6V$ .

Pela expressão (3.12), podemos obter a relação entre  $R_5$  e  $R_6$ , isto é,

$$\frac{R_5}{R_6} = \frac{|v_h/2|}{|V_Z + V_D - v_h|} = \frac{1}{4,2 - 1} = \frac{1}{3,2}$$

então, para  $R_5 = 10 \text{ K}\Omega$ , temos  $R_6 = 64 \text{ K}\Omega$ .

O capacitor  $C_1$ , juntamente com o resistor  $R_3$ , formam um filtro passa abaixo com frequência de corte em 3dB,  $\omega = \frac{1}{R_3 C_1}$ . O  $R_7 C_2$  visa acelerar as comutações do comparador  $A_2$ .

O resistor  $R_4$  é feito o paralelo de  $R_1 // R_2 // R_3$ , isto é,  $R_4 = R_1 = 1K$  a fim de se diminuir os efeitos de desvios na saída de  $A_1$ .

Deve-se observar que, embora tenha-se comprovado estes resultados na prática, estes cálculos são válidos até uma determinada frequência (abaixo 10 KHz) onde os atrasos existentes na malha de corrente não precisam ser levados em conta. Para frequências muito elevadas é importante que se determine todos os atrasos através de uma função de transferência de regulação de corrente em malha fechada. Então, a amplitude de  $\Delta I$  para frequências elevadas aumenta com os atrasos e não é mais determinada, unicamente, pelo comparador de histerese.

### 3.3 - Circuito de comando de base

A otimização do circuito de comando de base dos transistores de potência (principais) é o elemento dominante na concepção de uma montagem funcionando em chaveamento. Sua influência é determinante na confiabilidade do sistema.

É através de um comando de base ótimo que se reduz os tempos de comutação e se determina a região de operação para que as perdas sejam mínimas. Existem várias maneiras de

se realizar este circuito, mas deve-se optar por um que apresente as seguintes características<sup>2,9,12,15</sup> :

a) Na condução, criar um  $dI_B/d_t$  tão grande quanto possível a fim de diminuir os tempos de fechamento dos transistores (associação em paralelo).

b) Adaptar a corrente de base a corrente de coletor de modo que a tensão da junção  $V_{CB} \approx 0$  (região de quase saturação), evitando-se, dessa maneira, a sobre-saturação que aumentaria consideravelmente os tempos de armazenagem.

c) No bloqueio, extrair uma corrente limitando  $dI_B/d_t$  a fim de minimizar os tempos de armazenagem e de descida da corrente.

d) Para melhorar o bloqueio, manter uma tensão de base negativa, o que reduz a corrente de fuga e acrescenta uma proteção contra disparos acidentais devido aos  $dV/d_t$  e correntes parasitas. A tensão de base negativa, também, permite que os transistores especiais de chaveamento operem numa tensão acima de  $V_{CEO}$  ( $V_{CEX} \leq V_{CBO}$ ).

e) Incluir, no próprio circuito de comando de base, uma proteção contra sobrecargas ou curto.

Para uma corrente de coletor  $I$  com a forma da fig. 3.3a (carga indutiva), a corrente de base ideal apresenta a forma indicada na fig.3.3b.

Como será visto mais adiante, no item que trata da associação em paralelo de transistores, a dispersão dos tempos de estocagem, é a principal restrição imposta aos transistores durante a fase de bloqueio. O comando de base pode minimizar os tempos de duração mas, as dispersões são características inerentes de um processo de fabricação. As curvas

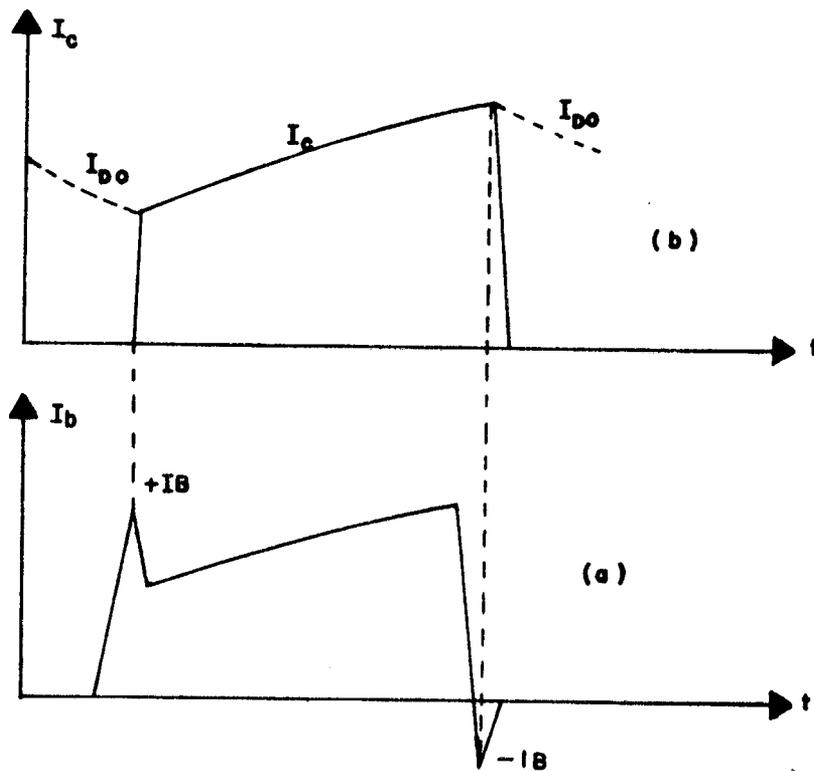


Fig.3.3 - Forma ideal da corrente de base (a) e forma da corrente de coletor sob carga indutiva ( $I_{D0}$ , corrente no diodo de roda livre) (b)

que relacionam os tempos de armazenagem e de descida da corrente em função de  $\frac{dI_B}{dt}$ , durante a fase de bloqueio dos transistores estão apresentadas na fig. 3.4a,b<sup>15</sup>.

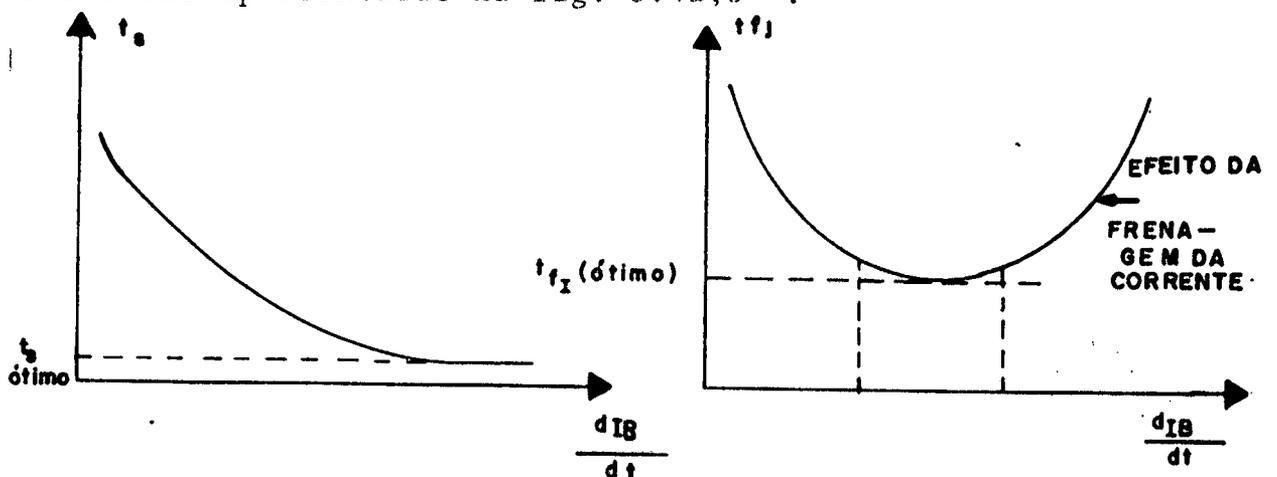


Fig.3.4- Tempo de estocagem (a) e tempo de descida da corrente de coletor (b) em função de  $\frac{dI_B}{dt}$

A variação de  $dI_B/dt$  pode ser obtida através de uma pequena indutância variável colocada entre a base dos transistores principais e a fonte negativa, conforme fig. 3.5. Variando-se a indutância, consegue-se determinar  $t_{fI}$  mínimo que minimizará as perdas durante o bloqueio dos transistores.

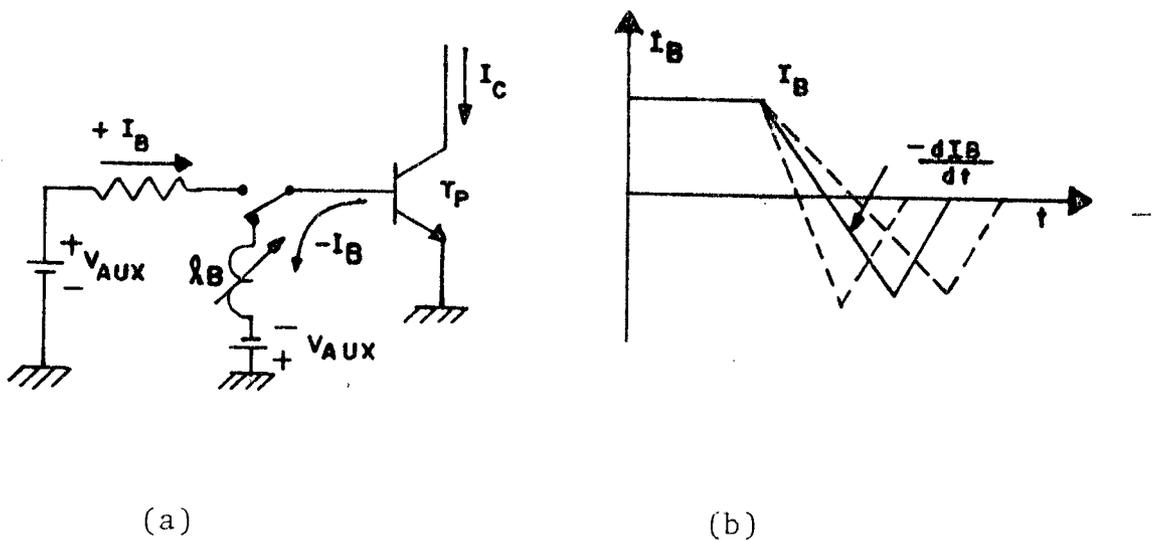


Fig.3.5 - Método experimental para determinação do valor da indutância de base  $l_B$  que produz um tempo de descida da corrente de coletor  $t_{fI}$  mínimo

No caso de uma associação em paralelo, este método experimental também é válido, desde que se use um circuito de ajuda a comutação para compensar os tempos de estocagem maiores, que normalmente ocorrem, quando temos  $t_{fI}$  mínimo (vide associação em paralelo).

### 3.3.1 - Comando de base auto-mantido e auto-protegido

Depois de fazer um estudo dos diversos tipos de

circuítos de comando de base conhecidos na literatura<sup>9,15</sup>, chegou-se ao circuito da fig. 3.6. Este tipo de configuração satisfaz todas as exigências apresentadas para um bom circuito de comando de base de uma associação em paralelo de transistores de potência.

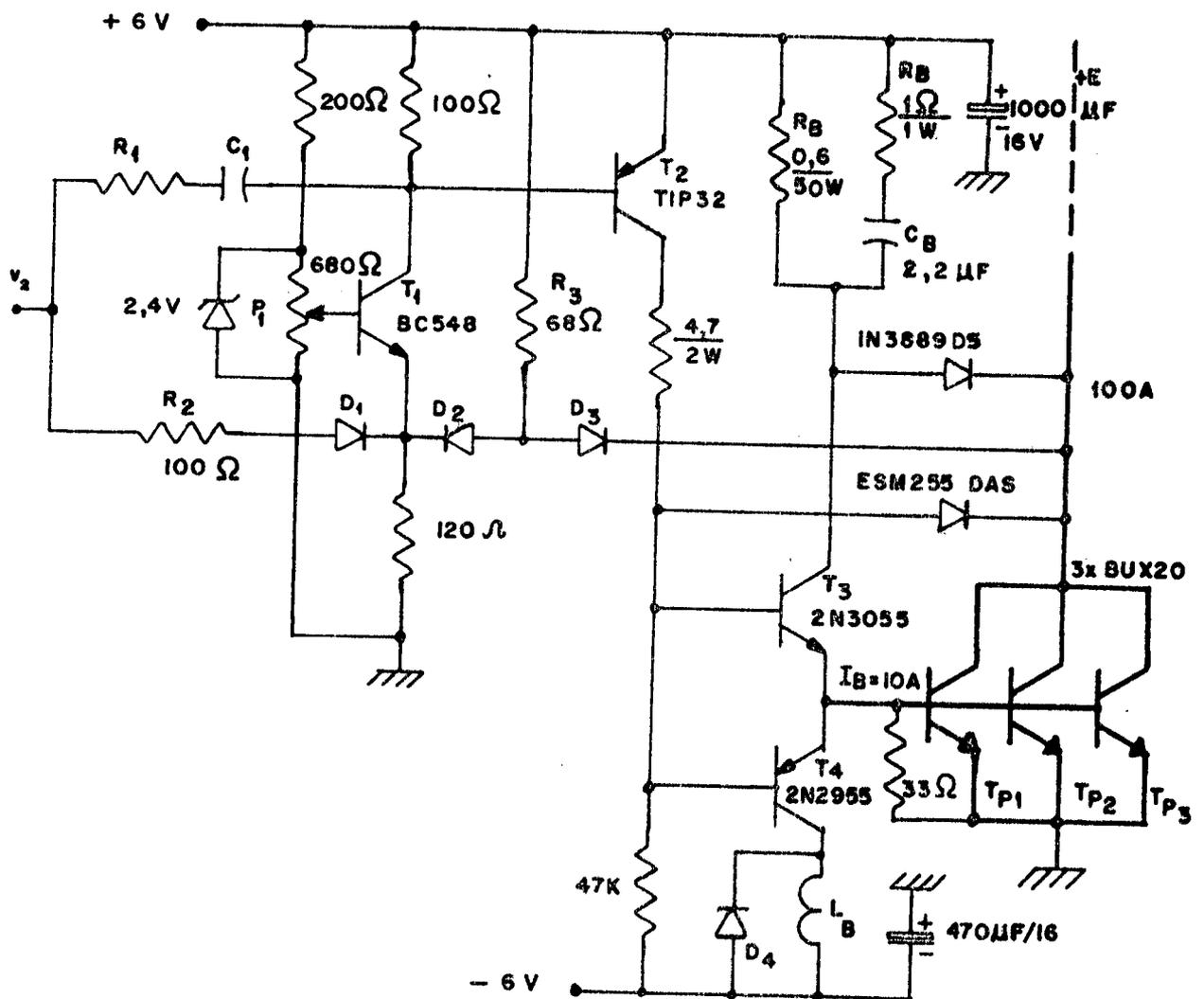


Fig. 3.6 - Circuito de comando de base

Este circuito vigia a tensão  $V_{CE}$  dos transistores BUX20 durante a fase de condução. Se um dos transistores tende a se desaturar, devido a uma sobrecarga por exemplo, o circuito de comando provoca o bloqueio dos transistores de potência ( $T_{p1}$ ,  $T_{p2}$  e  $T_{p3}$ ) durante o resto do período. Se o defeito permanecer, o comando de base mantém os transistores bloqueados independente do sinal, vindo da lógica de comando até o seu desaparecimento. Logo que o defeito desaparece, o circuito volta à operação normal. Temos, portanto, o que se chama de um comando auto-mantido e auto-protegido.

### 3.3.2 - Funcionamento do comando de base

Quando o sinal enviado pela lógica de comando está em nível alto os transistores de potência estão bloqueados. O transistor  $T_1$  também está bloqueado, pois o potencial de seu emissor é mantido através de  $R_3$  a um nível mais alto que sua base. Os transistores  $T_2$  e  $T_3$ , também permanecem bloqueados, enquanto que  $T_4$  mantém a base dos transistores de potência a um potencial próximo de  $-6V$ .

A entrada em condução se faz pela passagem do sinal da lógica de comando do nível alto para o nível baixo. O transistor  $T_2$  permanece conduzindo, aproximadamente,  $1,5\mu s$ , por intermédio da energia armazenada em  $C_1$  (durante a fase de bloqueio). Os transistores de potência, também, recebem um pico de corrente positiva via  $T_3$  e  $R_B // R'_B$  e  $C_B$ . Se a tensão de coletor emissor da associação em paralelo cair abaixo da tensão fixada em  $P_1$  ( $V_{CEsat}$  máximo, BUX20) em

menos de  $1,5\mu\text{s}$ , a corrente que circula em  $R_3$  é desviada através de  $D_3$  para a massa via transistores de potência. Logo, o emissor do transistor  $T_1$  é levado a um potencial menor que o fixado por  $P_1$  e mantém-se conduzindo fornecendo a corrente de base de  $T_2$  durante a fase restante de condução

No entanto, se a tensão de coletor da associação em paralelo não cair abaixo de  $V_{CE_{\text{sat}}}$  máximo fixado em  $P_1$ , em  $1,5\mu\text{s}$  aproximadamente, ou atingir  $V_{CE_{\text{sat}}}$  máximo durante a condução por qualquer motivo (caso de uma sobrecarga ou curto), o circuito de comando de base passa imediatamente ao estado bloqueado (auto-proteção).

