

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

PROJETO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE DE ENERGIA
PARA SOLDAGEM MULTI-PROCESSO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA.

RAUL GOHR JÚNIOR

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO 1992

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

PROJETO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE DE ENERGIA
PARA SOLDAGEM MULTI-PROCESSO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA.

RAUL GOHR JÚNIOR

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO 1992

PROJETO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE DE ENERGIA PARA SOLDAGEM
MULTI-PROCESSO

RAUL GOHR JÚNIOR

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA

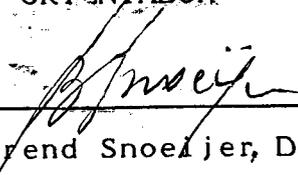
ESPECIALIDADE ENGENHARIA MECÂNICA, ÁREA DE CONCENTRAÇÃO METROLOGIA E
AUTOMAÇÃO, APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA MECÂNICA DA UFSC.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
ORIENTADOR

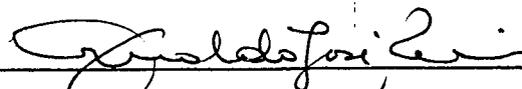


Prof. Jair Carlos Dutra, Dr. Eng.
ORIENTADOR



Prof. Berend Snoeijer, Dr. Ing.

BANCA EXAMINADORA



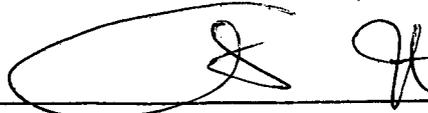
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Jair Carlos Dutra, Dr. Eng.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Carlos Alberto Martin, Dr.

À meus Pais
À meus Avós

AGRADECIMENTOS

Aos meus orientadores, Prof. Arnaldo José Perin e Prof. Jair Carlos Dutra, pela orientação, estímulo e companheirismo.

Aos membros da banca examinadora Prof. Ivo Barbi e Prof. Carlos Alberto Martin pela atenção e contribuição sugeridas ao trabalho.

Ao Eng. Larry Fiore Ollé pela amizade e colaboração na realização deste trabalho.

Ao Estagiário Carlos Alberto Ferreira pela amizade e colaboração nas montagens referentes as partes mecânicas.

À minha namorada Patrícia Vilain, pelo apoio e compreensão nos momentos importantes da realização deste trabalho.

Aos Estagiários e técnicos do LABSOLDA (Laboratório de Soldagem) e LAMEP (Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência), que de uma forma ou de outra contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

À sociedade alemã de cooperação tecnológica (GTZ) pela doação dos IGBT's.

À CNPQ projeto RHAE pela bolsa de estudo concebida

Ao LABSOLDA como principal agente financiador e também a CAPES via Pós-Graduação pelos recursos financeiros concebidos.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA x

RESUMO xiv

ABSTRACT xv

CAPÍTULO 1 - FONTES DE ENERGIA PARA SOLDAGEM

1.1 - EVOLUÇÃO DAS FONTES DE ENERGIA 02

1.2 - OBJETIVOS 09

CAPÍTULO 2 - CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO

2.1- PROCESSO TIG/PLASMA 13

2.1.1 - Imposição de corrente contínua 14

2.1.2 - Regime pulsado 14

2.1.3 - Imposição de Corrente Alternada 15

2.2 PROCESSO MIG/MAG 17

2.2.1 - Modo Tensão 17

2.2.2 - Modo Corrente 20

2.2.3 - Modo Misto 22

2.3 ELETRODO REVESTIDO 24

CAPÍTULO 3 - REALIZAÇÃO DO PROTÓTIPO

3.1 - APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR 25

3.2 - TÉCNICA DE CHAVEAMENTO	26
3.2.1 - Comando clássico dos IGBT's	29
3.2.2 - Comando alternado dos IGBT's	30
3.2.3 - Análise das Perdas em Condução	33
a) Comando Clássico	33
b) Comando alternado dos IGBT's	34
3.3 - FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO	36
3.4 PERDAS NA COMUTAÇÃO	40
3.4.1 Estudo da comutação	41
a) Perdas no bloqueio do IGBT	41
b) Perdas no fechamento do IGBT	42
3.4.2 - Perdas com circuito de ajuda à comutação	45
a) Circuito Grampeador	45
b) Circuito de ajuda à comutação clássico	51
c) Circuito de ajuda à comutação adaptado ao conversor	55
3.4.3 - Dimensionamento do circuito de ajuda à comutação adaptado ao conversor	66
3.5 - CIRCUITOS DE CONTROLE	69
3.5.1 - Controle da Corrente	69
3.5.2 - Controle da Tensão	71
3.6 - CIRCUITOS DE APOIO E SENSORES	74
3.6.1 - Circuito de Comando	74
3.6.2 - Circuito de referência e lógica de partida	76
a) Circuito de Referência de Corrente e Tensão	76
b) Circuito de lógica de partida/parada	78
c) Circuito limitador de Corrente	78
3.6.3 - Sensores	83

a) Sensor de corrente	83
b) Sensor de tensão	84

CAPÍTULO 4 - FONTE DE TENSÃO CONSTANTE PARA ALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR

4.1 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DE SAÍDA	85
4.2 - FILTROS DE REATIVOS	93
4.2.1 - Filtro de primeira ordem L (indutivo)	96
4.2.2 - Filtro de segunda ordem LC	98
a) - Configuração 1	98
b) - Configuração 2	102
4.2.3 - Filtro indutivo aplicado na saída	103
4.2.4 - Resumo dos resultados	107
4.2.5 - Resultados experimentais do retificador com o filtro	108

CAPÍTULO 5 - SELEÇÃO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

5.1 - Cálculo do Capacitor do circuito de Ajuda à comutação	112
5.2 - Cálculo da tensão máxima no IGBT	113
5.3 - Cálculo da corrente máxima no IGBT	114
5.4 - Perdas no IGBT	114
a) Perdas na Comutação	114
b) Perdas em Condução	115
5.5 - Perdas no Diodo de Roda Livre	115

5.6 - Cálculo da Resistência do Circuito de Ajuda à Comutação	116
5.7 - Perdas nos Resistores do circuito de ajuda à comutação	116
5.8 - Simulação do Conversor	117
5.9 - Cálculo da indutância do filtro de saída Lfs	120

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 - MONTAGEM PRÁTICA	121
6.2 - ENSAIO DO CONVERSOR	123
6.2.1 - Ensaio dos IGBT's	123
6.2.2 - Tensão máxima sobre o IGBT	126
6.2.3 - Ondulação da Corrente	127
6.2.4 - Valor da Indutância do Filtro de saída Obtido na Prática	127
6.3 - LEVANTAMENTO DA CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO PROTÓTIPO	128
6.3.1 - Característica Estática de Corrente	129
6.3.2 - Característica Estática de Tensão	129
6.4 - DESEMPENHO DINÂMICO DO PROTÓTIPO	130
6.4.1 - Processo TIG	130
6.4.2 - Processo MIG	131
6.4.3 - Eletrodo revestido	135
CONCLUSÕES	136
APÊNDICE - Catálogos dos IGBT's (AEG e EUPEC)	138

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 143

SIMBOLOGIA

- Cfs - Capacitor de filtro de saída do retificador
- CACAC - Circuito de ajuda à comutação adaptado ao conversor
- Ci - Valor do capacitor do circuito integrador
- Cf - Capacitância do filtro de reativos
- C - Capacitor
- CC - Corrente contínua
- cb - Capacitor de ajuda à comutação no bloqueio
- Cmin - Valor mínimo do capacitor do CACAC
- D_{la} - Ondulação da corrente I_a
- D_{lc} - Ondulação da corrente I_c
- D_{ls} - Ondulação da corrente de soldagem
- db - Diodo de ajuda à comutação no bloqueio
- D - diodo
- df - Diodo de ajuda à comutação no fechamento
- E - Tensão de alimentação do conversor
- E_a - Tensão do Arco
- E_f - Valor final da tensão do capacitor do CACAC
- f_{cc} - Frequência de comutação no modo clássico
- f_{ca} - frequência de comutação no modo alternado
- f_{oa} - Frequência de ondulação da corrente I_a
- f_{ca_{máx}} - Frequência máxima de comutação no modo alternado
- f_{cc_{máx}} - Valor máximo de f_{cc}
- FP - Fator de potência
- f_t - Fator de ondulação da tensão de saída do retificador (E)
- IGBT - Insulate Gate Bipolar Transistor