A passagem do nível lógico baixo para o nível lógico alto do sinal de comando bloqueia  $T_1$  via  $R_2$  e  $D_1$ . Com o bloqueio de  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  também bloqueiam permitindo a condução de  $T_4$  que mantém uma tensão negativa na base dos transistores principais próxima de  $-6\text{V}$ . Esta tensão negativa é muito importante, pois ela protege os transistores contra disparos acidentais devido ao  $dV/dt$  e correntes parasitas, bem como, permite a operação dos transistores (BUX20) com  $V_{\text{CEX}} = 160\text{V}$ .

Os diodos  $D_{\text{AS}}$  (diodo de anti-saturação) e  $D_{\text{S}}$  (diodo de alívio) permitem a adaptação da corrente de base à corrente de coletor fazendo com que as tensões  $V_{\text{CB}}$  dos transistores de potência e o transistor  $T_3$  se mantenham próximos de zero. Com  $V_{\text{CB}} = 0$  os transistores operam na região de quase saturação (vide fig. 3.7) o que aumenta as velocidades de comutações e diminui os tempos de estocagem (perdas nos transistores). Para os transistores operando em saturação profunda, tem-se um grande aumento dos tempos de estocagem que é extremamente perigoso para uma associação em paralelo<sup>15</sup>.

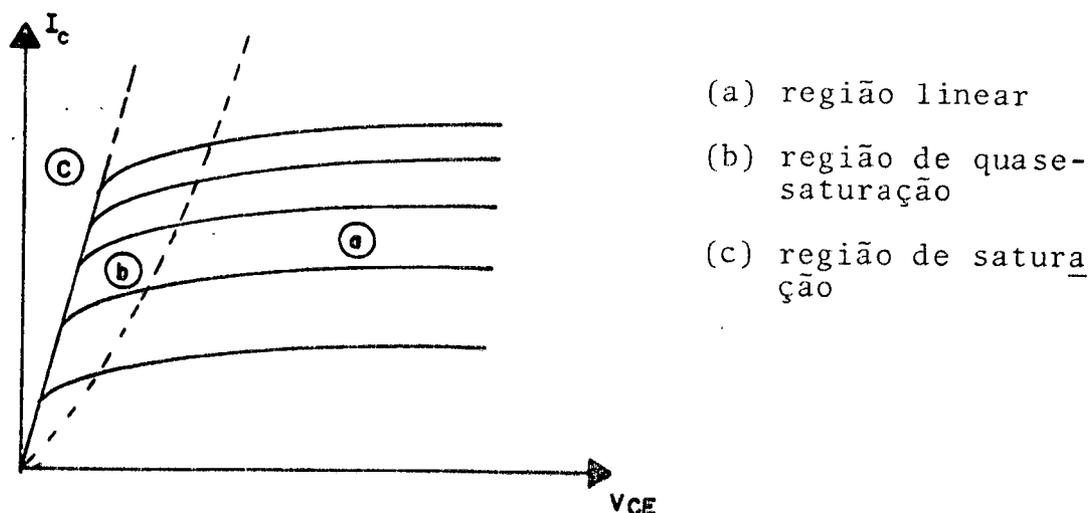


Fig.3.7 - Representação das regiões de condução de um transistor de potência

### 3.4 - Associação em paralelo dos transistores/aumento da capacidade de corrente

Os níveis de corrente exigidos num processo de soldagem exigem a associação em paralelo de transistores de potência. Os transistores podem operar, tanto na região linear como em regime de comutação.

Pode-se dizer que a utilização dos transistores na região linear é impraticável para uma carga do tipo de um arco, frente aos seguintes problemas:

a) A dissipação de calor é muito elevada, pois a eficiência de uma fonte com regulação linear é muito baixa, tipicamente 30 a 45% (contra 70 a 85% para chaveadas). Logo, a dimensão dos dissipadores torna-se muito grande e a dissipação do calor necessita, obrigatoriamente, de ventilação forçada, quando não, refrigeração a água<sup>6,8</sup>.

b) Também o número de transistores associados em

paralelo aumenta consideravelmente diminuindo a confiabilidade do sistema. Devemos observar que na região linear os transistores são mal aproveitados, devido aos limites de potência que obrigam os transistores a operarem com  $I_C$  e  $V_{CE}$  bem abaixo de seus valores permitidos.

Para um processo de soldagem a ondulação de corrente pode ser relativamente grande o que dispensa o uso de fontes com regulação linear que tem seu ponto forte no baixo nível de ondulação de saída. Através de fontes chaveadas, consegue-se uma regulação de corrente da ordem de  $\pm 5\%$  do valor nominal que satisfaz perfeitamente este tipo de carga<sup>16</sup>.

A utilização dos transistores operando em regime de comutação nos apresenta as seguintes vantagens:

a) Permitem a melhor utilização dos transistores de potência em seus limites máximos de  $I_C$  e  $V_{CE}$ , podendo controlar uma potência,  $P = I_{C_{m\acute{a}x}} \times V_{CE_{m\acute{a}x}}$ , bem superior àquele a máxima potência de dissipação que os transistores suportariam em regime linear. Portanto, o número de transistores em paralelo fica bastante reduzido com relação àquele que seria usado numa fonte linear de mesma capacidade.

b) A eficiência elevada (acima de 70%) permite a realização de uma montagem compacta da fonte total (transformador-retificador-pulsador), com uma redução de peso e volume considerável.

c) Não necessita de ventilação forçada (dissipadores reduzidos), podendo operar com ventilação natural.

Se, por um lado, a utilização dos transistores em paralelo operando em regime de comutação é imprescindível neste tipo de aplicação, de outro lado, apresenta certas restri-

ções que serão abordadas a seguir.

### 3.4.1 - Restrições da associação em paralelo dos transistores de potência

Nas aplicações lineares a principal restrição é o equilíbrio estático das correntes a fim de que as potências dissipadas em cada transistor sejam iguais, evitando-se com isto, o risco de destruição térmica. Para os transistores operando em regime de comutação, tem-se duas restrições em vez de uma:

- a) o equilíbrio das correntes durante as comutações (dinâmico)
- b) o equilíbrio das correntes durante a condução (estático).

Os desequilíbrios das correntes, tanto na condução como nas comutações, são devidos às dispersões das características dos transistores, inerentes aos processos de fabricação.

a) Equilíbrio Dinâmico - o principal problema de equilíbrio das correntes durante as comutações acontece durante a fase de bloqueio dos transistores, devido aos diferentes tempos de armazenagem. A fig. 3.8 nos mostra o que acontece com a corrente de coletor para dois transistores com tempos de estocagem diferentes, durante a passagem do estado de condução para o estado bloqueado (carga indutiva). O transistor  $T_2$ , devido ao tempo de estocagem  $t_{s2} > t_{s1}$ , tende a assu-

mir toda a corrente na carga, representando um risco de destruição bastante sério para o componente.

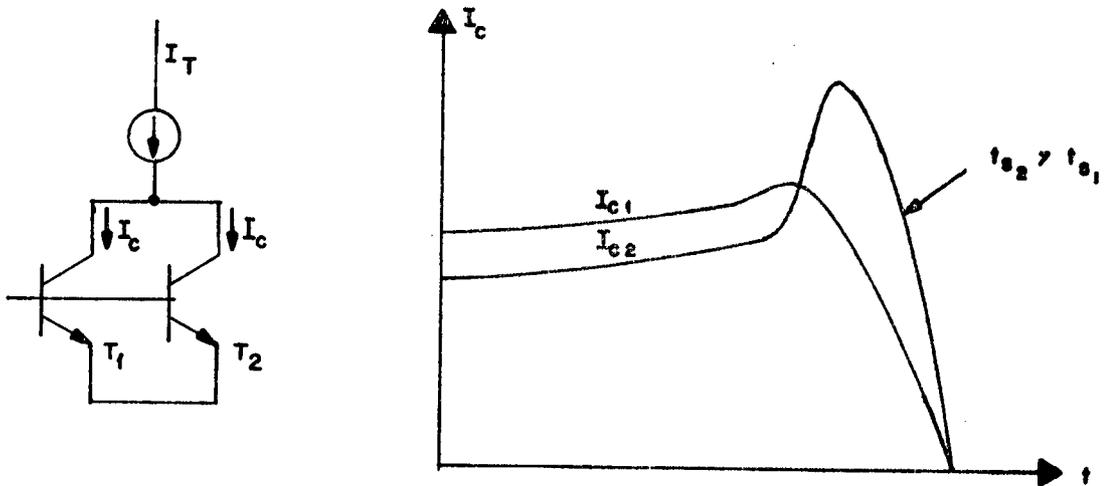


Fig.3.8 - Comportamento da corrente de coletor, numa associação em paralelo, durante o bloqueio

Este problema, da associação em paralelo, foi o principal fator a restringir o uso dos transistores em paralelo operando em regime de comutação durante muito tempo. Com o aparecimento dos circuitos de ajuda a comutação, esta restrição foi contornada. Na fig. 3.9 mostra-se a influência deste circuito, que colocado em paralelo com os transistores, permite a sua operação segura durante o bloqueio. A carga (indutiva) pode ser considerada como uma fonte de corrente constante, portanto, a soma das correntes nos transistores e capacitor deve permanecer constante. Quando um dos transistores bloqueia prematuramente (tempo de estocagem menor), o capacitor absorve a diferença de corrente, protegendo o(s) outro(s) transistor(es).

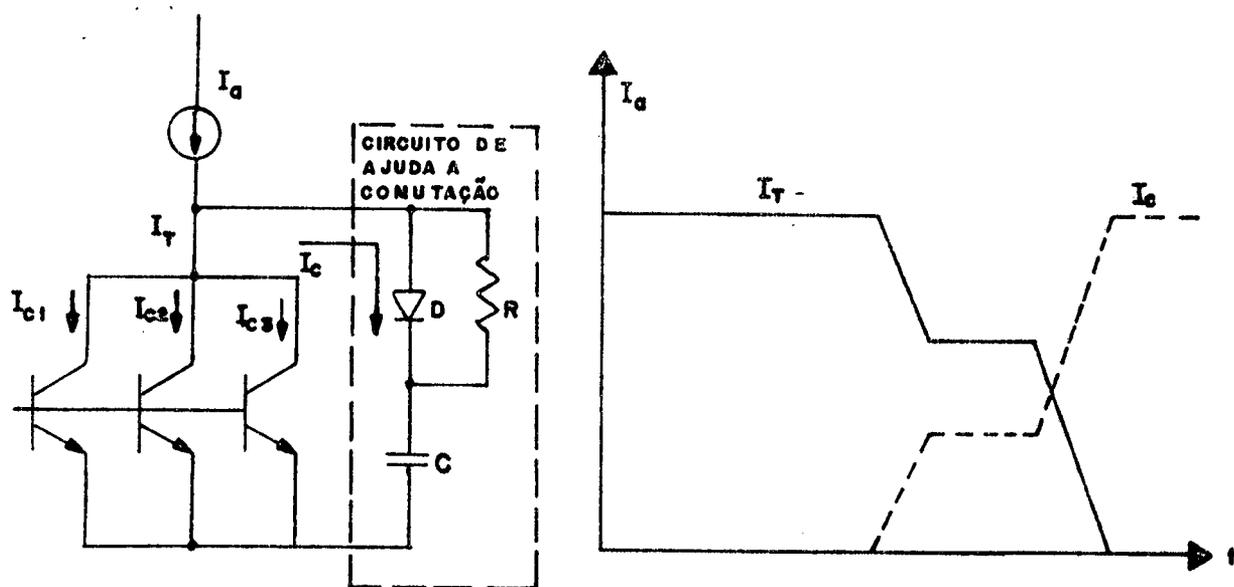


Fig.3.9 - Influência do circuito de ajuda a comutação durante o bloqueio

b) Equilíbrio Estático - os desequilíbrios das correntes de coletor durante a condução dos transistores se deve a vários fatores<sup>15</sup>:

- Dispersão das tensões base-emissor
- Dispersão das resistências de saturação coletor-emissor
- Dispersão do ganho de corrente

A curva da fig. 3.10 resume todos os desequilíbrios das correntes de coletor, devido aos vários fatores citados acima, numa associação em paralelo<sup>15</sup>.

Através da curva  $I_C \times V_{BE}$ , pode-se prever o desequilíbrio máximo entre as correntes dos diversos transistores associados em paralelo. No entanto, a maioria dos fabricantes não fornecem esta curva, tornando impossível o cálculo global do desequilíbrio das correntes por este método.

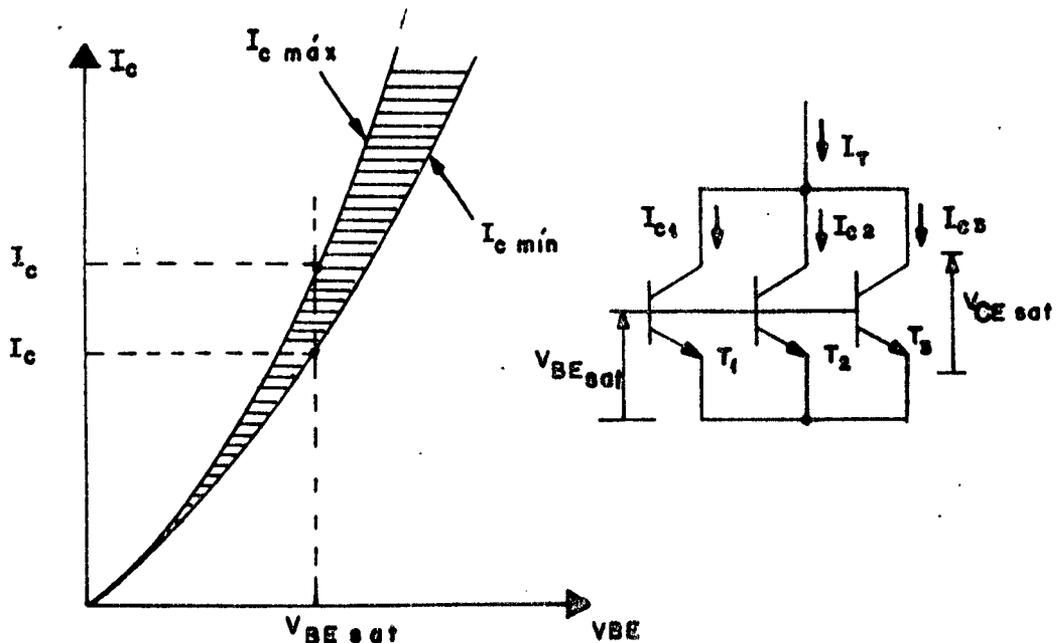


Fig.3.10 - Desequilíbrio máximo da corrente de coletor numa associação em paralelo ( $V_{CE}$  constante)

Nas aplicações lineares, o equilíbrio das correntes se faz, normalmente, pela adição de resistores no emissor de cada transistor. Esta solução não é viável para os transistores em regime de comutação, principalmente, devido aos altos níveis de correntes envolvidos (grandes perdas nos resistores de emissor).

As regras gerais dos transistores associados em paralelo operando em regime de comutação, são as seguintes<sup>12,15</sup>:

b.1) Montar os transistores sobre um mesmo dissipador a fim de que a temperatura em todos permaneça a mesma. Com esta precaução, consegue-se um equilíbrio razoável, não só da temperatura, mas das correntes de coletor. Para o nível de corrente considerada  $I_{C1}$ , os transistores (BUX20) possuem um coeficiente de temperatura de  $V_{BE_{sat}}$  e  $V_{CE_{sat}}$  positivos (fig.

3.11). Os transistores estando em paralelo, têm a mesma tensão coletor-emissor e a mesma tensão base-emissor. Portanto, quando um transistor que está mais carregado vai aquecendo sua corrente de base e coletor vai diminuindo (vide as figuras) o que resulta num auto-equilíbrio da corrente. Este resultado é extremamente importante, pois mostra que o desequilíbrio não se amplifica e o fenômeno não é divergente (não leva a corrida térmica).

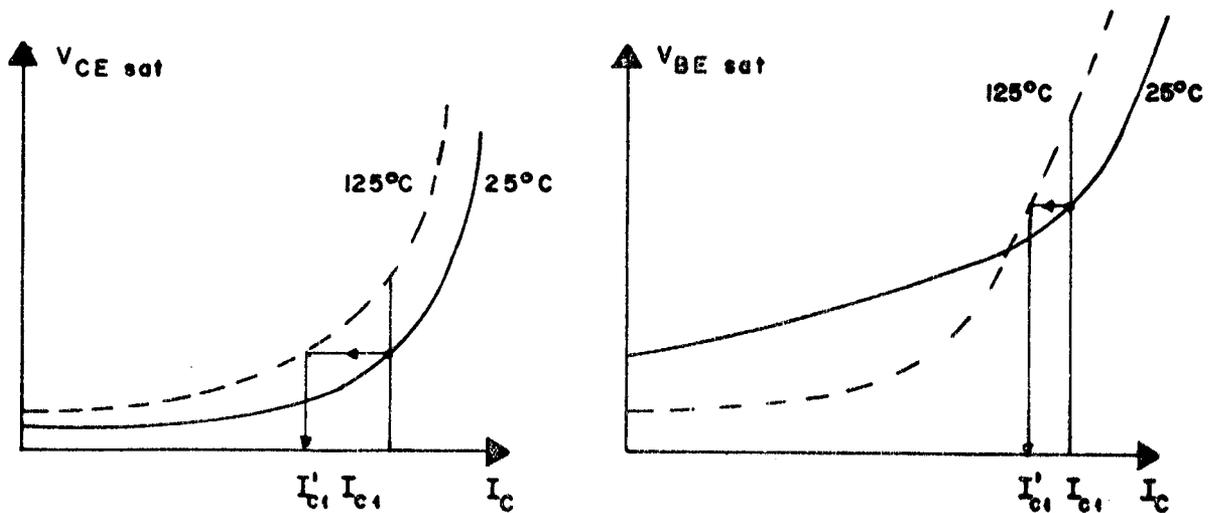


Fig.3.11- Variação de  $V_{CE}$  e  $V_{BE}$  em função de  $I_C$

b.2) Como é impossível obter-se dois transistores perfeitamente casados (mesmas correntes de coletor) numa associação em paralelo, deve-se sobredimensionar os transistores ou adicionar-se mais alguns, de maneira a garantir que nenhum ultrapasse a sua corrente de coletor máxima.

Na realização do protótipo, adotou-se 3 BUX20 ( $I_{C\ máx} = 50A$ ) para uma corrente de carga (arco)  $I_a = 100A$ , dando-se uma folga de 50A. No caso de dois BUX20 perfeitamente casados, teríamos a economia de 1 transistor.

Poderia se pensar que a adição de mais 1 transistor aumentaria os custos, isto no entanto, seria verdade, se estivéssemos levando em conta, somente o custo dos transistores de potência. Na realidade, a adição ou sobredimensionamento dos transistores traz as seguintes vantagens:

- Alivia o comando de base, necessitando fornecer uma menor corrente para uma mesma carga. O ganho de um transistor de potência aumenta da ordem de 2 a 3 vezes para uma redução de 50% da corrente de coletor máxima. Portanto, para uma corrente de 100A de carga a corrente de base pode ser da ordem de 5A (3 BUX20). É preciso lembrar que as perdas no comando de base são proporcionais ao quadrado das correntes (redução do custo do comando de base).

- Redução da dissipação de calor ( $V_{CE_{sat}}$  menor) que faz aumentar as velocidades de comutações, bem como a diminuição dos tempos de estocagem (taxa de saturação  $S = \frac{I_C}{\beta_F}$  menor). Tudo isto se traduz por um aumento da eficiência do sistema (menores perdas, custos).

- Aumento da confiabilidade do sistema, tendo em vista, as sobre-correntes sempre presentes neste tipo de operação.

Da constatação prática, podemos dizer que a associação em paralelo em regime de comutação é plenamente confiável, uma vez observadas as regras citadas acima.

### 3.5 - Circuito de ajuda à comutação

Neste tópico, realiza-se uma análise detalhada de todas as comutações que ocorrem entre os transistores, elementos do circuito de ajuda à comutação e a carga. Esta análise é muito importante devido aos altos níveis de corrente envolvidos, que produzem  $\frac{di}{dt}$  elevados e conseqüente sobretensões e sobrecorrentes, também elevadas, por mais curtas que sejam as cabeações do circuito de potência.

O circuito de ajuda à comutação adotado (fig.3.12), apesar de simples, é bem adaptado a este tipo de aplicação, onde tem-se baixas tensões ( $E=30V$ ) e altas correntes ( $I_a=100A$ )  
2,3,15.

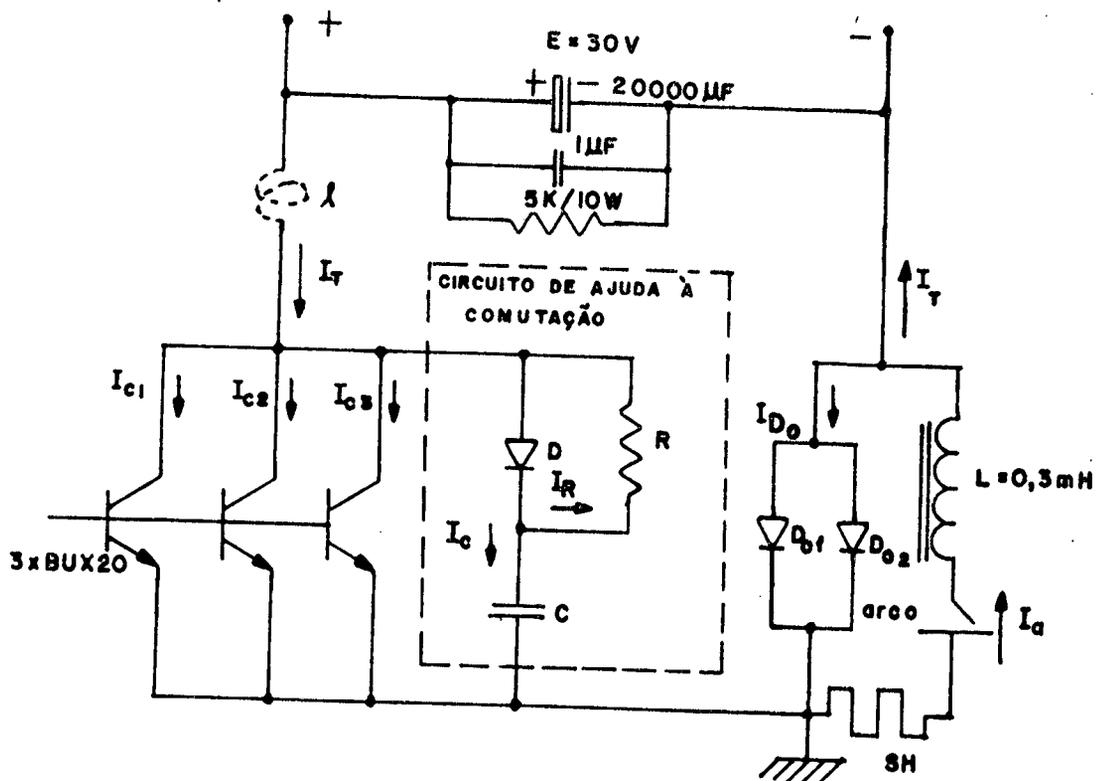


Fig.3.12 - Circuito de potência (circuito de ajuda à comutação R, C e D)

Esta análise das comutações é feita em duas etapas: durante a fase do bloqueio e durante a fase de condução dos transistores.

### 3.5.1 - Análise das comutações durante a fase transitória do bloqueio

Entre o bloqueio dos transistores e a condução do diodo de roda livre, servindo de interface, está o circuito de ajuda a comutação. Numa primeira etapa, permite o bloqueio suave dos transistores, absorvendo toda a corrente da associação em paralelo e, numa segunda etapa, devolve toda a corrente assumida (carga) ao diodo de roda livre (condução contínua). Na fig. 3.13, estão representadas todas as comutações que ocorrem durante esta fase.

O capacitor desempenha uma função importante no bloqueio, permitindo um caminho auxiliar para a corrente da carga (fonte de corrente constante), evitando as comutações bruscas que se traduziriam por sobretensões e sobrecorrentes indesejáveis (maiores perdas nas comutações).

Admitindo um decrescimento linear da corrente total dos transistores associados em paralelo  $i_T$ , durante os tempos  $t_1 - t_2$ , a tensão no capacitor cresce proporcional ao quadrado do tempo.

$$v_c = V_o \left( \frac{t}{t_{fI}} \right)^2 \quad (3.13)$$

Para  $t = t_{fI}$ , as correntes nos transistores se anulam e a ten

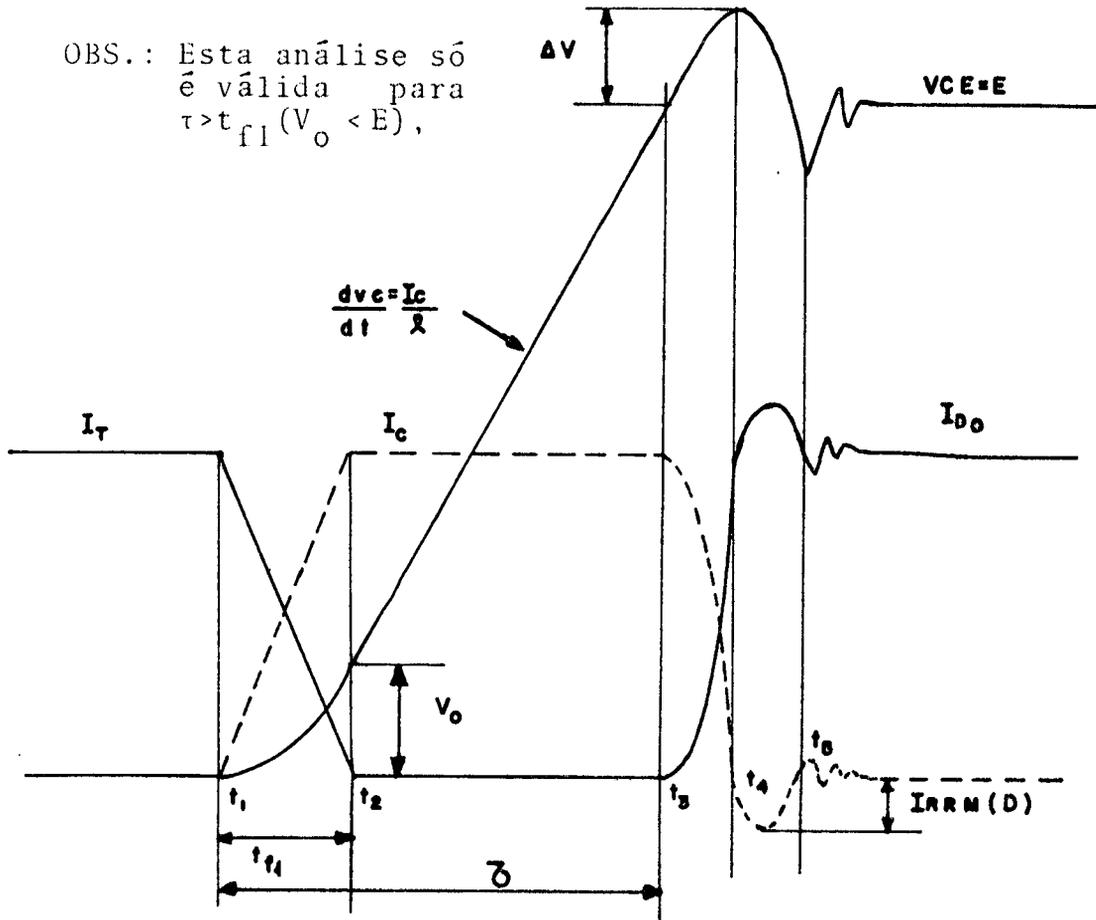


Fig.3.13 - Comutações durante a fase transitória do bloqueio no circuito de potência

são no capacitor atinge

$$V_o = \frac{1}{C} \int_0^{t_{fI}} i_T dt, \quad (3.14)$$

a integral é a área do triângulo retângulo com altura  $I_T$  e base  $t_{fI}$ , logo

$$V_o = \frac{I_T t_{fI}}{2C} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.15) em (3.13), temos

$$v_c = \frac{I_T}{2C} \cdot \frac{t^2}{t_{fI}} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.16)$$

A energia dissipada em todos os transistores da associação em paralelo durante o seu bloqueio, observando o decrescimento linear de  $i_T$ , é

$$W_{OFF} = \int_0^{t_{fI}} v_c i_T dt \quad (3.17)$$

mas, a equação da corrente  $i_T$ , durante  $t_{fI}$  é

$$i_T = I_T \left(1 - \frac{t}{t_{fI}}\right) \quad (3.18)$$

Substituindo-se (3.16) e (3.18) em (3.17), resulta

$$W_{OFF} = \frac{I_T^2}{24C} \cdot t_{fI}^2 \quad (3.19)$$

OBS.: Sem circuito de ajuda a comutação a energia  $W_{OFF}$  é 12 vezes maior<sup>11</sup>.

Durante os tempos  $t_2 - t_3$  o crescimento da tensão no capacitor ( $V_{CE}$  dos transistores) é linear, pois a corrente  $I_c = I_a$  é constante, isto é,

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{I_c}{\ell} \quad (3.20)$$

OBS.: A indutância  $\ell$  é devida às conexões entre a fonte e os transistores que, por mais curtas que sejam as ca-

beações, sempre existem.

Em  $t_3$  a tensão no capacitor atinge a da fonte e, neste instante, a tensão na indutância  $\ell$  se inverte, causando uma sobretensão nos terminais dos transistores. A sobretensão  $\Delta V$  é dada pela fórmula<sup>15</sup>

$$\Delta V = I_T \sqrt{\frac{\ell}{C}}, \quad (3.21)$$

sendo que o tempo para que  $\Delta V$  atinja o seu valor máximo é dado por<sup>13</sup>

$$t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2} \sqrt{\ell C} \quad (3.22)$$

Durante os tempos  $t_3 - t_5$  o diodo de roda livre assume toda a corrente do capacitor (carga). Esta passagem é realizada entre a fonte, circuito de ajuda a comutação ( $\ell, C, D$ ) e a carga, mediante um circuito oscilante amortecido (vide fig. 3.12).

### 3.5.2 - Análise das comutações durante a fase transitória da condução

Se por um lado, no bloqueio a indutância  $\ell$  causa sobre tensão nos transistores, por outro lado, na condução dos transistores, limita a sobrecorrente  $\Delta I$ . A fig. 3.14 nos ilustra todas as comutações que ocorrem durante esta fase transitória, bem como a influência de  $\ell$ .

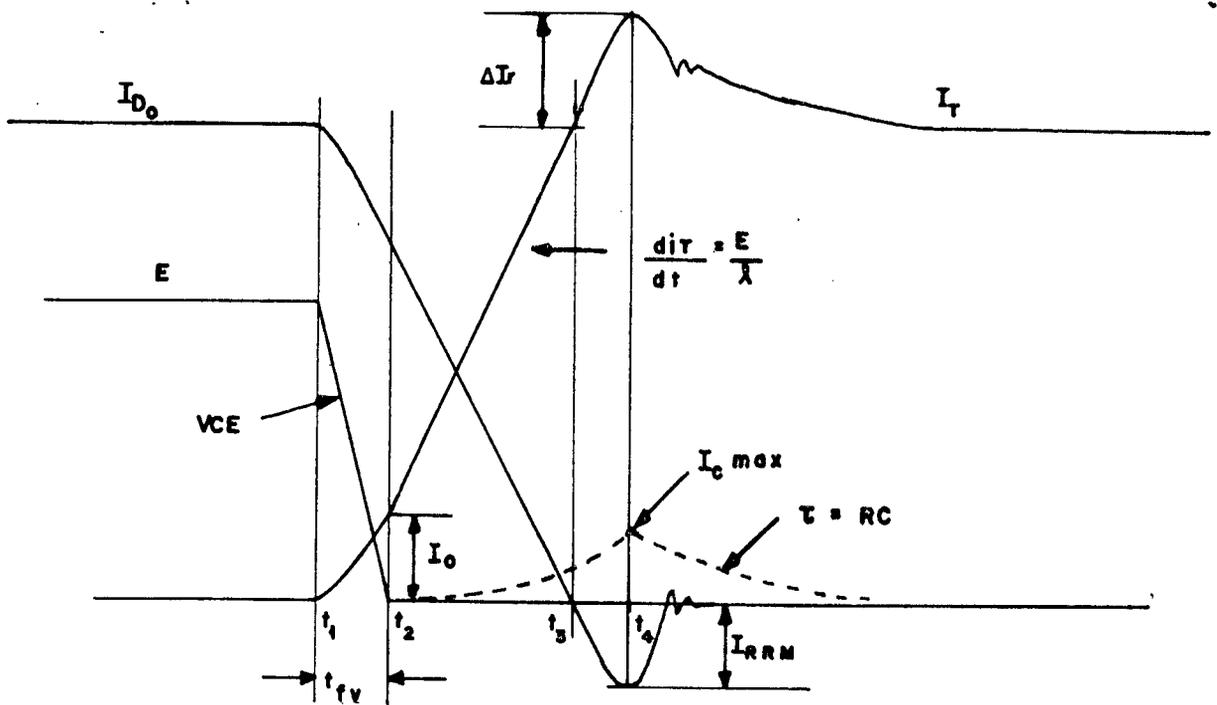


Fig.3.14 - Comutação durante a fase transitória da condução no circuito de potência

Admitindo-se um decrescimento linear da tensão de  $v_{CE}$  da associação paralela dos transistores, durante os tempos  $t_1-t_2$ , a corrente nos transistores  $i_T$  cresce proporcionalmente ao quadrado do tempo.

$$i_T = \frac{E}{2L} \cdot \frac{t^2}{t_{fV}} \quad (3.23)$$

Para  $t = t_{fV}$  (transistores saturados)

$$I_O = \frac{E}{2L} t_{fV} \quad (3.24)$$

A energia dissipada nos transistores durante a condução, observando o decrescimento linear da tensão  $v_{CE}$  é

$$W_{ON} = \int_0^{t_{fV}} v_{CE} i_T dt \quad (3.25)$$

mas, a equação da tensão  $v_{CE}$ , durante  $t_{fV}$  é

$$v_{CE} = E \left(1 - \frac{t}{t_{fV}}\right) \quad (3.26)$$

substituindo-se (3.23) e (3.26) em (3.25), resulta

$$W_{ON} = \frac{E^2}{24\ell} \cdot t_{fV}^2 \quad (3.27)$$

OBS.: Esta energia  $W_{ON}$ , também, é 12 vezes menor do que aquela sem circuito de ajuda à comutação<sup>2</sup>.