$I_{Dm\acute{a}x}$ - Corrente máxima no diodo de roda livre

I_s - Corrente de Soldagem

I_M - Valor máximo da corrente I_s

I_m - Valor mínimo da corrente I_s

I_c - Corrente na indutância L_{cc}

I_{Mc} - Valor máximo da corrente I_c

I_a - Corrente na indutância L_{ca}

I_{Ma} - Valor máximo da corrente I_a

I_{ma} - Valor mínimo da corrente I_a

I_{Tmax} - Corrente máxima no IGBT

I_l - Corrente de linha

I_{lef} - Corrente eficaz de linha

I_{Lf} - Corrente em L_f

I_{ce} - Corrente entre coletor emissor do IGBT

I_d - Indutância de dispersão

L_{fs} - Indutância de filtro de saída

L_{fsc} - Indutância de filtro de saída no modo clássico

L_{fsa} - Indutância de filtro de saída no modo alternado

I_p - Indutância parasita

L_f - Indutância do filtro de reativos

L - Indutância do filtro de reativos na saída do retificador

MIG - Metal Inerte Gás

MAG - Metal Active Gás

n_p - Número de pulsos do retificador

PWM - Pulsed Width Modulation

P_{Ic} - Perdas no IGBT em conduao

P_{Dc} - Perdas em conduao no diodo

P_{Ia} - Perdas no IGBT em conduao no modo alternado

P_{Da} - Perdas no diodo em condução no modo alternado

P_b - Perdas no bloqueio no IGBT

P_f - Perdas no IGBT no fechamento

P_{cTi} - Perdas totais no IGBT na comutação

P_r - Perdas na resistência r

P_{bgi} - Perdas no IGBT no fechamento com circuito grampeador

P_{bai} - Potência perdida no bloqueio no IGBT com o CACAC

P_{brb} - Perda no bloqueio na resistência de ajuda no bloqueio com o CACAC

P_{fTc} - Perdas totais no IGBT no fechamento com o CACAC

P_{fcrb} - Perdas na resistência do CACAC na entrada em condução

P_{Tc} - Perdas totais devido ao capacitor do CACAC

P_{ci} - Potência perdida no IGBT em condução

R_a - Resistência do Arco

r - Resistência de ajuda no circuito grampeador

r_b - Resistência de ajuda à comutação no bloqueio

R_i - Resistência do circuito integrador

R_s - Resistência na saída do sensor Hall

R_H - Resistência interna do sensor Hall

TIG - Tungstênio Inerte Gás

t_{cc} - Tempo de condução do IGBT no modo clássico

t_{bc} - Tempo de bloqueio do IGBT no modo clássico

t_{ca} - Tempo de condução do IGBT no modo alternado

t - Tempo

Tala - Constante de tempo

T - Período da comutação

T_c - Período de comutação no modo clássico

t_{fi} - Tempo de descida da corrente

t_{fv} - Tempo de descida da tensão

t_{rv} - Tempo de subida da tensão

t_{on} - Tempo total até a entrada em condução do IGBT

t_s - Tempo de estocagem do IGBT

V_{fo} - Queda de tensão no diodo em condução

V_{sat} - Tensão de saturação do IGBT

V_T - Tensão sobre o IGBT

V_p - Pico de tensão no IGBT devido à indutância parasita

V_{cmáx} - Tensão máxima no capacitor do circuito grampeador

V_{cmáxb} - Tensão máxima no capacitor de ajuda à comutação no bloqueio

V_{Cmáxc} - Tensão máxima no capacitor de ajuda à comutação na entrada em condução

V_{CEsat} - Tensão de saturação do IGBT

V_H - Queda de tensão na resistência interna do sensor Hall

V_s - Tensão na saída do sensor Hall

V_{min} - Tensão mínima em C_fs

V_{máx} - Tensão máxima em C_fs

V_{pic} - Tensão de pico na saída do transformador

V_d - Queda de tensão no diodo do retificador em condução

V_{ce} - Tensão entre coletor emissor do IGBT

X_{Lf} - Reatância oferecida pela indutância de filtro L_f

X_{Cf} - Reatância oferecida pela capacitância de filtro C_f

X_{ld} - Reatância oferecida pela indutância de dispersão

Z_n - Impedância para a harmônica de ordem n

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma fonte de soldagem Multi-Processo com capacidade de 300 A, para atender os processos MIG / TIG / PLASMA e Eletrodo Revestido.

Essa fonte de energia pode controlar a tensão média de saída, ou impor corrente contínua em regime permanente e em forma pulsada, ou ainda alternada em regime permanente e em forma pulsada com ajuste de todas as variáveis que definem sua forma de onda. Para os processos que utilizam transferência metálica por curto-circuito, a fonte também possibilita ajuste eletrônico de sua resposta dinâmica.

No estudo referente ao conversor foi dada uma atenção especial na análise da comutação dos IGBT's, devido as elevadas correntes as quais os mesmos são submetidos. Também são descritos os circuitos de controle responsáveis pela alteração das características da fonte quando se seleciona algum dos processos na qual a mesma está habilitada a operar.

O fator de potência foi uma das preocupações que se teve durante o desenvolvimento deste protótipo. Para tanto, foi feita a análise de alguns tipos de filtros de reativos.

Numa última etapa são apresentados os resultados experimentais obtidos com os ensaios realizados com o conversor e com os processos de soldagem.

ABSTRACT

This work presents the development of a Multi-Processes welding power source with a capacity of 300 A, compatible with the MIG/TIG/PLASMA and covered electrode welding processes.

This power source can either control then, mean output voltage, or impose a steady state or pulsed DC current, alternated steady RMS or pulsed RMS current with adjust of all variables wich define its waveform. For those processes wich use metal transfer by short circuit, the power source also allows eletronic adjust of the dynamics response.

In the study related to the converter, special attention was given to the analysis of the IGBT's switching, because of the high currents involved. The control circuits, responsible to change the characteristics of the power source when selected an specific processes, are also described.

Reactive filters were analysed to obtain a greater power factor.

Furthermore, the experimental results obtained in essays with the converter and with the welding processes, are shown.

CAPÍTULO I

1 - FONTES DE ENERGIA PARA SOLDAGEM.

INTRODUÇÃO.

Nos últimos anos a tecnologia da soldagem sofreu profundos avanços tecnológicos devido as crescentes exigências dos diferentes ramos industriais. Estes avanços ocorreram principalmente na qualidade da solda, produção e automação, exigindo que as fontes de energia para soldagem tivessem que sofrer mudanças radicais em suas concepções.

As fontes existentes atualmente no mercado possuem muitas limitações, sendo raras as vezes em que se pode utilizar processos de soldagens diferentes em uma mesma fonte. Assim sendo, quando se muda de processo de soldagem, é necessário, também, a troca da fonte.

Além disso, para pesquisa e estudo da soldagem é de fundamental importância que se altere certas características da fonte de soldagem, como, por exemplo, a resposta dinâmica. Dessa maneira pode-se verificar os efeitos da mesma sobre a solda. Contudo, são poucos os equipamentos destinados a soldagem que permitem ajuste dessas características.

1.1 - EVOLUÇÃO DAS FONTES DE ENERGIA.

As primeiras fontes de energia para soldagem a arco, os transformadores (Fig. 1), e os conversores rotativos (Fig. 2), foram por muitas décadas as únicas opções em equipamentos para soldagem a arco. Para o processo MIG/MAG, devido a exigência de corrente contínua, restava então apenas os conversores rotativos. Com o advento da eletrônica do estado sólido, surgiu então uma nova era para os equipamentos de soldagem. Assim, mediante o uso de diodos retificadores, foi possível obter a baixo custo a transformação direta da energia elétrica de corrente alternada para energia elétrica de corrente contínua .p

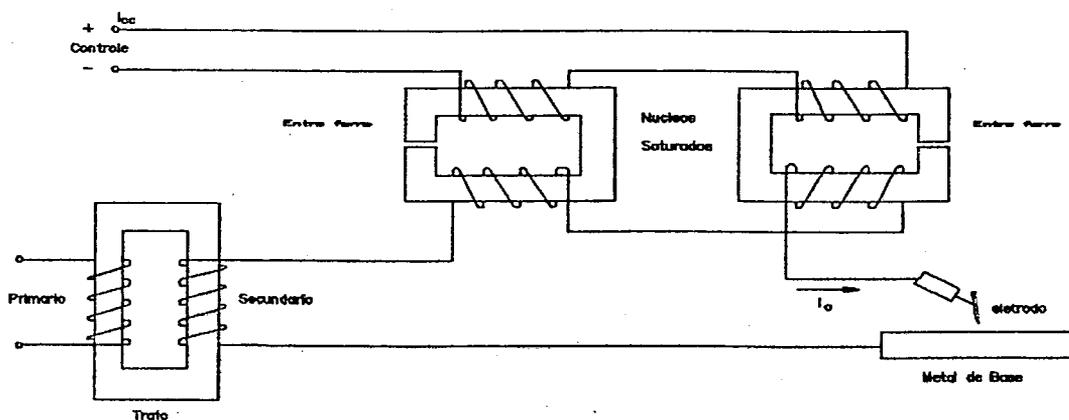


Fig. 1 - Transformador com ajuste de corrente por núcleo saturado.