Durante os tempos  $t_2 - t_4$  a tensão da fonte fica quase toda sobre a indutância  $\ell$ . Neste caso, o indutor suporta as variações de tensão, analogamente ao capacitor, que durante o bloqueio, suporta as variações de corrente. A tensão sobre o indutor  $v_\ell$  é

$$v_\ell = E + V_{D0} - V_{CEsat} \approx E \quad (3.28)$$

A corrente nos transistores aumenta linearmente com uma declividade  $\frac{di_T}{dt} = \frac{E}{\ell}$  até que a corrente no diodo de roda livre atinge  $I_{RRM}$ . O valor de  $I_{RRM}$  vai se refletir nos transistores como uma sobrecorrente dado pela fórmula<sup>15</sup>

$$I_{RRM} \approx \sqrt{\frac{4}{3} Q_R \frac{di_T}{dt}} \quad (3.29)$$

onde,  $Q_R$  é a carga armazenada na junção dos diodos de roda livre.

Quando a tensão nos transistores cai a zero, o capacitor começa a se descarregar através de R, aumentando sua corrente até atingir

$$I_{C(\text{máx})} = \frac{E}{R}, \quad (3.30)$$

a partir deste instante, a corrente diminui exponencialmente com a constante de tempo dada por RC. Para efeitos de cálculo adota-se 3RC para o tempo de descarga do capacitor a partir de  $I_{C(\text{máx})}$ , isto é

$$t_c = 3RC \quad (3.31)$$

### 3.6 - Realização do circuito de potência do pulsador

A realização do circuito de potência consiste no cálculo e determinação de todas as partes que o constituem. As partes componentes do circuito de potência (vide fig.3.12) são basicamente: carga, circuito de ajuda a comutação e transistores de potência. Cada parte será tratada com detalhes num item separado, levando-se em conta a aplicação específica do pulsador (processo de soldagem TIG).

#### 3.6.1 - Características da carga

Em se tratando de um processo de soldagem TIG, os níveis de corrente variam desde 1 até 500A. A tensão mínima

exigida no arco é dada pela linha NEMA, cuja equação é<sup>2</sup>

$$V_a = (20 + 0,04 I_a) \text{ Volts} \quad (3.32)$$

para  $I_a$  em ampêres.

Portanto, para uma corrente nominal  $I_a = I_N = 100A$ , teremos

$$V_a = 20 + 0,04 \times 100 = 24 \text{ Volts,}$$

tensão mínima exigida pela norma que resulta numa potência nominal no arco de

$$P_a = V_a I_a = 24 \times 100 = 2400W.$$

A carga é constituída de um indutor  $L$  em série com um arco. O arco é o elemento dissipativo, enquanto que o indutor é um elemento armazenador de energia com corrente média nula<sup>10</sup> (desprezada a resistência dos enrolamentos). Portanto, a carga real sentida pela fonte, é somente devido ao processo de soldagem (arco). O indutor  $L$  associado em série com o arco (carga puramente resistiva), possibilita uma carga com características indutivas, necessária para a realização deste tipo de estrutura (pulsador de corrente). No item a seguir, vamos determinar o valor de  $L$  que melhor convém para o nosso caso específico.

### 3.6.2 - Cálculo da indutância - $L$

Quando o pulsador é aplicado para o controle da ve-

locidade de motores de CC, a indutância  $L$  é a própria indutância da armadura do motor. No caso do pulsador ser aplicado a um arco, necessitamos adicionar esta indutância a fim de podermos fazer o controle da corrente de soldagem. O valor desta indutância é dado pela fórmula<sup>12</sup>

$$L = \frac{E}{4\Delta I f_{m\acute{a}x}} \quad (3.33)$$

donde, podemos verificar que a indutância  $L$  limita a  $f_{m\acute{a}x}$  do pulsador para um  $\Delta I$  e  $E$  pré-fixados (condições de projeto).

Um bom valor para  $\Delta I$ <sup>17</sup> situa-se em torno de  $\pm 5\%$  da corrente nominal. Então, para uma corrente nominal de 100A, teremos

$$\Delta I = 10A \text{ (valor da histerese)}$$

$$E = 30V \text{ (} E > V_a \text{ m\acute{i}nimo)}$$

$$L = \frac{30}{4 \times 10 f_{m\acute{a}x}} = \frac{3}{4} \frac{1}{f_{m\acute{a}x}}$$

A frequência máxima de operação deste tipo de pulsador com esta ordem de corrente deve ser menor que 2,5KHz<sup>10</sup>. Logo, a indutância

$$L = \frac{3}{4} \frac{1}{2,5 \times 10^3} = 0,3 \text{ mH}$$

Outro fator importante a ser considerado no cálculo de  $L$  deve ser a razão de variação da corrente dos pulsos em função do tempo  $\Delta I_a / \Delta t$ , definido por

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta t} \cong \frac{I_p - I_b}{\Delta t} \quad (3.34)$$

onde  $\Delta t$  = tempo de subida ou de descida da corrente pulsada, medido conforme a fig. 3.15. Quanto maior  $\Delta I_a/\Delta t$ , mais próxima fica a forma de onda da corrente pulsada do caso ideal (retangular).

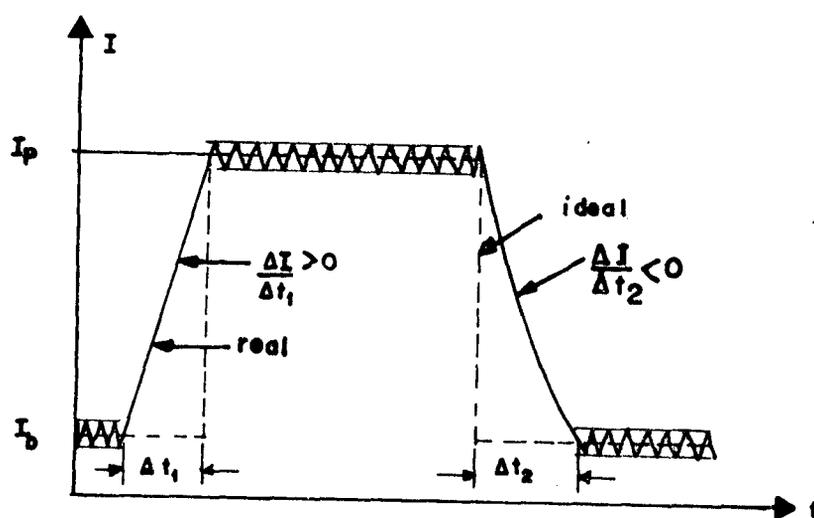


Fig.3.15 - Razão de subida  $\Delta I_a/\Delta t_1$  e de descida  $\Delta I_a/\Delta t_2$

Durante a subida do pulso o crescimento da corrente no indutor  $\Delta I_a/\Delta t_1$  (transistores conduzindo), depende da diferença entre a tensão da fonte e a do arco, isto é,

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta t_1} = \frac{E - V_a}{L} \quad (3.35)$$

entretanto, durante o decrescimento da corrente do diodo de roda livre, a razão  $\Delta I_a/\Delta t_2$  só depende da tensão no arco.

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta t_2} = - \frac{V_a}{L} \quad (3.36)$$

Tomando como exemplo uma tensão no arco  $V_a = 18V$  e  $\Delta I_a = \pm 80A$ , temos para as condições de projeto

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta t_1} = \frac{E - V_a}{L} = \frac{30 - 18}{0,3} = 120 \text{ A/ms}$$

$$\text{e} \quad \frac{\Delta I_a}{\Delta t_2} = - \frac{V_a}{L} = - \frac{18}{0,3} = -180 \text{ A/ms}$$

Para  $\Delta I_a = \pm 80A$ , temos  $\Delta t_1 = 0,66 \text{ ms}$  e  $\Delta t_2 = 0,44 \text{ ms}$  que são bastante pequenos comparados com os tempos de duração dos pulsos  $T = t_p + t_b$  (0,2 a 2s). Dessa maneira, a forma de onda da corrente pulsada por ser considerada ideal para o valor de  $L = 0,3 \text{ mH}$ .

### 3.6.3 - Cálculo do circuito de ajuda à comutação

Neste item, determina-se os valores de  $C$ ,  $\ell$  e  $R$  que permitem uma operação segura dos transistores de potência BUX20 (vide características em anexo) para as condições de projeto:

$$I_N = 100A \quad \text{e} \quad E = 30V$$

a) Cálculo de  $C$ ,  $\ell$  e  $R$

O valor de C tem uma importância capital no funcionamento do pulsador e vai depender de vários fatores. Através de (3.15), (3.21) e (3.31) pode-se verificar que o capacitor é função de

$$C = f(\Delta V, I_T, \ell, V_o, t_{fI}, t_c, R, E, \Delta I_T) \quad (3.37)$$

As várias expressões que estão relacionadas com o capacitor, já desenvolvidas anteriormente, que devem ser simultaneamente satisfeitas, são:

$$\Delta V = I_T \sqrt{\frac{\ell}{C}} \quad \text{ou} \quad C = \ell \left( \frac{I_T}{\Delta V} \right)^2 \quad (3.38)$$

$$V_o = \frac{I_T}{2C} \cdot t_{fI} \quad \text{ou} \quad C = \frac{I_T}{2V_o} t_{fI} \quad (3.39)$$

$$t_c = 3RC \quad \text{ou} \quad C = \frac{t_c}{3R} \quad (3.40)$$

O tempo  $t_c$  de descarga do capacitor deve ser menor que os tempos mínimos de condução e bloqueio dos transistores.

$$T_{B\text{mín}} = T_{C\text{mín}} = \frac{\Delta IL}{E} = \frac{10 \times 0,3 \times 10^{-3}}{30} \mu\text{s}$$

O valor de R está relacionado com o pico máximo de corrente admissível pelos transistores. Pela (3.40), temos

$$R \geq \frac{E}{I_{C(\text{máx})}} \quad (3.41)$$

onde,  $I_{C\text{máx}} \leq \Delta I_T$  (sobrecorrente máxima, vide fig. 3.13).

O valor da sobrecorrente para os 3 BUX20, considerando-se uma corrente instantânea máxima  $I_T = 105A$  durante a fase de condução, seria teoricamente (3 transistores casados, 50A cada)

$$\Delta I_T \leq 3 \times 50 - 105 \text{ ou } \Delta I_T \leq 45A$$

Por motivos de segurança dos transistores adotou-se  $\Delta I_T = 20A$ . Com este valor, pela (3.41) determina-se  $R$  (fixando  $I_{C_{\text{máx}}} \leq 20A$ ) mínimo

$$R \geq \frac{30V}{20A} \text{ ou } R \geq 1,5\Omega$$

Portanto, para a pior condição  $R = 1,5\Omega$  e  $t_c = 100\mu s$  pela (3.40) resulta o capacitor máximo

$$C_{\text{máx}} = \frac{10^{-4}}{3 \times 1,5} = 22 \mu F$$

Pela (3.39) para  $V_o = E$  donde determina-se o valor do capacitor mínimo

$$\begin{aligned} t_{fI} &= 0,3 \mu s \text{ para BUX20} \\ I_T &= 105A \left( I_{REF} + \frac{\Delta I}{2} = 105A \right) \\ C_{\text{mín}} &= \frac{105 \times 0,3 \times 10^{-6}}{2 \times 30} = 0,5 \mu F \end{aligned}$$

Portanto, o valor do capacitor está restringido ao intervalo

$$0,5\mu\text{F} \leq C \leq 22\mu\text{F}$$

A expressão (3.38) é aquela que decidirá o valor final de C. A sobretensão  $\Delta V$  nos transistores é função de  $V_{\text{CEOSUS}}$  ou  $V_{\text{CEX}}$ , quando o comando de base propicia uma tensão negativa de base durante o bloqueio. Para  $V_{\text{BE}} = -1,5\text{V}$  e corrente de coletor nula a tensão  $V_{\text{CEX}} = V_{\text{CBO}} = 160\text{V}$ , para o BUX20. Portanto, para o comando de base desenvolvido, pode-se admitir uma sobretensão máxima

$$\Delta V_{\text{máx}} \leq -V_{\text{CBO}} - E \text{ ou } \Delta V_{\text{máx}} \leq 130\text{V}$$

Por motivos de segurança limitou-se  $\Delta V = 90\text{V}$ , isto é,  $V_{\text{CEmáx}} = 120\text{V}$  ( $V_{\text{CESUS}} = 125\text{V}$ ).

Para finalmente determinar o valor de C pela (3.38) necessita-se, além de  $\Delta V$ , saber o valor mínimo de  $\lambda$  que limita  $\frac{di}{dt} = \frac{E}{\lambda}$  nos diodos de roda livre e portanto  $I_{\text{RRM}} \leq \Delta I_{\text{T}}$ .

Para minimizar-se  $I_{\text{RRM}}$ , escolheu-se para diodos de roda livre  $D_0$ , 2 diodos rápidos ESM 243 (60A,  $t_{\text{rr}} = 100\text{ns}$ ). Através das curvas  $Q_{\text{R}}$  em função de  $\frac{di}{dt}$  e a fórmula (3.29) podemos deduzir o valor de  $\lambda$  mínimo.

Para  $\frac{di}{dt} \leq 100\text{A}/\mu\text{s}$  as curvas de  $Q_{\text{R}}$  em função de  $\frac{di}{dt}$  para o diodo ESM243 são aproximadamente lineares; lendo-se sobre as curvas de  $Q_{\text{R}}$ , temos

$$Q_{\text{R}} = 54 \times 10^{-3} \frac{di}{dt} \quad (\text{para } I_{\text{F}} = \frac{I_{\text{N}}}{2} = 50\text{A})$$

$$\text{mas, } I_{RRM} = \sqrt{\frac{4}{3} Q_R \frac{d_i}{d_t}} \quad \text{com } \frac{d_i}{d_t} = \frac{E}{\ell}$$

ou, substituindo  $Q_R$ , resulta

$$I_{RRM} = 0,27 \frac{d_i}{d_t} = 0,27 \frac{E}{\ell} \left( \frac{V}{\mu H} \right)$$

Para  $\Delta I = 20A$ , assumindo que as sobrecorrentes devido a cada diodo são iguais, então para

$$I_{RRM} \leq \frac{\Delta I_T}{2} = 10A \quad (\text{cada diodo})$$

$$\ell \geq 0,27E/I_{RRM} \quad (E = 30V)$$

$$\text{ou } \ell \geq 0,81 \mu H$$

Na prática a indutância das cabeações e de dispersões, compreendidas entre a fonte  $E$  e os transistores (indutância  $\ell$ ) atinge este valor de  $\ell \geq 0,81 \mu H$ . Portanto, não é necessário adicionar uma indutância  $\ell$  para limitar a sobrecorrente. Em nossa montagem, este valor ficou em torno de  $\ell = 2\mu H$ .

Finalmente, depois de estabelecidos os valores de  $\ell=2\mu H$  e  $\Delta V=90V$  pode-se determinar o valor do capacitor que satisfaz todas as condições para um funcionamento seguro do circuito de potência. Pela (3.38), temos

$$C = \ell \left( \frac{I_T}{\Delta V} \right)^2 = 2 \times 10^{-6} \left( \frac{100}{90} \right)^2 = 2,5 \mu F$$

que está compreendido entre os valores máximos e mínimos ( $0,5 \leq C \leq 22\mu\text{F}$ ).

Agora, com os valores de  $\ell=2\mu\text{H}$  e  $C=2,5\mu\text{F}$ , estabelecidos, teremos os valores finais de:

$$V_o = \frac{I_T}{2C} t_{fI} = \frac{105 \times 0,3 \times 10^{-6}}{2 \times 2,5 \times 10^{-6}} \approx 6\text{V}$$

$$(t_{fI} = 0,3\mu\text{s})$$

$$I_o = \frac{E}{2\ell} t_{fV} = \frac{30 \times 0,2 \times 10^{-6}}{2 \times 2 \times 10^{-6}} = 1,5\text{A (cada BUX20)}$$

$$I_{RRM} = \sqrt{\frac{4}{3} Q_R \frac{di}{dt}} ; \frac{di}{dt} = \frac{E}{\ell} = \frac{30\text{V}}{2\mu\text{H}} = 15\text{A}/\mu\text{s}$$

lendo-se nas curvas de  $Q_R$  para  $\frac{di}{dt} = 15 \text{ A}/\mu\text{s}$ , temos  $Q_R=2\mu\text{C}$  substituídos na fórmula, resulta  $I_{RRM} = 6,3\text{A}$ . Portanto a sobre-corrente máxima fica

$$\Delta I_T = 2 I_{RRM} = 2 \times 6,3 = 12,6\text{A}$$

A corrente máxima do capacitor, será limitada ao novo valor em  $I_{C_{\text{máx}}} \leq 12,6\text{A}$ , ou

$$R \geq \frac{E}{\Delta I_T} \geq 2,38\Omega$$

Adotou-se  $R = 6,8\Omega$ , também, satisfazendo

$$t_c < 100\mu\text{s} (T_{B_{\text{mín}}} = T_{C_{\text{mín}}})$$

ou

$$t_c = 3RC = 3 \times 6,8 \times 2,5 \times 10^{-6} = 51 \mu s,$$

e

$$I_{C\text{m}\acute{a}x} = \frac{E}{R} = \frac{30}{6,8} = 4,4A (< \Delta I_T)$$

b) Dimensionamento de R

A energia armazenada no capacitor é essencialmente dissipada em R a cada ciclo

$$W_c = \frac{1}{2} CE^2$$

A energia armazenada nas cabeções (indutância  $\ell$ ) é transferida a cada ciclo para o capacitor e, também, é dissipada pelo resistor R.

$$W_\ell = \frac{1}{2} \ell I_T^2$$

Portanto, a energia total dissipada no resistor R, nas condições nominais ( $I_T = I_{REF} + \frac{\Delta I}{2} = 105A$ ), será

$$W_c + W_\ell = \frac{1}{2} CE^2 + \frac{1}{2} \ell I_T^2$$

ou,

$$\begin{aligned} W_c + W_\ell &= \frac{1}{2} 2,5 \times 10^{-6} \times 30^2 + \frac{1}{2} 2 \times 10^{-6} \times (105)^2 = \\ &= 1125 \times 10^{-6} + 11025 \times 10^{-6} = 12,15 \text{ mJ} \end{aligned}$$

Para a frequência máxima de funcionamento 2,5KHz a potência dissipada em R (circuito de ajuda a comutação) será máxima, ou seja

$$P_{\text{m\acute{a}x}} = (W_C + W_\ell) f_{\text{m\acute{a}x}} = 12,15 \times 10^{-3} \times 2,5 \times 10^3 \approx 30 \text{ W}.$$

### 3.7 - Rendimento do pulsador/perdas

O balanço total das perdas pode ser decomposto em:

- Perdas dependentes da freqüência
- Perdas independentes da freqüência:
  - Função da razão cíclica ( $\mathcal{R}$ )
  - Independência da razão cíclica

O rendimento e as perdas serão calculados para a condição nominal de funcionamento do pulsador ( $I_N = 100 \text{ A}$ ).

#### 3.7.1 - Perdas dependentes da freqüência (dinâmicas)

a) Transistores de potência:

- Durante a condução;  $t_{fV} = 200 \text{ ns}$

$$W_{\text{ON}} = \frac{E^2}{24\ell} t_{fV}^2 = \frac{(30)^2 \times (0,2 \times 10^{-6})^2}{24 \times 2 \times 10^{-6}} = 0,75 \mu\text{J}$$

- Durante o bloqueio;  $t_{fI} = 300 \text{ ns}$

$$W_{\text{OFF}} = \frac{I_T^2}{24C} t_{fI}^2 = \frac{(105)^2 \times (0,3 \times 10^{-6})^2}{24 \times 2,5 \times 10^{-6}} = 15,6 \mu\text{J}$$

Portanto, as perdas dinâmicas totais nos transistores são

$$W_{ON} + W_{OFF} = 0,75 + 16,5 = 17,25 \mu J$$

Na frequência  $f = 2,5 \text{ KHz}$  ( $R = \frac{1}{2}$ ) as perdas de comutação nos transistores de potência são máximos.

$$\begin{aligned} P_D(T_P) &= (W_{ON} + W_{OFF}) f_{\text{máx}} \\ &= 17,25 \times 10^{-6} \times 2,5 \times 10^3 = 0,043 \text{ W} \end{aligned}$$

OBS.: Este valor  $0,043 \text{ W}$  é desprezível, graças ao circuito de ajuda a comutação e os baixos tempos  $t_{fV}$  e  $t_{fI}$  do BUX20. Sem o circuito de ajuda a comutação, as perdas totais seriam, com o mesmo comando de base

- Na condução  $t_{ON}$  pode atingir  $1,5 \mu s$

$$\begin{aligned} W_{ON} &= \frac{1}{2} E I_{D0} t_{ON} = \frac{1}{2} 30 \times 95 \times 1,5 \times 10^{-6} = \\ &= 2137,5 \mu J \end{aligned}$$

- No bloqueio,  $t_{OFF} = t_{rI} + t_{fI}$  pode atingir  $1,5 \mu s$

$$\begin{aligned} W_{OFF} &= \frac{1}{2} E I_T t_{OFF} = \frac{1}{2} \times 30 \times 105 \times 1,5 \times 10^{-6} = \\ &= 2362,5 \mu J \end{aligned}$$

Portanto, um total de:

$$W_{ON} + W_{OFF} = 2362,5 + 2137,5 = 4500 \mu J$$

Para a frequência máxima

$$\begin{aligned}
 P_D(T_P) &= (W_{ON} + W_{OFF}) f_{m\acute{a}x} = \\
 &= 4500 \times 10^{-6} \times 2,5 \times 10^3 = 11,25W
 \end{aligned}$$

isto  $\bar{c}$ ,  $\approx$  260 vezes superior daquela com o circuito de ajuda a comutação.

b) Perdas no circuito de ajuda a comutação:

$$\begin{aligned}
 W_\ell + W_C &= \frac{1}{2} CE^2 + \frac{1}{2} \ell I_T^2 \\
 &= \frac{1}{2} \times 2,5 \times 10^{-6} \times (30)^2 + \frac{1}{2} \times 2 \times 10^{-6} \times (105)^2 \\
 &= 1125 \times 10^{-6} + 11025 \times 10^{-6} = 12,15mJ
 \end{aligned}$$

c) Perdas no comando de base:

As perdas de comutação no circuito do comando de base são desprezveis ( $V_{AUX} = 6V$ ).

As perdas totais durante as comutações (dinâmicas) são:

$$W_{ON} + W_{OFF} + W_C + W_\ell \approx 12,32 \text{ mJ}$$

### 3.7.2 - Perdas independentes da freqncia (estáticas)

a) Função da razão cíclica:

a.1) Transistores de potência:

$$P(T_P) = (V_{CEsat} I_N + V_{BEsat} \frac{I_N}{\beta}) R$$

para o BUX20  $V_{CEsat} = 0,8V$  (lido sobre a curva  $I_C \times V_{CEsat}$ )

$I_C = \frac{I_N}{3} \approx 33A$  e  $V_{BE_{sat}} = 1,5V$  (lido sobre a curva  $I_C \times V_{BE_{sat}}$ ) valores a  $25^\circ C$ .

O ganho dos transistores (ganho médio) foi da ordem de  $\beta = 20$ , logo

$$P(T_p) = (0,8 \times 100 + 1,5 \times 5) \mathcal{R} = 87,5 \mathcal{R}$$

OBS.: As perdas durante o estado bloqueado dos transistores é desprezível ( $I_C \leq 3mA$ ).

a.2) Perdas no comando de base:

Praticamente, toda a perda no comando de base está sobre o transistor auxiliar  $T_3$ , resistor  $R_B$  e diodo de alívio  $D_S$ . Na condição de carga nominal, quase toda corrente de base circula por  $T_3$  e a corrente em  $D_S$  é quase nula. A perda no comando de base pode ser expressa por

$$\begin{aligned} P(C.B) &= \frac{I_N}{\beta} \left[ V_{AUX} - V_{BE_{sat}}(T_p) \right] \mathcal{R} \\ &= \frac{100}{5} [6 - 1,5] \mathcal{R} = 22,5 \mathcal{R} \end{aligned}$$

a.3) Perdas nos diodos de roda livre (2 diodos):

$$\begin{aligned} P(D_o) &= I_N V_D (1-\mathcal{R}) = 100 \times 1 (1-\mathcal{R}) \\ &= 100(1-\mathcal{R}) \end{aligned}$$

Perdas totais função de  $\mathcal{R}$

$$P(T_p) + P(C.B) + P(D_o) = 87,5 \mathcal{R} + 22,5 \mathcal{R} + 100(1-\mathcal{R})$$

b) Perdas independentes de  $\mathcal{R}$ :

Estas perdas estão associadas ao sensor de corrente, cabos que ligam a fonte ao arco e contatos. A principal perda é devida ao sensor SH.

$$P(\text{SH}) = R_S I_N = 2,5 \times 10^{-3} \times 100 = 25\text{W}$$

As perdas nos cabos (<5 metros, bitola AWG 2) são desprezíveis, bem como dos contatos (pistola, garra).

Perdas totais independentes da frequência:

$$\begin{aligned} P(T_p) + P(C.B) + P(D_o) + P(\text{SH}) &= \\ &= 87,5\mathcal{R} + 22,5\mathcal{R} + 100(1-\mathcal{R}) + 25 = 125 + 10\mathcal{R} \end{aligned}$$

### 3.7.3 - Rendimento, perdas totais (dinâmicas + estáticas)

Para uma razão cíclica  $\mathcal{R}$  qualquer e uma frequência  $f$  de operação do pulsador temos que as perdas totais são

$$\begin{aligned} P_T &= P_{\text{estáticas}} + P_{\text{dinâmicas}} \\ &= 125 + 10\mathcal{R} + 12,32 \times 10^{-3} f \end{aligned} \quad (3.42)$$

A frequência para este tipo de modulação e função da razão cíclica, é dada pela expressão (2.6), ou

$$f = \frac{E}{L\Delta I} \mathcal{R}(1-\mathcal{R}) \quad (3.43)$$

que substituída em (3.42), resulta

$$P_T = 125 + 10R + 12,32 \times 10^{-3} \frac{E}{L\Delta I} R(1-R)$$

para  $\Delta I = 10A$ ,  $E = 30V$  e  $L = 0,3 \text{ mH}$

$$P_T = 125 + 10R + 12,32 \times 10^{-3} \times \frac{30R(1-R)}{0,3 \times 10^{-3} \times 10}$$

$$P_T = 125 + 133,2R - 123,2R^2 \quad (3.44)$$

A expressão (3.44) fornece a potência total dissipada no pulsador. A potência útil fornecida ao arco para a corrente nominal  $I_N = I_a = 100A$  para uma razão cíclica qualquer é

$$P_{\text{útil}} = V_a I_a \quad \text{mas, } V_a = RE$$

$$\text{então, } P_{\text{útil}} = E I_a R = 3000R \quad (3.45)$$

O rendimento  $\eta$ , será

$$\eta = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{útil}} + \text{Perdas}} \quad (3.46)$$

Substituindo-se (3.44) e (3.45), tem-se o rendimento unicamente em função da razão cíclica.

$$\eta = \frac{3000 R}{125 + 3133,2R - 123,2R^2} \quad (3.47)$$

Para:  $R = 0$ ;  $\eta = 0$

$R = 1$ ;  $\eta = 96\%$  (rendimento máximo)

A curva da fig. 3.16 mostra o rendimento total

do pulsador em função da razão cíclica.

OBS.: Uma vez fixada a corrente no arco  $I_a=100A$  a razão cíclica é função unicamente do comprimento do arco. O comprimento do arco é quem determina a tensão  $V_a$  e consequentemente a razão cíclica (E constante), ou seja

$$R = \frac{V_a}{E}$$

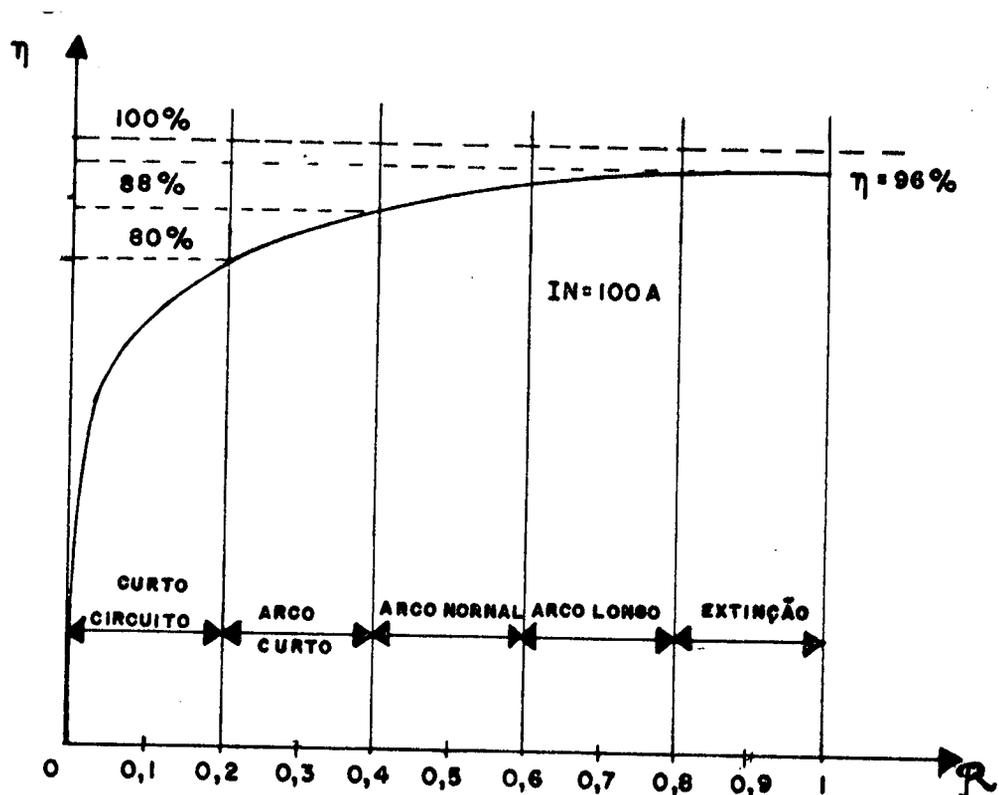


Fig.3.16 - Rendimento do pulsador para diversos comprimentos de arco

### 3.8 - Conclusões

Em condições normais de funcionamento (arco normal) a plena carga o rendimento do pulsador ultrapassa 88%. Na

abertura do arco (pior condição) o rendimento já atinge 80% e ,  
chega a 90% para  $\mathcal{R} = \frac{1}{2}$ .

O circuito de ajuda a comutação, além de reduzir as perdas, assegura uma excelente confiabilidade a associação em paralelo, resolvendo o "espinhoso" problema do equilíbrio das correntes durante as comutações.

O rendimento total da fonte, considerando-se um rendimento de 85% para o transformador-retificador, é superior a 75% em condições normais de operação. Portanto, a realização da fonte chaveada confirmou o alto rendimento esperado (70 a 85%) e a bem sucedida escolha desta estrutura (transformador-retificador-pulsador).

## CAPÍTULO 4

### REALIZAÇÃO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE

#### 4.1 - Introdução

Neste capítulo, descreve-se os circuitos de controle da fonte.

No item 4.2, descreve-se o circuito de controle dos parâmetros da corrente pulsada:

- corrente de pico
- corrente de base
- tempo de pico
- tempo de base
- frequência dos pulsos
- razão de duração dos pulsos

No item 4.3, apresenta-se a seqüência de abertura do arco por contato direto do eletrodo com o metal base, bem como, o circuito que realiza esta função.

Finalmente, no item 4.3, descreve-se a seqüência de liga e desliga da fonte e do gás que permitem a execução correta de um ciclo de soldagem. O circuito auxiliar que realiza esta operação de liga e desliga, está constituído de uma parte lógica e outra de potência.

## 4.2 - Geradores de $I_{REF}$ pulsada

### 4.2.1 - Duas maneiras de se obter $I_{REF}$

Os diagramas de blocos das figs. 4.1 e 4.2 nos ilustram duas maneiras de se obter uma referência de corrente pulsada.

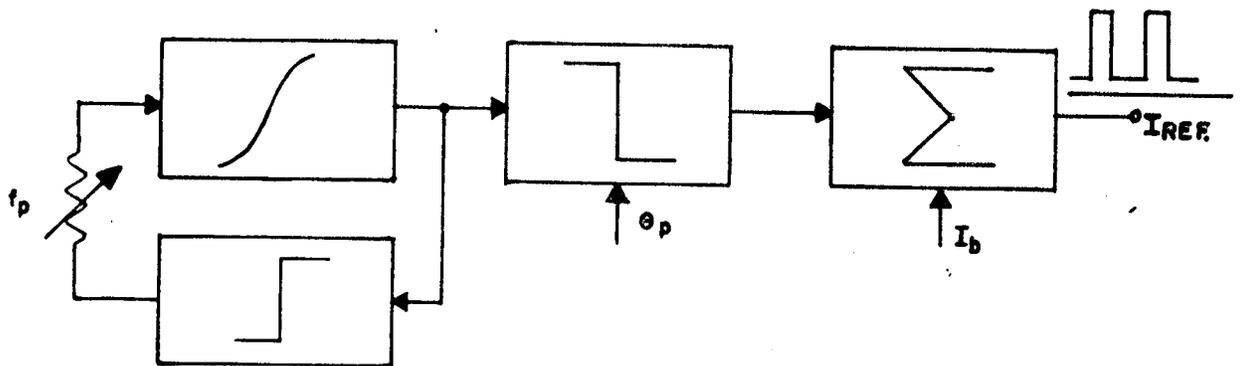


Fig.4.1 - Diagrama de Blocos do gerador de  $I_{REF}$  mediante o ajuste de  $f_p$  e  $\theta_p$

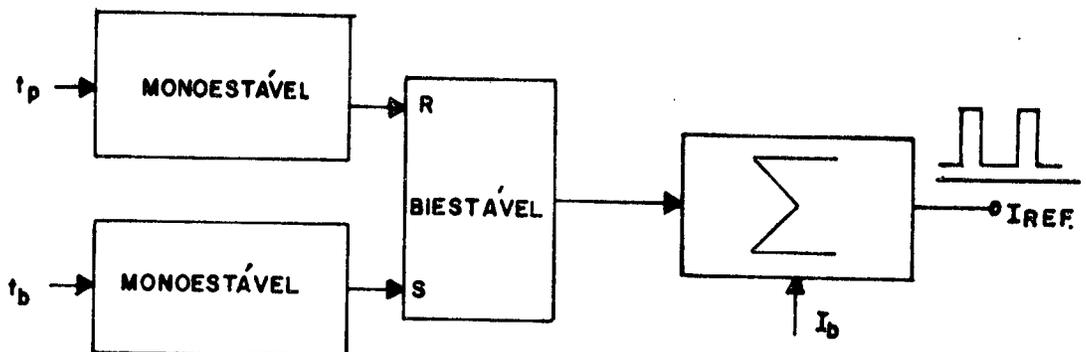


Fig.4.2 - Diagrama de Blocos do gerador de  $I_{REF}$  mediante o ajuste de  $t_p$  e  $t_b$

Na prática, essas duas maneiras apresentadas são utilizadas para se obter  $I_{REF}$  pulsada. A seleção dos parâmetros da corrente pulsada no caso do diagrama de blocos da fig. 4.1 é feita através de:

- $f_p$ , frequência dos pulsos
- $\theta_p$ , razão de largura dos pulsos

onde,  $0 \leq \theta_p \leq 1$ , é definido por

$$\theta_p = \frac{t_p}{t_p + t_b}, \text{ mas} \quad (4.1)$$

$$f_p = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{t_p + t_b}, \text{ logo} \quad (4.2)$$

$$\theta_p = t_p f_p \quad (4.3)$$

Quando  $\theta_p = 1$ , temos  $t_b = 0$  e  $I_{REF} = I_{pico}$ ; quando  $\theta_p = 0$ , temos  $t_p = 0$  e  $I_{REF} = I_{base}$  e para  $\theta_p = 0,5$ ,  $t_p = t_b$ . De acordo com a frequência escolhida (0,1 a 10 Hz) e a razão de largura de pulso, podemos calcular os tempos de pico e de base da corrente pulsada.

$$t_p = \frac{\theta_p}{f_p} \quad (4.4)$$

$$t_b = T_p - t_p = \frac{1}{f_p} - t_p \quad (4.5)$$

Para o diagrama de blocos da fig. 4.2 a seleção dos parâmetros da corrente pulsada é feita através de:

- $t_p$ , tempo de duração da corrente de pico
- $t_b$ , tempo de duração da corrente de base

Neste caso, seleciona-se diretamente os tempos de pico e de base e calcula-se  $\theta_p$  e  $f_p$  através de (4.1) e (4.2) respectivamente.