A fig. 3 mostra um dos primeiros retificadores para soldagem com ajuste da corrente através de impedância variável e ajuste da tensão por atuação na relação de espiras no auto-transformador [1].

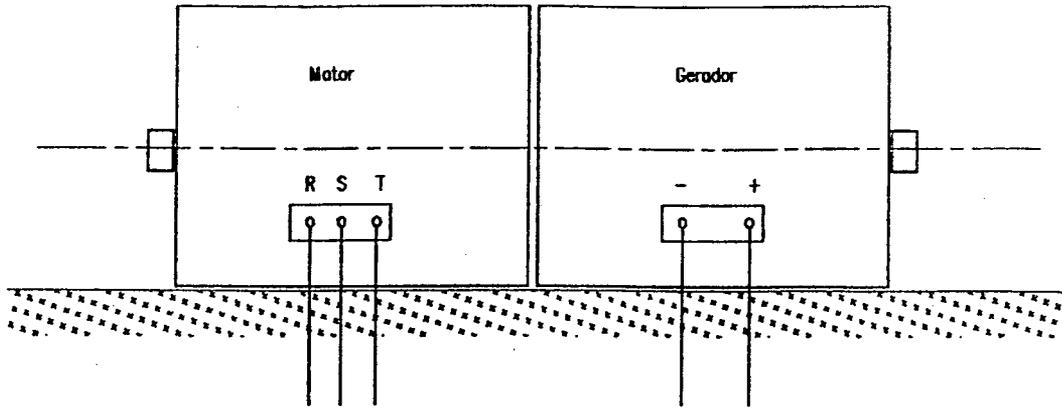


Fig. 2 - Grupo motor trifásico - Gerador CC monobloco acoplados no eixo.

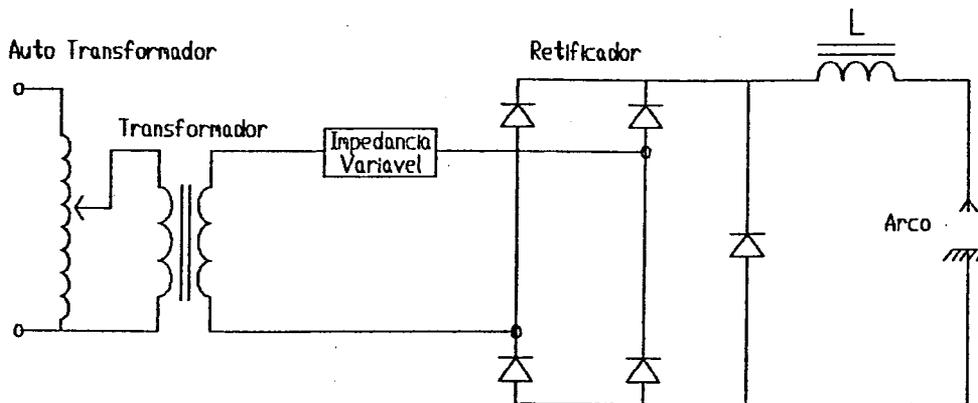


Fig. 3 - Conjunto transformador retificador monofásico.

A fig. 4 mostra a topologia interna de uma fonte de soldagem trifásica. O autotransformador é responsável pelo ajuste da tensão. O transformador isola a saída da fonte da rede de alimentação para garantir a segurança do operador. A ponte retificadora é composta por seis diodos ligados na configuração de ponte completa. Esta é responsável pela transformação da corrente alternada em corrente contínua. O indutor L, dependendo da característica de saída desejada, pode ser utilizado para oferecer uma característica de imposição de corrente, ou

simplesmente limitar a taxa de crescimento da corrente na soldagem com tensão constante.

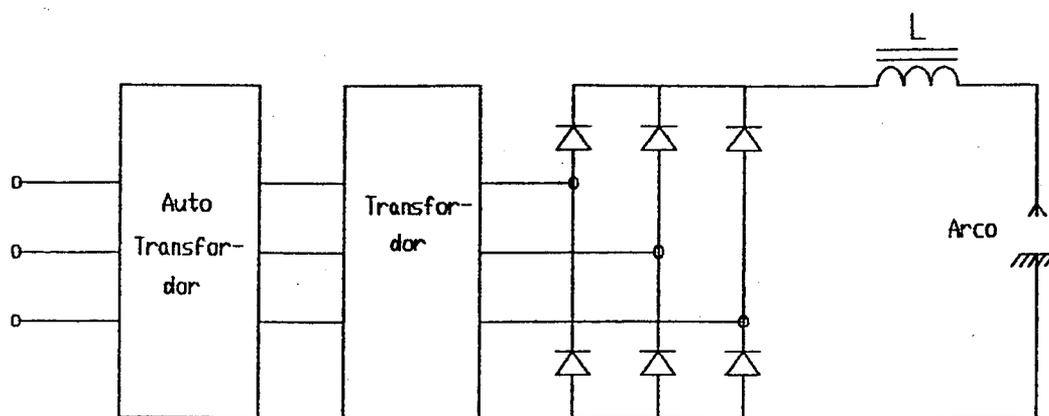


Fig. 4 - Fonte de energia trifásica para soldagem.

Através da utilização de tiristores para comandar a energia entregue pela ponte retificadora, foi possível, com menor custo e volume, ajustar a tensão ou corrente entregue ao arco. A fig. 5, apresenta uma estrutura de um retificador trifásico semi-controlado, onde são utilizados três diodos e três tiristores. Esta estrutura pode operar com característica estática de corrente ou de tensão constante [1].

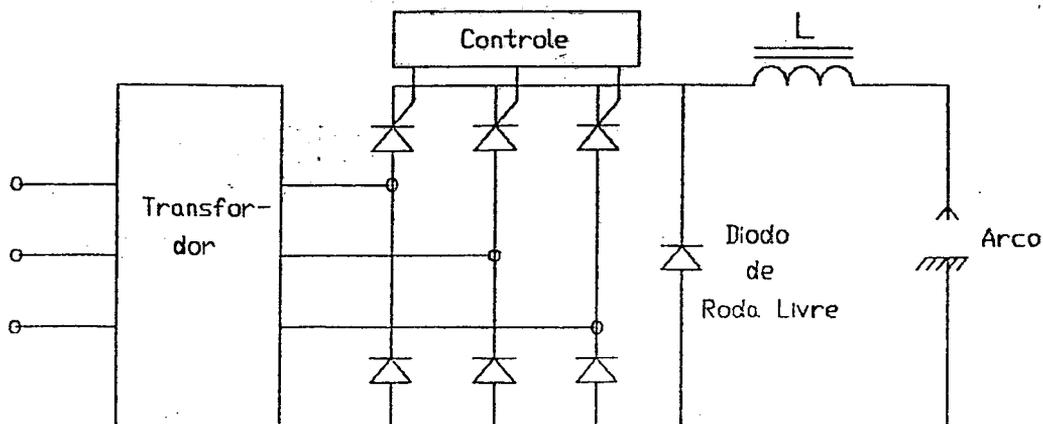


Fig. 5 - Retificador trifásico controlado a tiristores.

As fontes de energia de corrente pulsada surgiram com o objetivo de atender necessidades distintas do processo TIG e do MIG/MAG. No processo TIG a corrente pulsada é aplicada para se obter o controle da poça metálica independente da posição de soldagem. Além disso, com o ajuste adequado das variáveis que compõe a corrente pulsada, pode-se controlar a penetração e a largura da poça de forma independente, podendo-se otimizar a relação penetração/largura da poça. No processo MIG/MAG, a corrente pulsada é utilizada para se obter o controle da transferência metálica sem curto circuito, mesmo em soldagens com baixa quantidade de energia. Desta forma, é possível soldar chapas finas sem curto e soldar fora da posição plana.

As primeiras fontes de energia de corrente pulsada foram construídas a base de tiristores, porém devido ao tipo de topologia empregada, o ajuste da frequência de pulsação é bastante restrito, pois depende da frequência de alimentação do retificador controlado. Estas restrições deixaram de existir com o surgimento dos transistores de potência, o que marcou o início de uma nova era para as fontes de energia de soldagem.

As primeiras fontes transistorizadas eram do tipo analógico (Fig. 6). Devido aos transistores operarem na região linear, como em amplificadores de baixa potência, pode-se reproduzir qualquer tipo de sinal em sua saída, desde que sejam respeitados os limites máximos para o qual a fonte foi projetada. Assim sendo, pode-se obter todas as características dinâmicas para qualquer tipo de processo de soldagem.

A grande desvantagem apresentada pelas fontes

transistorizadas analógicas são as perdas de energia nos transistores, as quais podem atingir valores superiores a energia fornecida para soldagem.

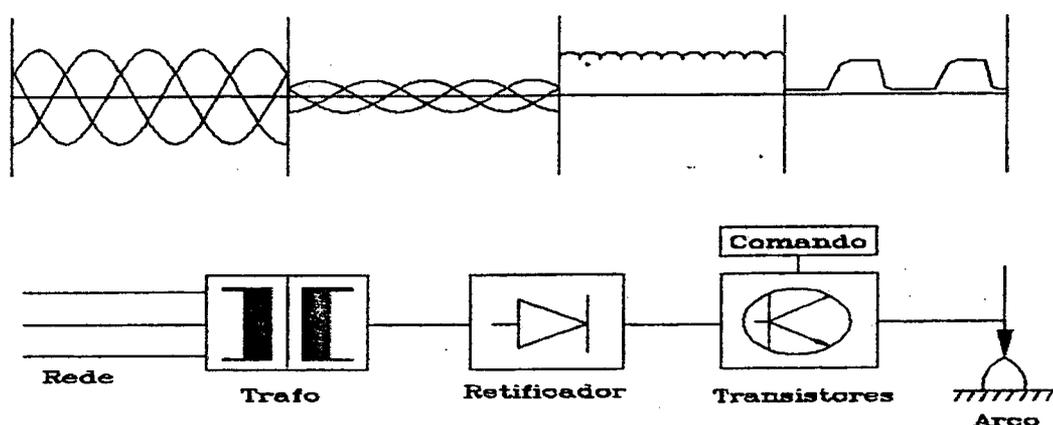


Fig. 6 - Diagrama de blocos de uma fonte de energia transistorizada analógica.

Após as fontes do tipo analógico, vieram as fontes do tipo chaveadas, que utilizam métodos e técnicas de eletrônica de potência, utilizando os transistores de forma semelhante a uma chave para controlar o fluxo de energia. Através destas técnicas as perdas foram bastante reduzidas, pois teoricamente quando o transistor está aberto, a corrente que passa pelo mesmo é zero, e quando está fechado, a tensão sobre seus terminais é igual a zero, resultando em perdas nulas. Entretanto, na prática, isso não acontece, pois quando ele está conduzindo existe uma determinada queda de tensão sobre o seus terminais (tensão de saturação) que provoca perdas em condução. Além disso, existe ainda as perdas devido a comutação dos transistores que aumentam com a frequência de operação dos mesmos. A fig. 7 apresenta um tipo de topologia empregada na construção de fontes de energia

para soldagem usando técnicas de chaveamento.

Esta topologia foi empregada no desenvolvimento de um protótipo de uma fonte de soldagem TIG pulsada para 100 A na UFSC. Este trabalho pioneiro no Brasil, foi resultado de uma dissertação de mestrado desenvolvida pelo Eng. Ildo Bet [2], em um convênio entre o Laboratório de Soldagem do Departamento de Eng. Mecânica e o Laboratório de Eletrônica de Potência do Departamento de Eng. Elétrica.

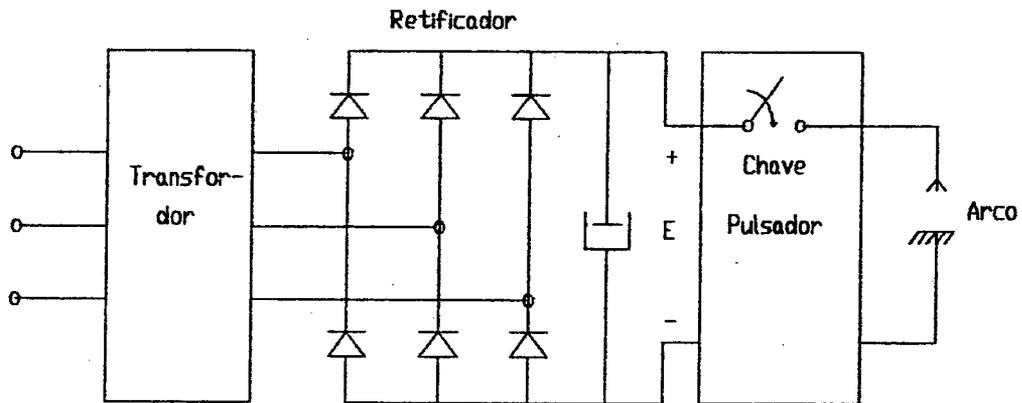


Fig. 7 - Retificador trifásico-pulsador.

As fontes de energia que empregam a eletrônica do estado sólido, até aqui descritas, só podem operar com uma única polaridade. Em certas aplicações, entretanto, é necessário a utilização de corrente alternada. As primeiras fontes de soldagem com capacidade de produzir corrente alternada utilizavam conversores a tiristores (Fig. 8), o que as tornavam bastante lentas, levando à soluções rudimentares quando se tentava melhorar a resposta dinâmica. Um desses casos pode ser verificado no artigo descrito por M. TOMISC e S. BARHORST [3] onde são relatados dados sobre a fonte de energia empregada na

soldagem do alumínio com o processo PLASMA. Com o desenvolvimento de transistores de potência mais rápidos nas comutações, posteriormente os MOSFET'S e os IGBT's, os conversores passaram a merecer maior destaque em aplicações para soldagem e, atualmente, são motivo de muitas pesquisas em todo o mundo.

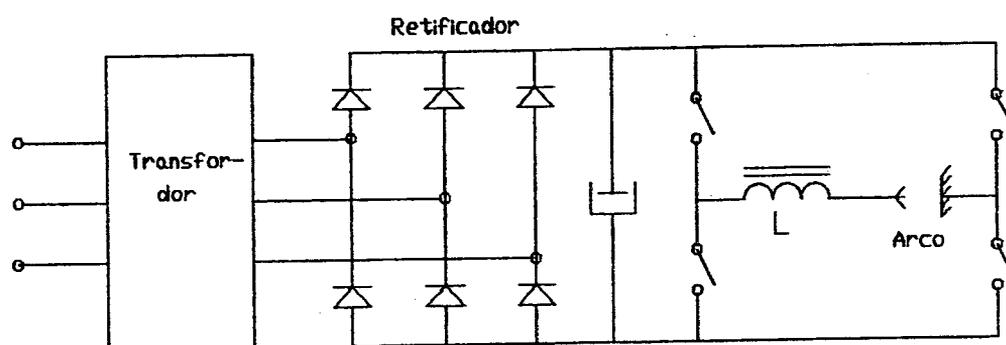


Fig. 8 - Retificador trifásico-inversor.

O mundo moderno busca a compactação, diminuição de peso e volume. Atualmente na soldagem, em determinadas aplicações isso também é desejável, assim sendo, as fontes chaveadas no primário (Fig. 9) tornam-se ideais nesses casos, devido a grande redução no tamanho e no volume do transformador. Um artigo escrito por T. RANKIN [4] apresenta as vantagens obtidas com o chaveamento no primário, onde descreve que, com esta técnica, a fonte de soldagem 300-A NEMA Classe 1 possui transformador de 5.4 kg, contra os 90.7 kg de um transformador operando na frequência convencional da rede.

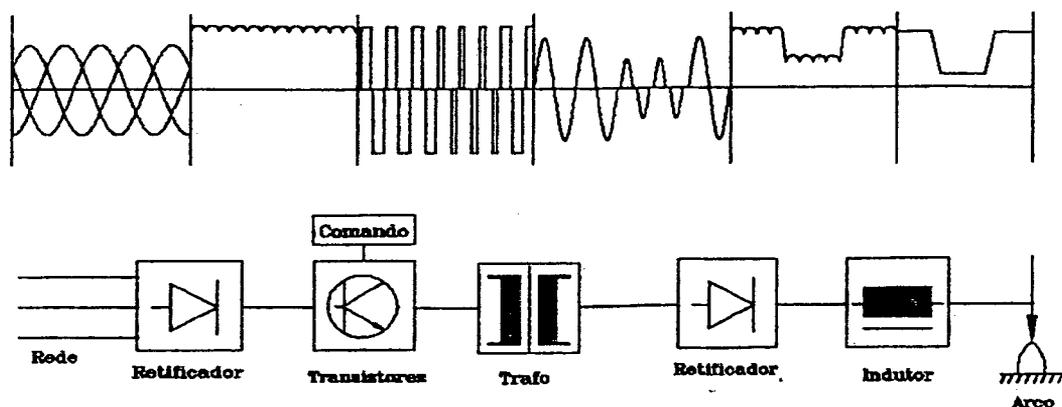


Fig. 9 - Fonte transistorizada chaveada no primário.