O ajuste da corrente de base  $I_b$ , e o valor máximo da corrente de pico é feito através de um amplificador somador em ambos os casos. Logo, podemos observar que a diferença básica entre as duas configurações para se gerar um modulador por largura de pulsos (corrente de referência pulsada) está no seu controle. No primeiro caso, seleciona-se  $\theta_p$  e  $f_p$  e calcula-se  $t_p$  e  $t_b$ . Já, no 2º caso, ocorre o contrário, seleciona-se  $t_p$  e  $t_b$  e calcula-se  $\theta_p$  e  $f_p$ . Escolheu-se a configuração do diagrama de blocos da fig. 4.1 para a implementação do gerador de  $I_{REF}$  por achar-se o mais conveniente em termos de soldagem<sup>4</sup>.

#### 4.2.2 - Realização do gerador de $I_{REF}$

O circuito<sup>12</sup> do gerador de  $I_{REF}$  está apresentado na fig. 4.2. A frequência  $f_p$  dos pulsos (gerador de onda triangular) pode ser ajustada entre 0,5 a 5 Hz através do potenciômetro  $P_1$ . O potenciômetro  $P_2$  dá o nível de comparação para a onda triangular, a fim de se obter a modulação por largura de pulsos ou melhor  $0 \leq \theta_p \leq 1$ . O potenciômetro  $P_3$  ajusta o nível da corrente de base. Os potenciômetros  $P_1$ ,  $P_2$  e  $P_3$  são acessíveis ao operador da fonte de soldagem a fim de que ele possa selecionar o conjunto de parâmetros apropriados<sup>4</sup> para cada caso de soldagem<sup>17</sup>.



camente, não consumível. A fim de se obter um arco bem comportado a extremidade do eletrodo onde se forma o arco é apontada. Para não danificar a ponta do eletrodo, existem duas maneiras de fazer a abertura do arco<sup>11,13</sup>:

a) Através de uma fonte auxiliar de alta tensão, alta frequência (3 a 4 KHz) e baixíssima corrente<sup>1</sup>.

b) Por contato direto do eletrodo de tungstênio com o metal base com limitação de corrente (arco curto-circuitado).

A abertura do arco por alta frequência está mais reservada às fontes do tipo transformador-retificador. No entanto, a abertura por contato direto só é possível aos tipos de fontes que permitem uma limitação da corrente de curto a um valor bem pequeno (normalmente entre 3 a 10 A). Na prática, verificou-se que a este nível de corrente a ponta do eletrodo de tungstênio (diâmetro 1,6 mm) não sofre nenhum dano significativo.

Com a fonte desenvolvida é possível limitar a corrente desde um valor de 5 a 100 A. Escolheu-se o valor mínimo de 5A para a corrente de abertura do arco que é limitada automaticamente toda vez que se acende o arco ou ocorrer um curto entre o eletrodo e metal base.

#### 4.3.1 - Circuito de abertura do arco

A fig. 4.4 nos ilustra toda a seqüência que se verifica durante a abertura do arco. Por esta seqüência, pode-se observar que existe uma condição única para que o arco esteja aceso: a corrente no arco deve ser  $I_a \geq 5A$  e a tensão

$$V_a \geq 5V.$$

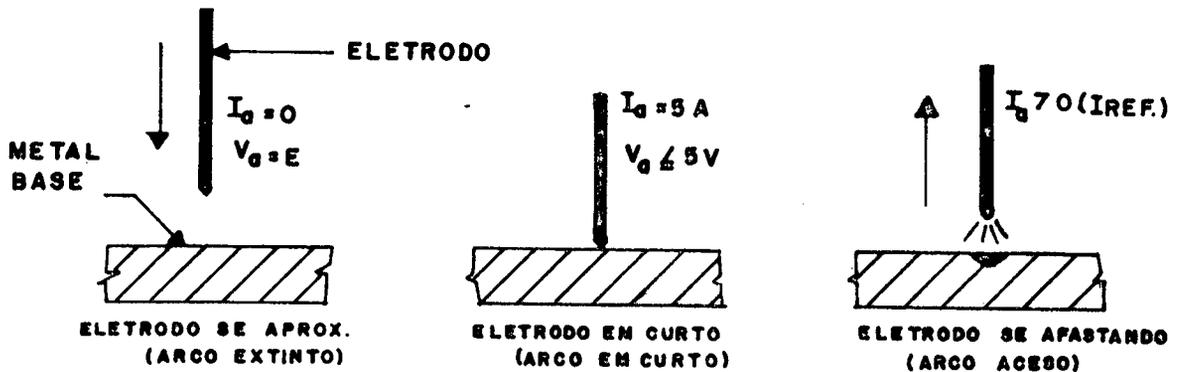


Fig.4.4 - Sequência de abertura do arco

Portanto, as condições de  $V_a$  e  $I_a$  vão definir qual será a corrente de referência que estará atuando sobre o comando lógico (vide fig. 4.5). Para a condição única de arco aceso ( $V_a > 5V$  e  $I_a \geq 5A$ ) atua a corrente de soldagem selecionada no painel dada pelo circuito do gerador de  $I_{REF}$  pulsada. No entanto, para qualquer outra combinação diferente de  $V_a > 5V$  e  $I_a \geq 5A$ , atua a referência fixa da corrente de abertura do arco (5A).

Os comparadores sempre que  $I_a \geq 5A$  e  $V_a > 5V$  produzem um nível lógico 1 na saída da porta E que aciona a chave analógica normalmente aberta (NA) permitindo  $I_{REF}$  pulsada no comparador de erro. Para qualquer outra condição, a saída da porta E tem nível lógico 0 e, através do inversor, a chave normalmente fechada (NF) recebe nível lógico 1 limitando automaticamente  $I_{REF} = 5A$  (corrente de abertura do arco). Os circuitos dos comparadores estão apresentados na fig. 4.6 a seguir.

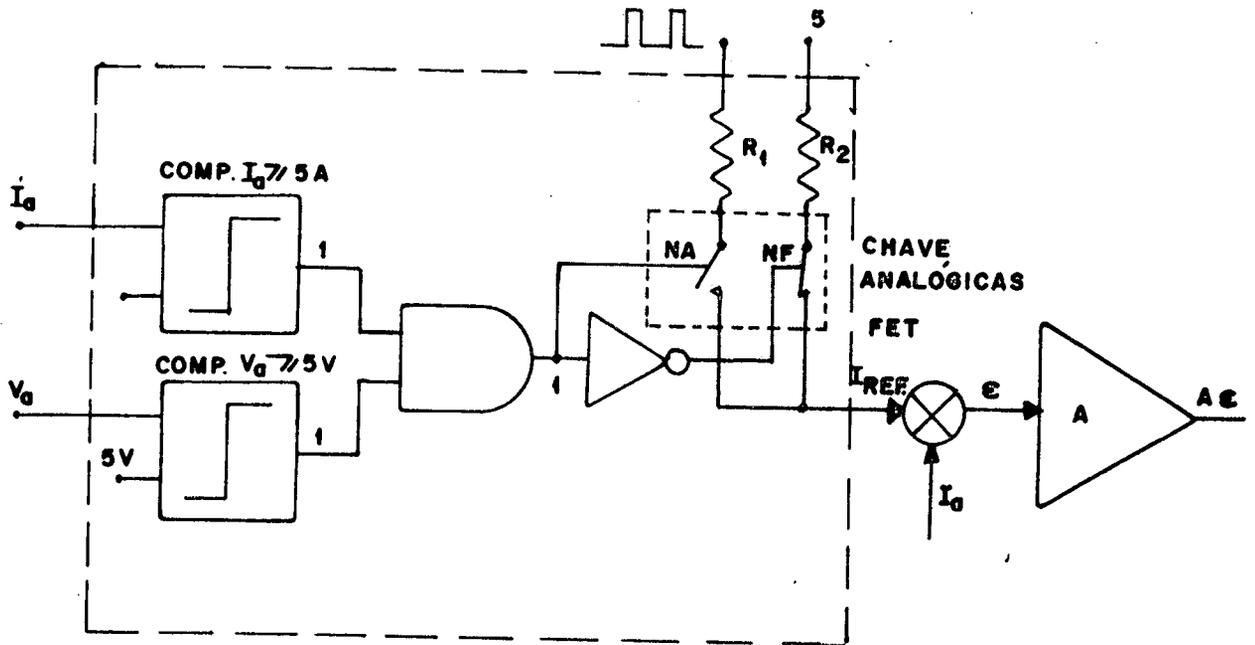
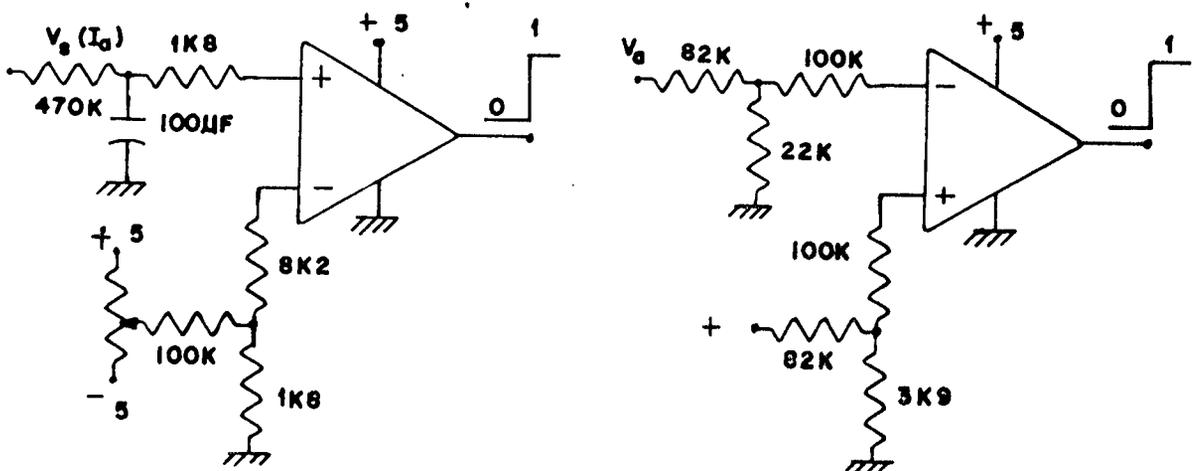


Fig.4.5 - Circuito de abertura do arco



(a) Comparador de  $I_a > 5A$

(b) Comparador de  $V_a > 5V$

Fig. 4.6 - Comparadores de  $V_a$  e  $I_a$

As chaves analógicas são realizadas com transistores FET e possuem o esquema da fig. 4.7, abaixo.

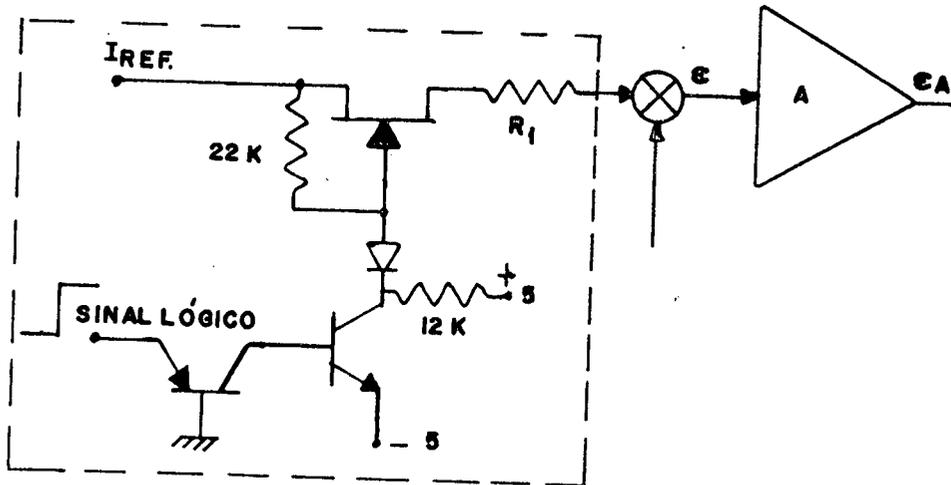


Fig. 4.7 - Chaves analógicas

#### 4.4 - Circuito auxiliar de comando a distância

Normalmente, o soldador trabalha a uma certa distância (3 a 6 m) da fonte, exigindo-se um comando a distância para facilitar o seu trabalho. Quando o soldador desejar ligar (abrir o arco) ou desligar (extinguir o arco) por um instante, o circuito auxiliar comandado a distância, por uma chave afixada na pistola, deve executar uma determinada seqüência de liga ou desliga da fonte a gás.

A seqüência de liga e desliga está ilustrada na fig. 4.8 e representa um ciclo completo de soldagem,

Através desta seqüência pode-se determinar um circuito lógico que comandará o contactor da rede de alimentação (energização da fonte) e a válvula solenóide (alimentação do

gás). Na fig. 4.9, apresenta-se os vários estados lógicos des\_ te circuito que permite a realização desta seqüência de solda\_ gem.