Porém, o domínio desta tecnologia reside na confecção do transformador, e é dominada por poucos grupos em todo o mundo, pois envolve conhecimentos de eletromagnetismo e disponibilidade de materiais especiais. Observa-se que, com o retificador na saída do transformador só se obtém correntes positivas no arco. Embora se domine a tecnologia do uso de cicloconversores à comutação natural para se usar após o transformador e se obter corrente alternada, com os tiristores atualmente disponíveis no mercado, limitar-se-ia a frequência de funcionamento da estrutura.

1.2 - OBJETIVOS.

O principal objetivo, o desenvolvimento da fonte de energia para soldagem multi-processo, como o próprio nome já evidencia, é reunir-se numa mesma fonte, todas as características necessárias para possibilitar sua utilização em vários processos de soldagem.

Para o primeiro protótipo desta fonte de energia, teve-se como meta, deixá-lo operando com os principais processos de soldagem (TIG, MIG/MAG, PLASMA e Eletrodo Revestido) em seus vários modos de operação.

Os principais motivos que levaram ao desenvolvimento desta fonte foram:

- não existência de fontes de soldagem no mercado com todas as características propostas,
- não existência de fabricantes, no Brasil, de fontes de energia para soldagem transitorizadas,
- desenvolver capacitação tecnológica,
- possibilitar a pesquisa fundamental da tecnologia da soldagem, pois o protótipo pode ser modificado e ajustado de acordo com as necessidades.

A escolha do conversor apresentado na fig. 10, foi realizada após a análise, feita no item 1.1, das principais topologias empregadas em fontes de soldagem, levando em consideração as características que a fonte deve produzir, para atender as necessidades individuais de cada processo, os quais a mesma está habilitada à operar.

Embora, a topologia apresentada não seja completamente inovadora, pois ela é bastante utilizada em acionamento elétrico de servo motores CC, o mérito do trabalho proposto está na utilização dessa estrutura em soldagem, onde são empregadas correntes na ordem dos 400 A, o que vai exigir um estudo profundo da comutação dos IGBT's (interruptor de potência

escolhido), circuitos de ajuda a comutação e circuitos de comando do IGBT.

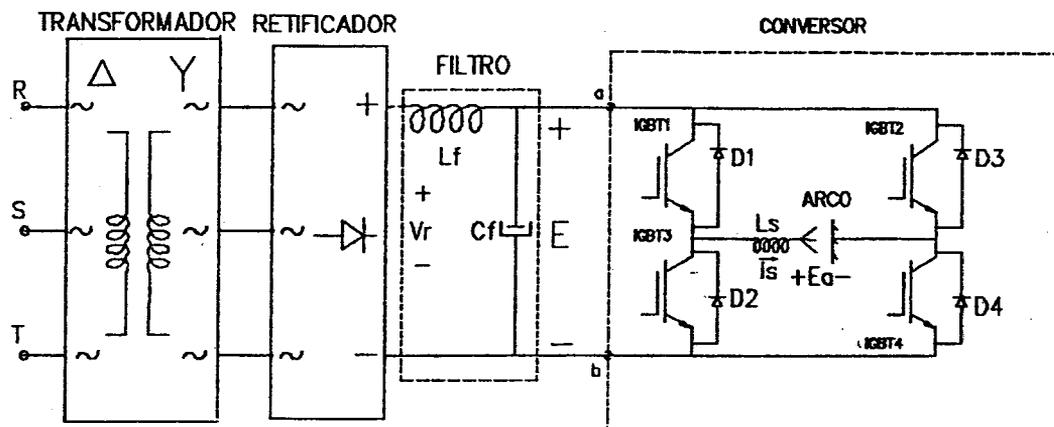


Fig. 10 - Diagrama de blocos da estrutura de potência proposta.

Além disso, os circuitos serão projetados considerando uma posterior informatização do controle da fonte. Na área de soldagem, como em qualquer outra, a informatização vem desempenhando um papel muito importante, tanto no que diz respeito a pesquisa do arco de soldagem, como no controle do próprio equipamento de soldagem.

Os equipamentos de soldagem informatizados simplificam a operação e reduzem a possibilidade de erros na escolhas das variáveis e parâmetros de soldagem. Além disso, permite que sejam implementadas tabelas que relacionam as variáveis e parâmetros fornecidos para soldagem com as variáveis de saída da fonte para uma determinada situação, o que seria praticamente impossível de ser obtido com os circuitos analógicos.

Outra grande vantagem dos equipamentos informatizados é a possibilidade de se armazenar as variáveis e parâmetros fornecidos durante a soldagem para uma posterior utilização.

CAPÍTULO II

CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO

INTRODUÇÃO

Como foi visto no capítulo anterior, antes do advento das fontes eletrônicas para soldagem a arco, as características dos equipamentos eram, quase que integralmente, função das características do transformador utilizado. Dessa maneira, não havia possibilidade de se adaptar a um equipamento processos com diferentes características físicas de arco.

Com o surgimento das fontes eletrônicas de energia, principalmente as transistorizadas, essa limitação deixou de existir, porque as características de saída das mesmas dependem essencialmente de como os interruptores são controlados. Isso possibilita que um mesmo equipamento, tanto comande o processo, controlando uma tensão previamente ajustada, como também pode impor a corrente.

As propriedades que hoje vem sendo exigidas das fontes de energia se referem, também, às características dinâmicas. Isto é, dependendo do processo de soldagem, elas influem marcadamente, sobre a transferência metálica, sobre o controle da poça de fusão e ainda sobre a ação de limpeza da camada óxida na peça e desgaste do eletrodo de tungstênio, no caso da soldagem TIG e plasma.

A seguir serão apresentados os principais processos de soldagem com os quais a fonte irá operar, procurando ressaltar as características dinâmicas e estáticas que cada um possui.

2.1- PROCESSO TIG/PLASMA.

Os processos TIG e PLASMA possuem características muito semelhantes, diferenciando-se basicamente no tipo de pistola utilizado, que são distintas no que se refere ao princípio de funcionamento. Entretanto, os dois processos possuem idênticas características dinâmicas e estáticas do arco. Desta forma uma fonte que opera com o processo TIG, também pode operar com o processo PLASMA.

As fontes de energia para o processo TIG/PLASMA devem operar com característica de imposição de corrente (Fig. 11), devido as necessidades físicas do arco. É utilizada tanto a corrente contínua, como a corrente alternada, ambas em regime estacionário ou em regime pulsado, cada qual indicada para uma determinada situação.

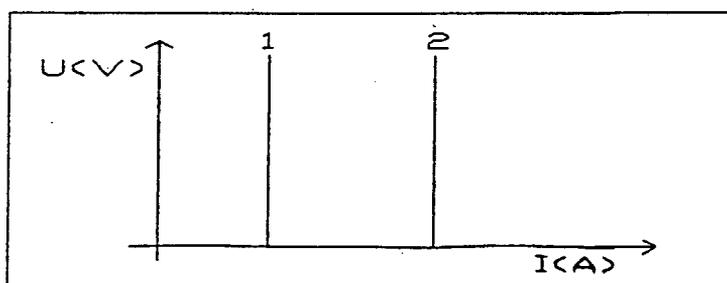


Fig. 11 - Característica estática de imposição de corrente.

2.1.1 - Imposição de corrente contínua.

A utilização de corrente contínua é a forma mais tradicional de se realizar soldagens com o TIG.

2.1.2 - Regime pulsado.

A corrente pulsada se caracteriza por possuir dois valores distintos de corrente, um valor superior (valor de pulso) durante um determinado tempo (tempo de pulso), e um valor inferior (valor de base) em outro (tempo de base), como está apresentado na fig. 12.

O regime pulsado, neste processo, também denominado de pulsação térmica, é aplicado principalmente na soldagem de chapas finas, porque durante o tempo de base a corrente é ajustada para possuir um valor pequeno, apenas suficiente para garantir a estabilidade do arco. Com isso, a quantidade de calor gerada é bastante pequena. Por outro lado, a corrente de pulso é ajustada de forma a gerar uma elevada quantidade de calor para garantir a penetração. Assim, pode-se obter a quantidade de calor desejada, ajustando-se adequadamente os valores das correntes e tempos de pulso e de base.

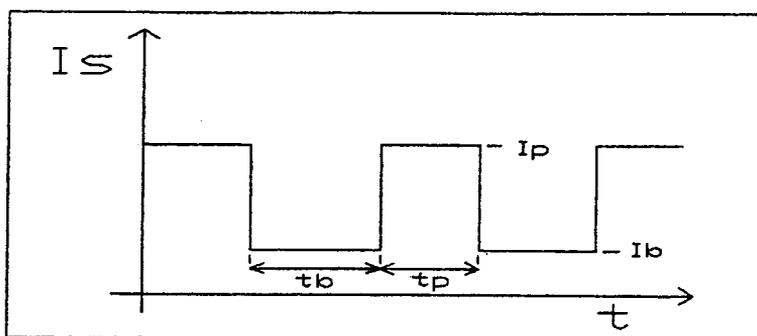


Fig. 12 - Imposição de corrente no domínio do tempo.

2.1.3 - Imposição de Corrente Alternada.

Neste modo de operação, a corrente torna-se positiva durante um determinado intervalo de tempo (tempo de eletrodo positivo) e negativa durante outro intervalo de tempo (tempo de eletrodo negativo), como é mostrado na fig. 13.

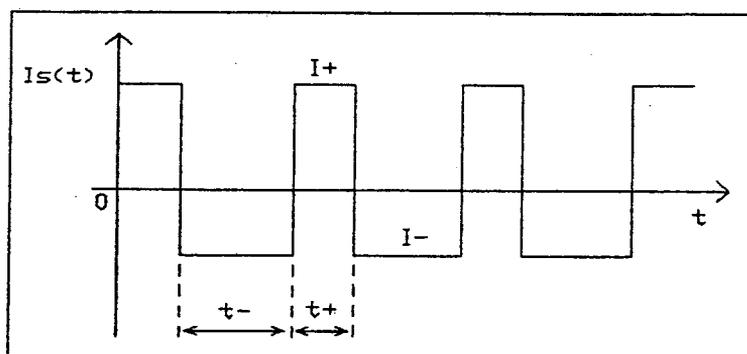


Fig. 13 - Imposição de corrente alternada.

A corrente alternada também pode possuir pulsos térmicos. Neste caso, a corrente é formada por dois sinais de frequências distintas, onde a combinação desses dois sinais resulta num

sinal com quatro valores de corrente e de tempo, como é mostrado na fig. 14.

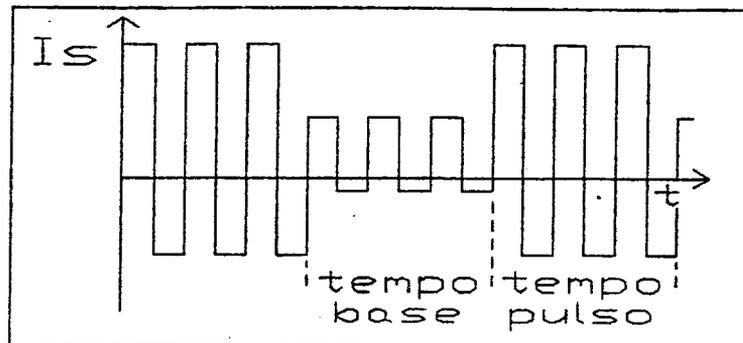


Fig. 14 - Imposição de corrente alternada com pulsos térmicos.

A corrente alternada é aplicada na soldagem TIG/PLASMA do alumínio para se obter um efeito de limpeza catódica do óxido e um desgaste não muito drástico do eletrodo [5]. A remoção da película óxida do alumínio se faz necessária porque esta se funde a uma temperatura superior a dele próprio. Na soldagem mais comumente utilizada, eletrodo negativo, consegue-se apenas a fusão do alumínio. Como a camada óxida permanece intacta não é possível se obter uma perfeita solubilização da peça que está sendo soldada. Por outro lado, utilizando-se polaridade positiva obtém-se a limpeza da camada óxida, porém ocorre um elevado desgaste do eletrodo. Esta forma, com a otimização das variáveis que definem a forma de onda da corrente alternada é possível se obter a limpeza da camada óxida com a minimização dos problemas e maximização dos benefícios obtidos com as duas polaridades.

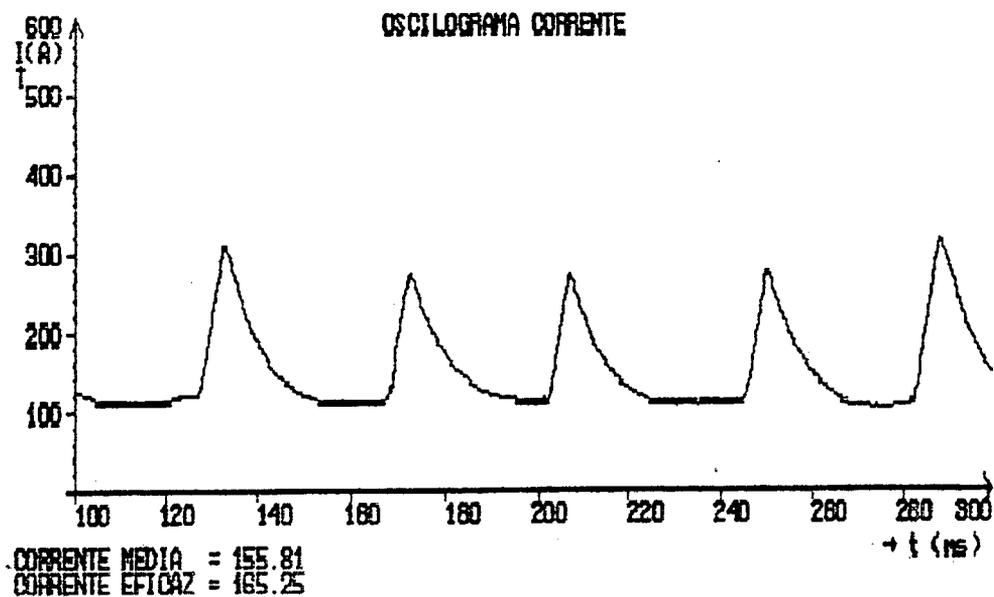
2.2 PROCESSO MIG/MAG.

Para o processo MIG/MAG a fonte pode operar tanto com característica de imposição de corrente, quanto com característica de tensão constante, ou ainda com ambas, dependendo do modo de controle do arco.

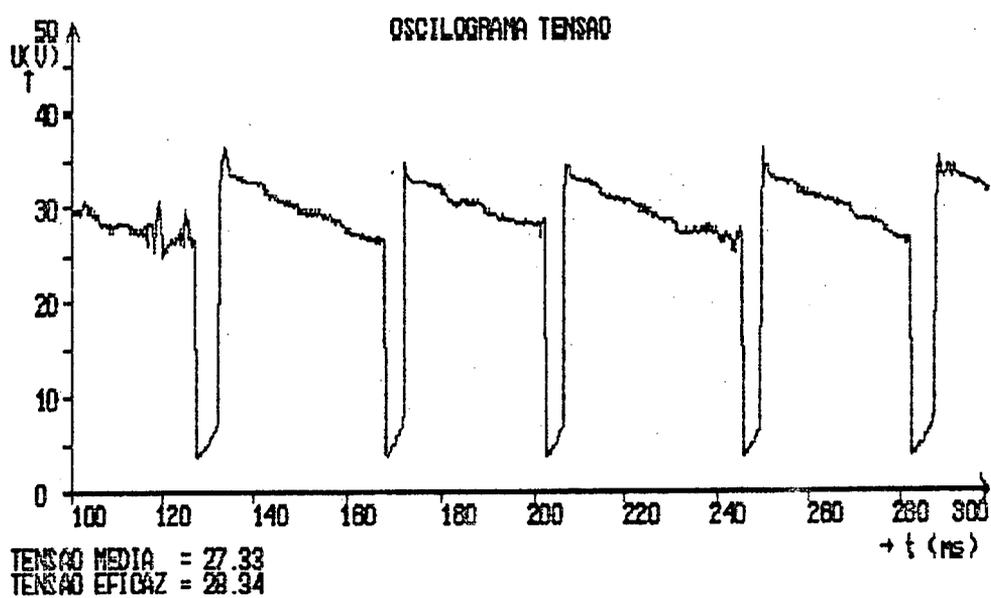
2.2.1 - Modo Tensão.

Esta é a forma mais convencional de se controlar o arco no processo MIG/MAG. Neste modo, a tensão do arco é controlada em termos médios e a corrente de soldagem torna-se uma variável dependente da velocidade de avanço do arame, (Fig. 15).