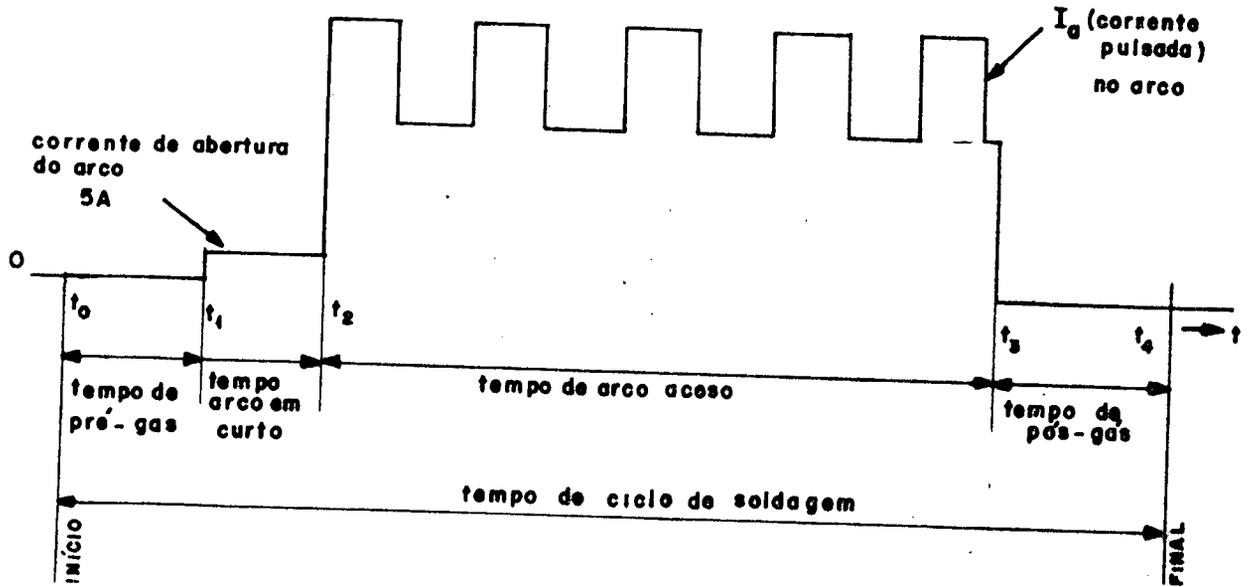


Fig. 4.8 - Seqüência de soldagem

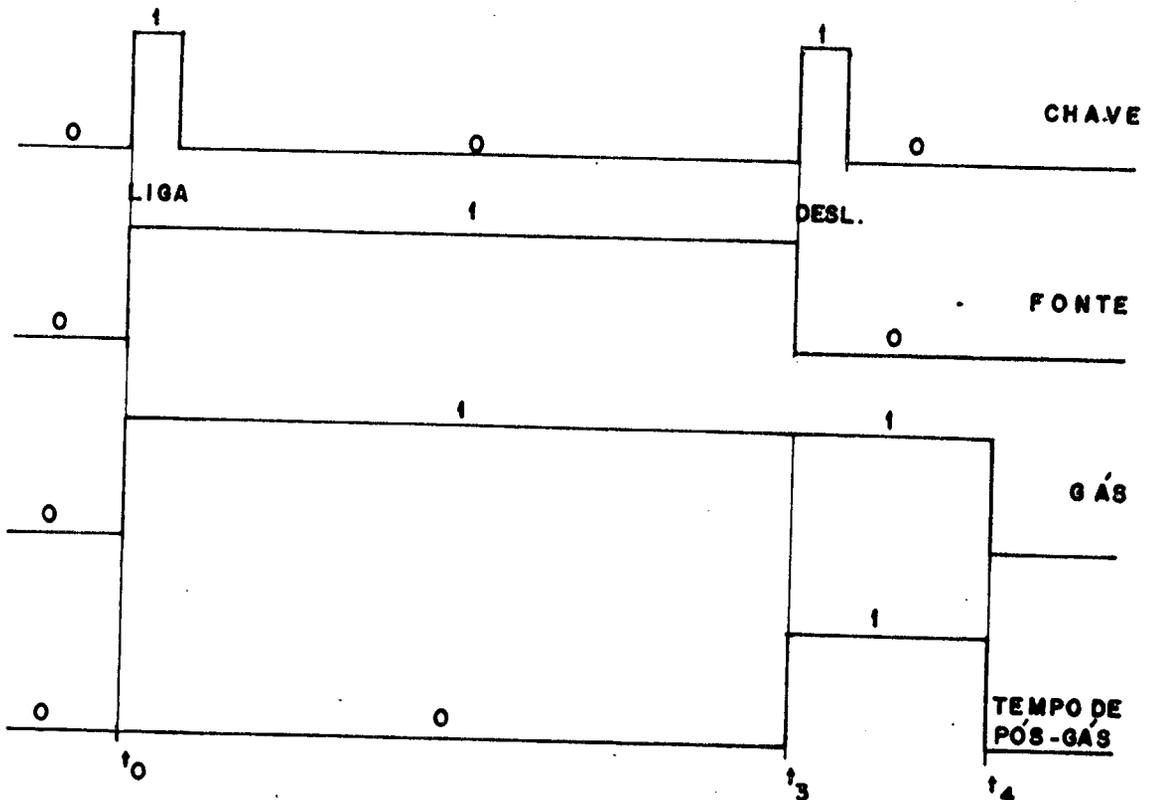


Fig. 4.9 - Lógica de liga e desliga

No instante  $t_0$  para o primeiro toque da chave (1 po-  
lo) a fonte é energizada e a válvula solenóide do gás se a-  
bre. No instante  $t_3$ , através de um segundo toque na chave a  
fonte desliga e o gás continua a circular durante um tempo de  
pós-gás pré-determinado, quando é encerrado o ciclo de solda-  
gem. Uma vez decorrido  $t_4$ , um novo toque na chave, recomeça-  
se um novo ciclo.

OBS.: A menos do tempo de pós-gás, todos os restan-  
tes são estabelecidos pela necessidade do soldador (processo  
manual).

O circuito lógico realizado através de biestá-  
veis e portas lógicas, está apresentado na fig. 4.10. O sinal  
de comando proveniente deste circuito faz com que o contac-  
tor e a válvula solenóide operem corretamente.

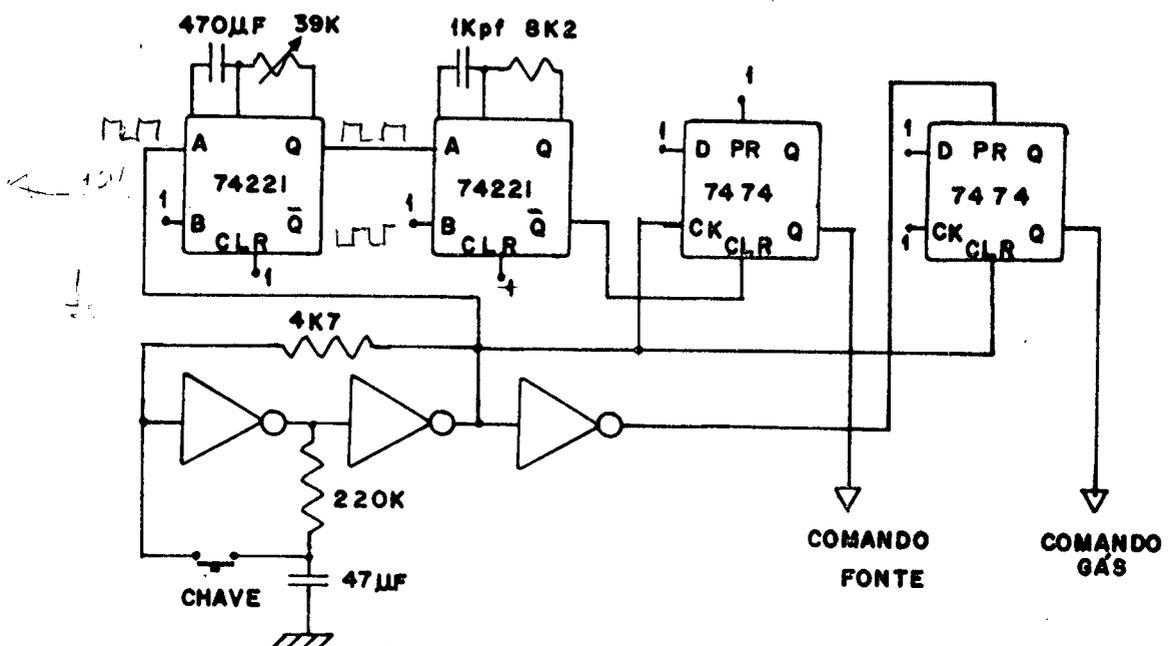


Fig.4.10 - Circuito lógico do comando a distância

O circuito de comando do contactor ou válvula do gás está apresentado na fig. 4.11 e, juntamente com o circuito lógico, constituem o circuito auxiliar de comando a distância.

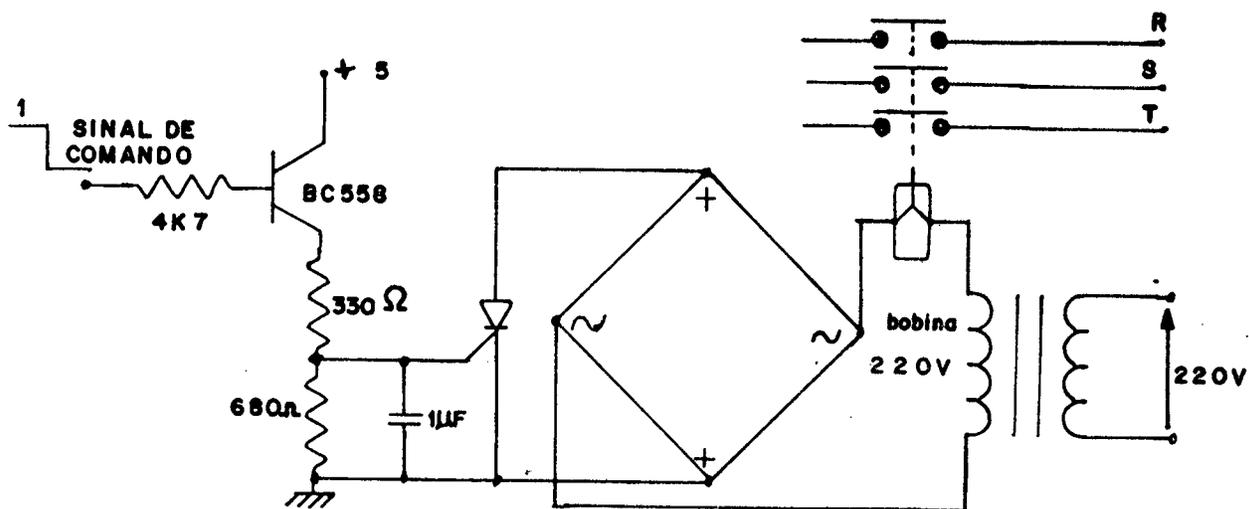


Fig. 4.11 - Circuito de comando do contactor/válvula

Para saída de nível alto do comando, o tiristor está desligado e não existe corrente circulando na bobina do contactor ou válvula solenóide. Quando ocorre nível baixo, o transistor conduz, disparando o tiristor. Para o tiristor conduzindo, a ponte retificadora também conduz, permitindo a energização das bobinas e conseqüente abertura da válvula de gás e fechamento do contactor da rede trifásica.

#### 4.5 - Conclusões

A realização dos circuitos de controle em muito facilita o trabalho do soldador. Os controles desta fonte foram desenvolvidos para um processo manual de soldagem (TIG) e, representam o que de maior desempenho se pode esperar de uma fonte de corrente constante pulsada.

Os circuitos de controle são apresentados num capítulo separado por duas razões principais: a primeira, por facilitar o entendimento e, a segunda, para evidenciar a possibilidade de controle de um processo de soldagem. Em sistemas de soldagem TIG, automáticos, o controle (numérico) é realizado por microcomputador<sup>17</sup>.

## CAPÍTULO 5

### DESEMPENHO DA FONTE/EXPERIMENTAÇÃO

#### 5.1 - Introdução

Neste último capítulo, realiza-se o levantamento do desempenho da fonte sobre um processo de soldagem TIG. No entanto, para proceder-se ao levantamento, fixou-se certos parâmetros do processo de soldagem, que são:

- Tipo de gás de proteção (argônio)
- Bitola do eletrodo de tungstênio (2,6 mm)
- Metal base (aço 1020)
- Ângulo de ponta do eletrodo (45°)

e, variou-se outros, ou seja:

- Nível da corrente média no arco  $I_a$
- Comprimento do arco (tensão no arco)
- Parâmetros da corrente pulsada ( $I_p, I_b, f_p, \theta_p$ ).

A preocupação, neste levantamento, foi a verificação do comportamento estático e dinâmico da fonte.

## 5.2 - Desempenho estático

O desempenho estático da fonte está caracterizado pelas suas curvas de  $V_a \times I_a$  ou, também, denominadas curvas características estáticas de fonte.

OBS.: As grandezas  $V_a$  e  $I_a$  representam os valores médios das formas de onda  $v_a(t)$  e  $i_a(t)$  respectivamente.

### 5.2.1 - Curvas $V_a \times I_a$

O levantamento destas curvas foi realizado para os níveis de corrente de 20, 40, 60, 80 e 100A. Para cada nível de corrente, variou-se o comprimento do arco, desde o curto até a sua extinção. Com a variação do comprimento do arco, obteve-se os diversos valores de  $V_a \times I_a$  que estão plotados no gráfico da fig. 5.1, a seguir.

A variação da corrente com o comprimento do arco foi mínima (menor que 2%); desde o curto até a extinção do arco, caracterizando-se numa fonte com a curva  $V_a \times I_a$  do tipo vertical (corrente verdadeiramente constante). Na Tab. 1 a seguir está representado os valores de uma curva para 50A de corrente de curto circuito.

Tabela 1

$V_a$ (V)	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
$I_a$ (A)	50	50	50	50	50	50	50	50	50	51	51	51	51	51	51	52	52

## 5.3 - Desempenho dinâmico

O desempenho dinâmico da fonte está associado aos

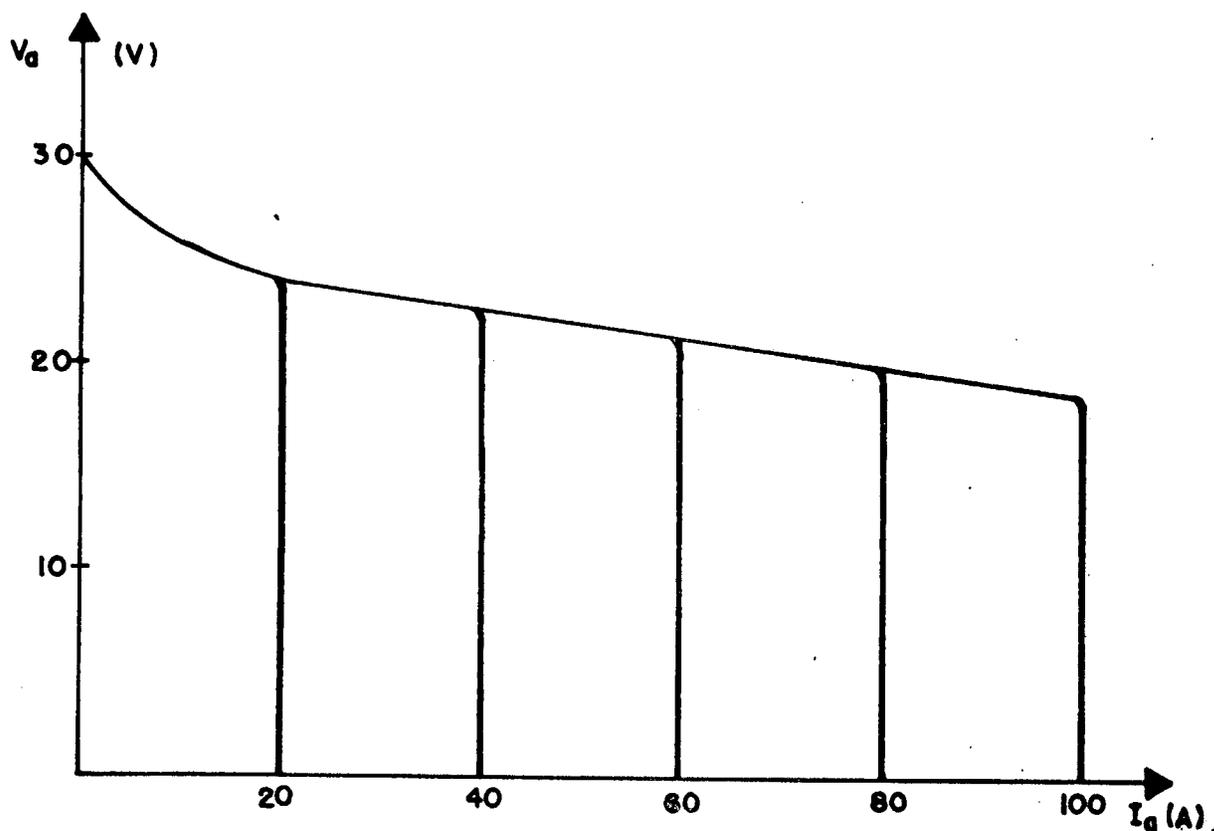


Fig. 5.1 - Curvas características estáticas da fonte (foto 5)

valores instantâneos da corrente no arco. Nas fotos 1 a 3, estão representadas as formas de onda da corrente pulsada, bem como a tensão no arco. Através destas fotos tem-se uma síntese do comportamento dinâmico da fonte.

### 5.3.1 - Análise do comportamento dinâmico

Pode-se verificar que em todas as fotos a ondulação da corrente ( $\Delta I$ ), se mantém constante e sem "overshoot" independentemente do nível da corrente no arco.

A tensão no arco tem o comportamento de uma força eletromotriz, isto é, mantém-se praticamente constante para

uma ampla variação da corrente. Os valores instantâneos da tensão ( $v_a$ ) acompanham a frequência das comutações dos transistores (foto 3).

A forma de onda da corrente pulsada se caracteriza por uma dupla pulsação: a pulsação rápida (comutação dos transistores) e a pulsação lenta que é a frequência de repetição dos pulsos ( $I_{REF}$  pulsada). Na foto 3, pode-se verificar nitidamente este comportamento, onde temos:

$$f = 2500 \text{ Hz (pulsação rápida)}$$

$$f_p = 66 \text{ Hz (pulsação lenta)}$$

OBS.: No levantamento do comportamento dinâmico, fixou-se o comprimento do arco em aproximadamente 2 mm.

A faixa de frequência da pulsação lenta (pulsação no arco), normalmente utilizada no TIG-pulsado, está entre 0,5 Hz e 5 Hz. Na foto 1, temos uma forma de onda quadrada da corrente no arco com  $f_p = 0,5 \text{ Hz}$ . Nesta foto não se observa a pulsação rápida ( $\approx 5000 f_p$ ) e, a corrente no arco, bem como a tensão aparecem como uma faixa contínua.

Outra característica, extremamente importante, é a forma de onda da corrente pulsada. Na foto 3, pode-se verificar que  $\Delta I_a / \Delta t = 30000 \text{ A/s}$  tanto na subida como na descida da corrente pulsada. Este valor, para as frequências de operação do TIG pulsado, produz uma forma de onda praticamente retangular (foto 1), ou seja, forma de onda da corrente no arco ideal.