Devido ao tipo de controle, em soldagens com transferência por curto circuito, a tensão instantânea do arco flutua bastante, como também a corrente. Entretanto, na média obtém-se a tensão de referência ajustada. Esta flutuação é resultado de um desequilíbrio entre a velocidade de fusão e de alimentação do arame-eletrodo. Contudo, um equilíbrio médio é mantido, garantindo a estabilidade do arco.



a)



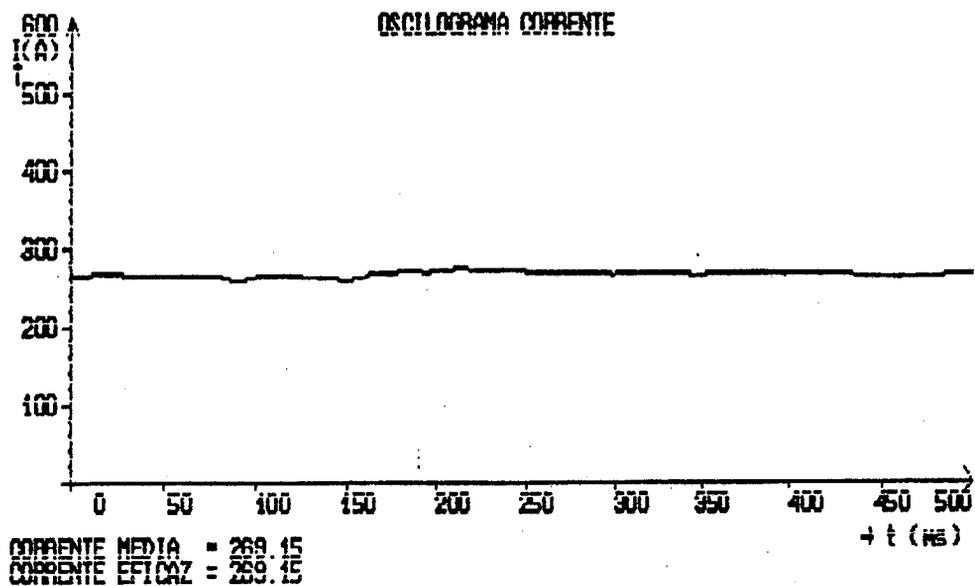
b)

Fig. 15 - Oscilogramas de soldagem com controle da tensão, com transferência por curto circuito.

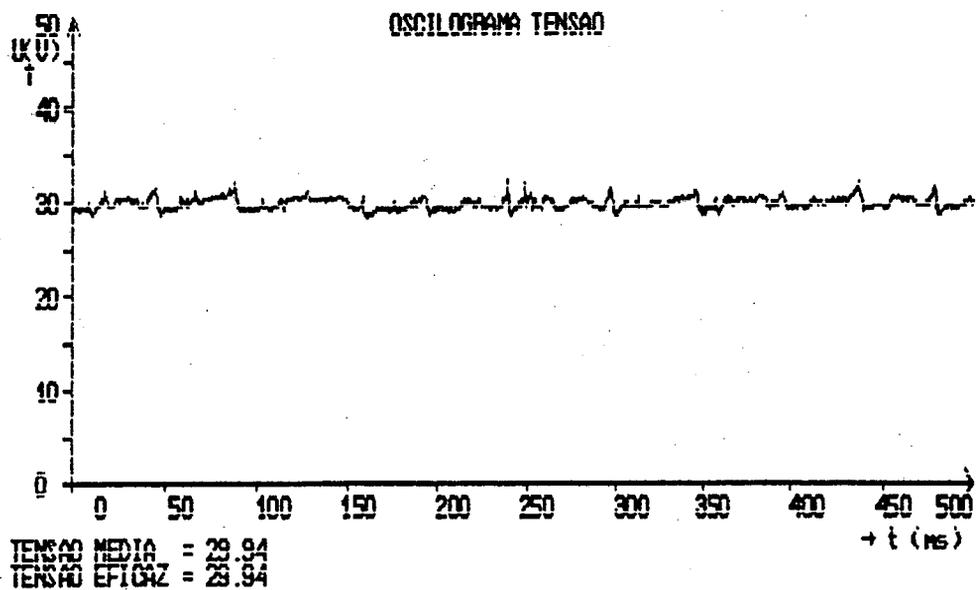
a) corrente do arco b) tensão do arco.

Na transferência por "spray", a tensão instantânea já não varia tanto, apenas apresentando pequenas elevações nos instantes do desprendimento das gotas. A fig. 16 mostra uma

soldagem com transferência por "spray", obtida somente com correntes elevadas, acima da corrente de transição.



a)



b)

Fig. 16 - Oscilogramas de soldagem com controle da tensão, com transferência por "spray".

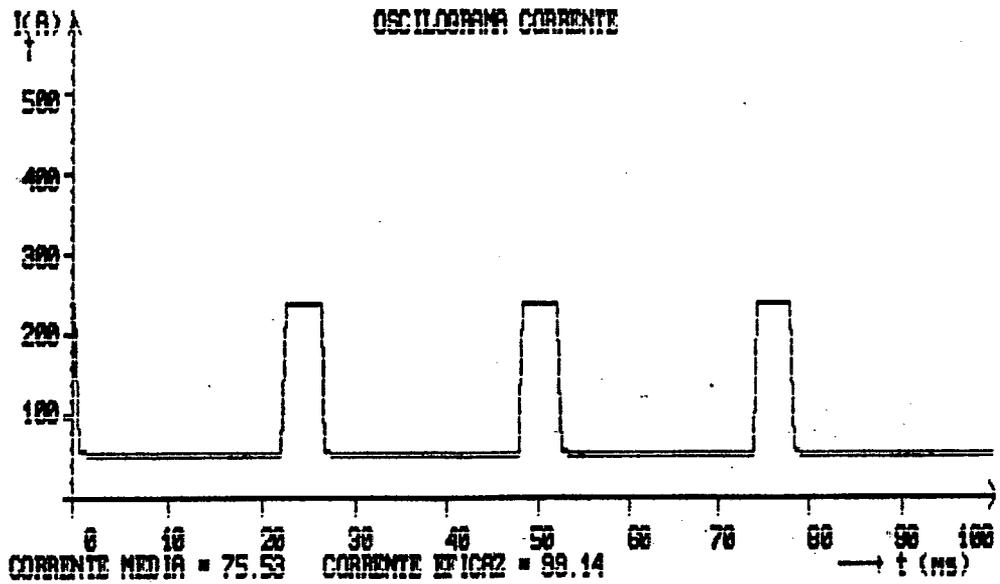
a) corrente do arco b) tensão do arco.

2.2.2 - Modo Corrente.

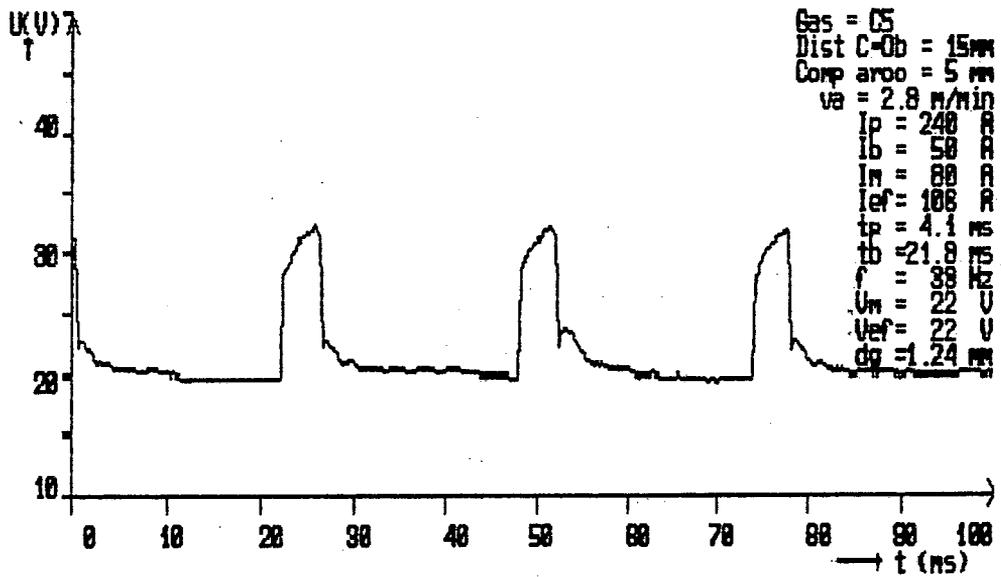
Neste modo, a corrente de soldagem é imposta e normalmente de forma pulsada. Neste caso, a corrente pulsada é utilizada para se obter uma transferência metálica sem curto circuito de maneira uniforme, de forma a se controlar com maior perfeição a penetração, com baixas quantidades de energia e ausência de salpicagens.

A fig. 17.a mostra o oscilograma da tensão do arco que é uma imagem da estabilidade do mesmo, uma vez que a tensão é a variável dependente. A corrente, que é a variável independente, se mantém inalterada, mesmo sob fortes distúrbios do arco (Fig. 17.b).