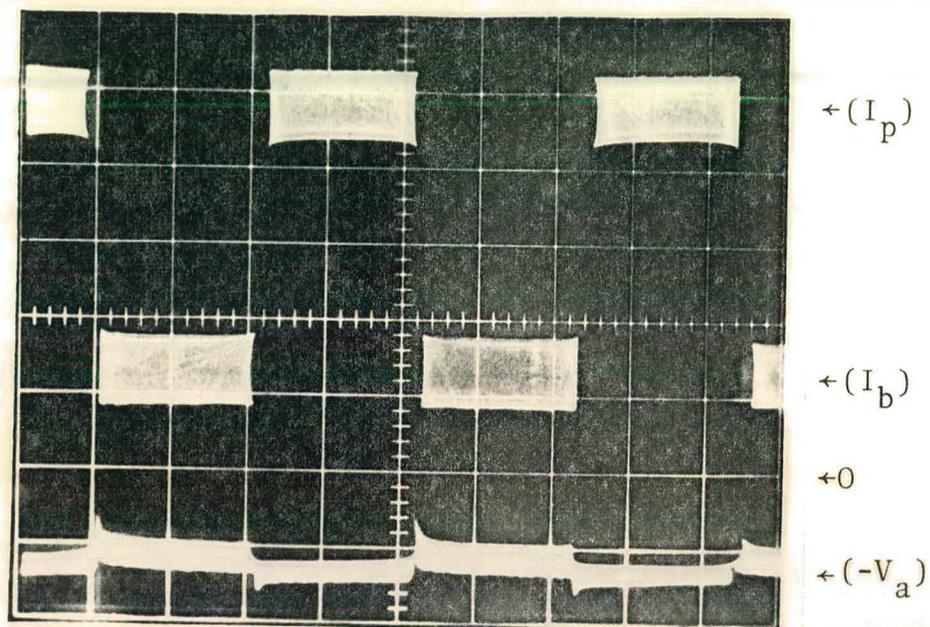


Foto 1 - Corrente e tensão no arco para  $f_p = 0,5$  Hz  
(0,5ms/div; 10A/div, 5V/div)

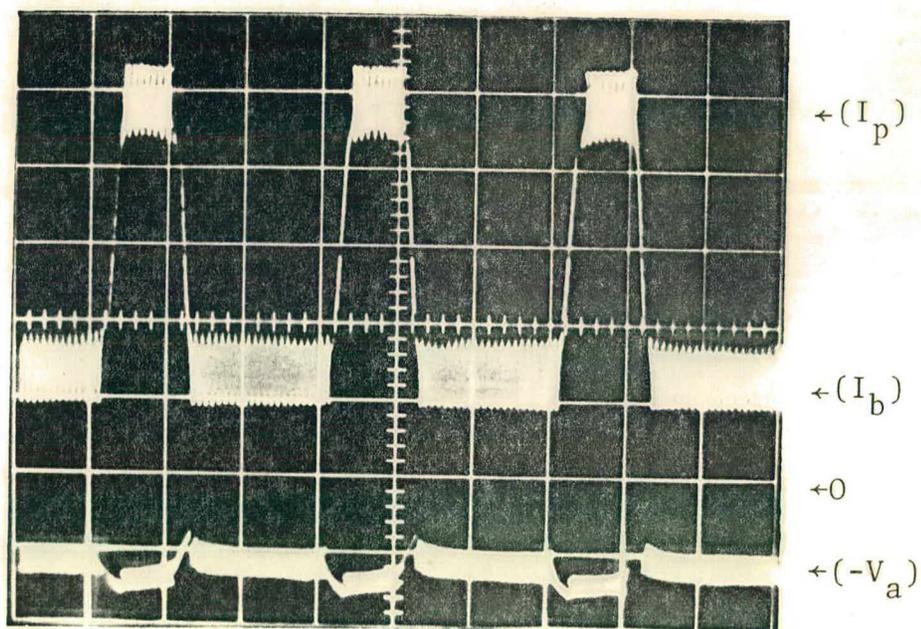


Foto 2 - Corrente e tensão no arco para  $f_p = 66$  Hz  
(5ms/div, 10A/div, 5V/div)

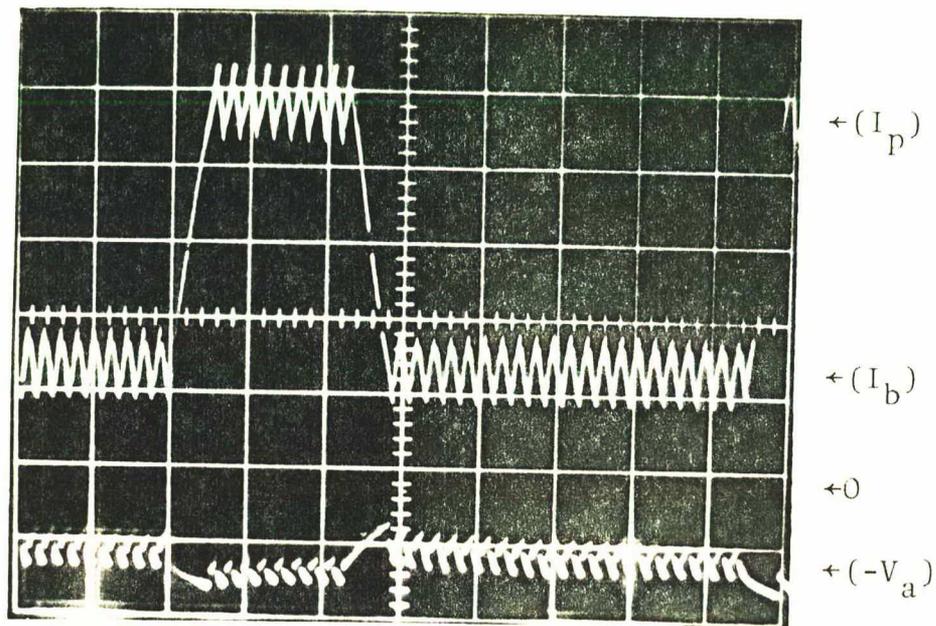


Foto 3 - Corrente e tensão no arco para  $f_p = 66 \text{ Hz}$   
(2ms/div, 10A/div, 5V/div)

### 5.3.2 - Abertura do arco

Na foto 4, pode-se observar a seqüência de abertura do arco. O nível de corrente mais baixo (corrente de abertura de arco), está indicando que o eletrodo está em curto com o metal base. Quando o eletrodo é afastado do metal base, o arco acende, a corrente assume a sua seqüência normal automaticamente, conforme as condições de  $I_p$ ,  $I_b$ ,  $f_p$  e  $\theta_p$ , pré-estabelecidos no painel da fonte.

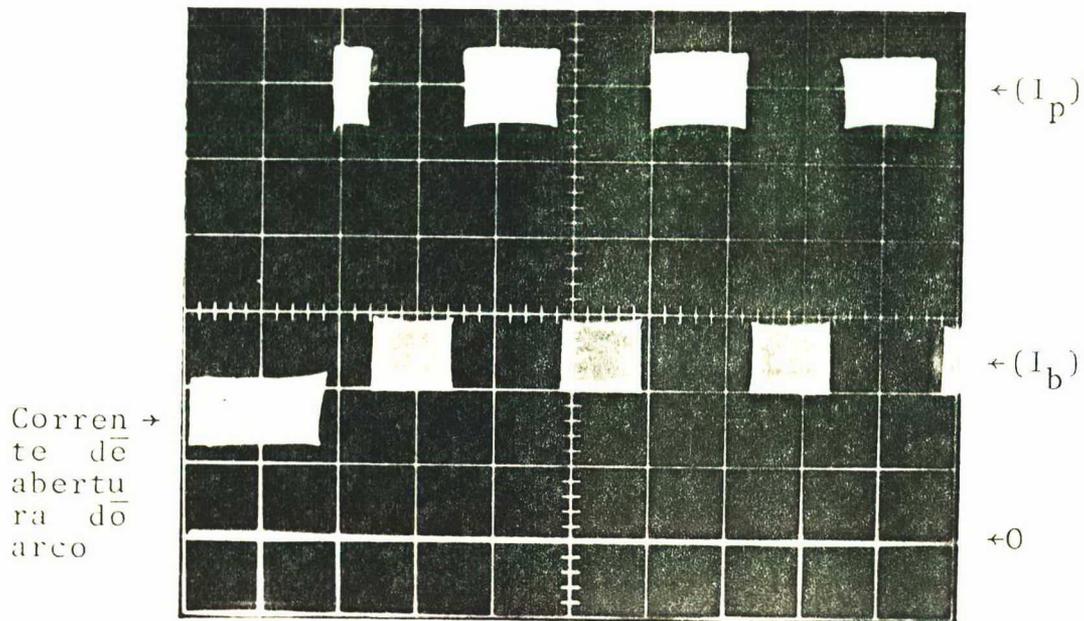


Foto 4 - Seqüência de abertura do arco (1S/div,  
10A/div)

#### 5.4 - Montagem do protótipo de 100A

Na foto 5, tem-se uma visão geral da fonte (protótipo) aplicado sobre um arco no processo TIG. Pode-se ver, no painel, os botões que permitem fazer a seleção dos parâmetros de soldagem. No osciloscópio, tem-se uma amostra da corrente no arco para um regime constante, isto é,  $\theta_p = 1$ . Todo o levantamento das fotos anteriores foi realizado conforme indicado nesta foto.

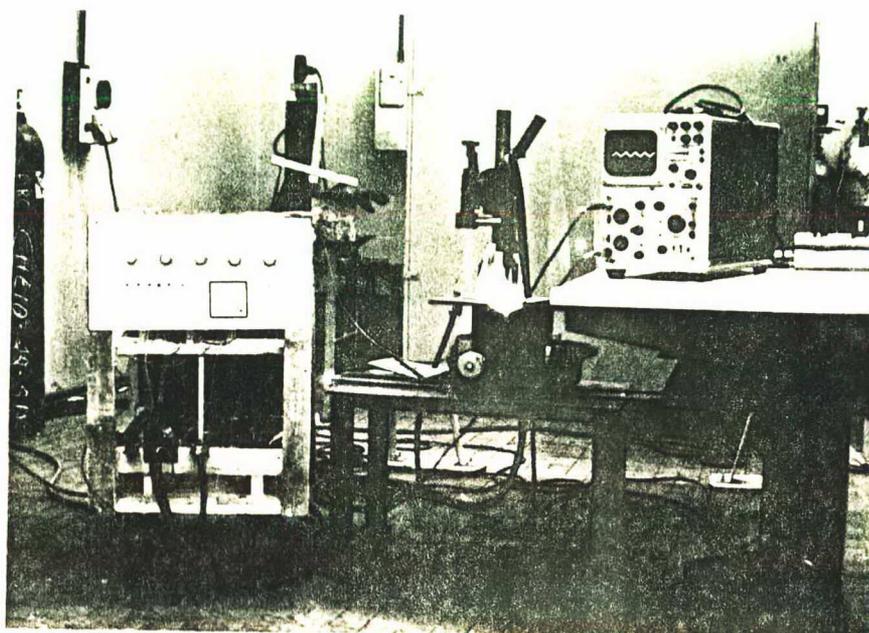


Foto 5 - Protótipo da fonte aplicado sobre um arco no processo TIG

### 5.5 - Conclusões

As fotos e curvas confirmam o alto desempenho esperado da fonte para este tipo de aplicação.

A declividade das curvas  $V_a \times I_a$  são verticais, caracterizando-se no melhor tipo de fonte para processos de soldagem manual.

As formas de onda da corrente pulsada são praticamente ideais para as frequências utilizadas neste processo (0,5 a 5 Hz).

O processo de abertura do arco por contato direto do eletrodo com o metal base é perfeitamente realizável e dispensa os complicados sistemas de alta frequência e alta tensão utilizados em fontes convencionais TIG.

## CONCLUSÕES GERAIS

Os objetivos propostos foram plenamente alcançados, ou seja, conseguiu-se realizar um protótipo autônomo de 100A a transistores de potência, com corrente pulsada e curvas de  $V_a \times I_a$  do tipo vertical para soldagem no processo TIG.

O rendimento global da fonte proposta (transformador-retificador-pulsador) ultrapassa 75% a plena carga em condições normais de funcionamento. Isto se traduz numa redução considerável de peso e volume para uma fonte de mesma capacidade de uma convencional.

Este tipo de forma de onda da corrente pulsada com altos  $\Delta I_a / \Delta t$  e baixa ondulação de corrente ( $\Delta I$ ) só é possível com chaves estáticas extremamente rápidas (transistores), confirmando a escolha acertada da realização da fonte a transistores em vez de tiristores.

A precisão da corrente selecionada no painel ( $I_p$ ,  $I_b$ ) e seus respectivos tempos ( $t_p$ ,  $t_b$ ) ficam dentro de 2% dos valores lidos na corrente do arco.

O processo de acendimento do arco por contato direto do eletrodo com o metal base é extremamente simples para este tipo de fonte (modulação da corrente por valores extremos).

O desempenho geral da fonte a este nível de corrente foi bastante satisfatório; sugere-se a continuação dos estudos para conseguir-se atingir níveis mais elevados de corrente (300A).

Na soldagem de tubos e tubulações por processos automáticos, este tipo de fonte, com corrente pulsada, é o normalmente utilizado e sugere-se novos estudos na parte de automação para a soldagem de tubos e tubulações.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. American Welding Society. "Welding Handbook", volume 2, 7a.ed., publicação AWS.
2. ARCHES, J.P. "Le Transistor de Puissance en Commutation", Thèse de Docteur Ingénieur, INPT-Toulouse, maio de 1976.
3. ARCHES, J.P. & FOCH, H. "Evolution des Circuits d'aide a la Commutation des Transistors de Puissance", Polytechnique de Toulouse - INPT, França, julho de 1979.
4. BARBI, I. & BET, I. "Uma Fonte de Corrente Constante a Transistores de Potência, para Soldagem a Arco", VI Encontro Nacional sobre Tecnologia da Soldagem, outubro de 1980.
5. BECKER, D.W. & ADAMS JR., C.M. "Investigation of Pulsed GTA Welding Parameters", Welding Journal, maio 1978.
6. DAGGET, E.H. & ZIRCHER, W.E. "New Developments in Pulsed Spray Welding", Welding Journal, outubro de 1970.
7. DUTRA, J.C. "Contribuição ao estudo da soldagem elétrica a arco voltaico sob atmosferas de argônio e dióxido de carbono". Tese de Mestrado, UFSC - Julho de 1976.
8. Electronic Design; "Focus on linear power supplies: A mature Technology holds on", Dezembro de 1980.
9. E.N.S.E.E. J.H.T., "Hacheurs et Onduleurs Autonomes", Filière Eletrotechnique, Toulouse - França, 1978.
10. FREDERICK, J.E.; MORGAN, R.A. & STRINGER, L.F. "Solid State Remote Controlable Welding Power Supplies", Welding Journal, agosto de 1978.

11. Hobart Brothers Co, "Technical Guide for GTAW", edição 1979.
12. PERIN, A.J. "Pulsadores a Transistores de Potência para o Controle de Máquinas de Corrente Contínua". Tese de Mestrado, UFSC, junho de 1980.
13. QUITES, A.M. & DUTRA, J.C. "Tecnologia da soldagem a arco voltaico" - livro, edição 1979.
14. STOUT, D.F. & KAUFMAN, M. "Handbook of Operational fier Circuit Design", edição 1976.
15. THOMPSON - CSF. "Le Transistor de Puissance dans son Environneamant", livro, edição 1979.
16. VILKAS, E.P. "Pulsed Current And Its Applications", Welding Journal, abril 1970.
17. WILKAS, E.P. "New Developments in tube and Pipe Welding", trabalho publicado na SME - Society of Manufaturing Engineers, em 1978, AD 78-175.

## APÊNDICE

## COMENTÁRIOS SOBRE O CIRCUITO DE AJUDA À COMUTAÇÃO

Na concepção do primeiro protótipo (10A), que serviu de base para testar-se o princípio do pulsador sobre um arco, iniciou-se com um circuito de ajuda à comutação bem conhecido de trabalhos anteriores<sup>1,12</sup>. À medida que a capacidade de corrente foi aumentando para valores maiores (50A), obtida pela associação em paralelo de 6 x 2N3055, o circuito inicialmente concebido, começou a apresentar elevada sobretensão nos transistores.

A partir deste ponto, começou-se a fazer uma pesquisa bibliográfica de todos os circuitos de ajuda à comutação<sup>3,15</sup> que melhor satisfizesse os requisitos de baixa tensão e alta corrente, apresentados neste tipo de aplicação. Chegou-se a conclusão que o circuito da Fig. 3.12, apesar de simples, é o que melhor se adapta para altas correntes e baixa tensão. Como o número de elementos deste circuito é mínimo (R,C,D) os problemas de chaveamento também ficam reduzidos.

Para as condições do projeto, mediu-se uma sobretensão de:

$$\Delta V = 25V \quad \text{em} \quad 50A$$

$$\Delta V = 70V \quad \text{em} \quad 100A .$$

Portanto, tem-se uma tensão máxima de  $V_{CE} = 100V$  menor que o  $V_{CEO}$  (125V) do BUX20 usado no protótipo final.

## COMENTÁRIOS SOBRE OS TRANSISTORES DE POTÊNCIA

Chegou-se a usar até 20 x 2N3055 onde se conseguiu com corrente de base de 10A, obter-se 80A. Isto, evidencia o baixo ganho destes transistores que não são próprios para o uso em altas correntes.

Usando-se 3 x BUX20 conseguiu-se uma corrente de 100A com apenas 5A de base. Portanto, a melhor solução em altas correntes é usar-se menos transistores de maior capacidade e especiais para chaveamento.