Contudo, neste modo de operação, devido a velocidade de avanço do arame ser dependente da corrente média, para se realizar uma soldagem estável, ou se escolhe o valor correto da velocidade do arame ou se utiliza um controle externo [6]. A escolha correta da velocidade de avanço do arame é bastante difícil de ser realizada por causa do grande número de parâmetros envolvidos, que são diferentes para cada situação de soldagem. Já a utilização de um controle externo para regular a velocidade de avanço, apresenta limitações dinâmicas, porque este atua sobre o motor que impulsiona o arame que em determinadas situações não consegue responder às variações do arco.



a)



b)

Fig. 17 - Oscilograma de soldagem com imposição de corrente,

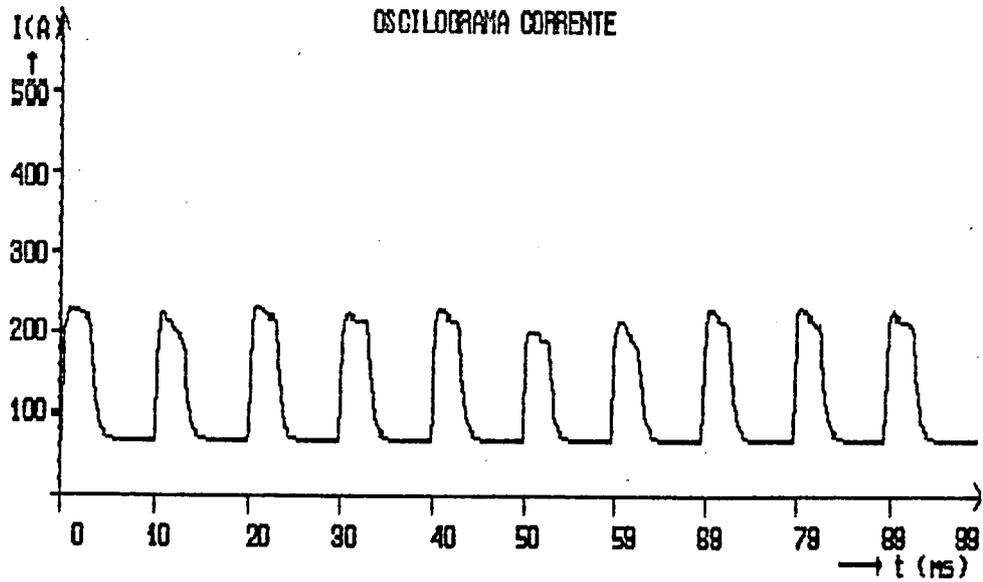
a) corrente do arco b) tensão do arco.

2.2.3 - Modo Misto.

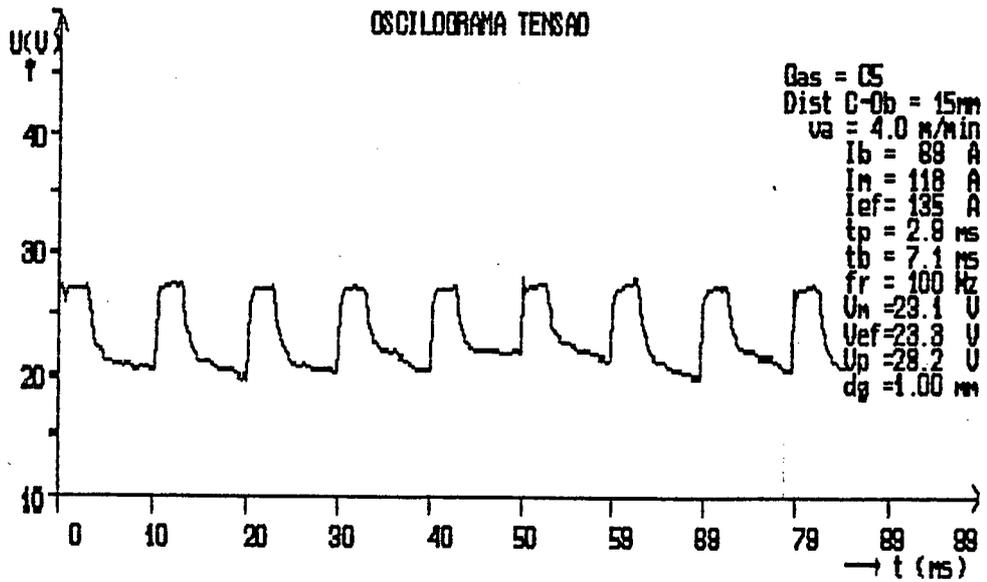
Neste modo de operação é imposta uma corrente durante um determinado tempo e é comandada a tensão em outro. Esta técnica de se controlar o arco é utilizada com o objetivo de se equilibrar a velocidade de avanço do arame com a de fusão, de forma a se obter a estabilidade do arco com os benefícios obtidos com a corrente pulsada.

Este equilíbrio ocorre devido a corrente média tornar-se independente do controle, ou seja, não ser mais imposta. Desta forma seu valor irá tender a um nível que equilibre a velocidade de alimentação com a de fusão do arame, semelhante ao que ocorre no processo convencional.

A fig. 18 ilustra uma soldagem realizada com este tipo de sistema.



a)



b)

Fig. 18 - Oscilograma de soldagem com processo misto,
 a) corrente do arco b) tensão do arco

2.3 ELETRODO REVESTIDO.

As soldagens realizadas com eletrodo revestido, na maioria das aplicações, é executada manualmente. Isto resulta na inevitável variação do comprimento do arco durante a soldagem, com a qual a queda de tensão no arco vai sofrer alterações também.

Se fosse utilizada uma fonte de tensão constante, dada a característica estática do arco (para o eletrodo sendo usado), uma pequena variação no comprimento do arco causaria uma sensível variação na corrente. Por isto são preferidas as fontes de corrente constante, com as quais o consumo do eletrodo resultante (quantidade de eletrodo fundido por unidade de tempo) que depende essencialmente da corrente, pode ser mantido constante.

Dependendo do tipo de eletrodo a usar, e das condições da junta a soldar (geometria e posição da mesma), pode ser necessário o uso de corrente contínua (com polaridade positiva ou negativa), ou corrente alternada [7].

CAPÍTULO III

REALIZAÇÃO DO PROTÓTIPO

INTRODUÇÃO.

Neste capítulo será realizado o estudo do conversor e dos princípios de funcionamento do mesmo.

Será apresentado ainda o estudo da comutação dos IGBT's e do circuito de ajuda à comutação.

Além disso, serão descritos os circuitos básicos para operação da fonte, como circuito de controle, de comando e de geração das referências de corrente e tensão.

3.1 - APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR.

Para atender as necessidades individuais de cada processo de soldagem, com os quais a fonte irá operar, foi escolhido o conversor apresentado na fig. 19

O conversor é constituído por quatro transistores IGBT's ligado na forma de "chopper" de quatro quadrantes, que tem a função de controlar a energia entregue ao arco, através do chaveamento dos IGBT's. As ordens de chaveamento são resultantes da técnica de modulação por valores extremos.

Para a análise, será considerado que o conversor é alimentado por uma fonte de tensão constante de valor E . O arco, representado na fig. 19, por sua vez será modelado como sendo uma resistência (R_a) em série com uma força eletromotriz (E_a).

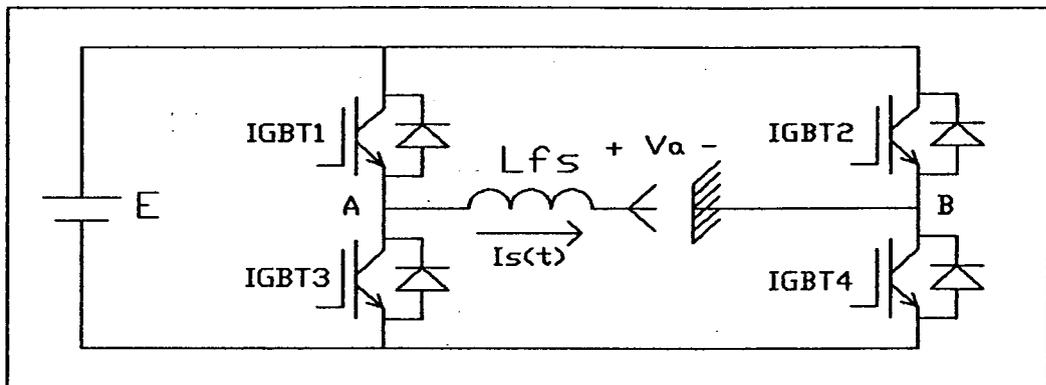


Fig. 19 - Conversor a base de IGBT's ("Chopper" de quatro quadrantes).

3.2 - TÉCNICA DE CHAVEAMENTO.

Para o controle da corrente ou tensão, as duas técnicas de modulação mais utilizadas são a modulação PWM (PULSED WIDTH MODULATION) e a por valores extremos de corrente [2,8,9].

A modulação PWM consiste em controlar uma variável, (corrente ou tensão), ajustando-se a razão cíclica do sinal de chaveamento, que é de frequência fixa. No caso deste projeto, a variável de maior interesse em se controlar é a corrente. Com isso, a razão cíclica determinaria o tempo em que um ou outro par de IGBT's deveriam ficar fechados, de modo a se obter na

saída a corrente ajustada como referência.

Entretanto na modulação PWM, a resposta dinâmica fica prejudicada, porque monitora-se a corrente através de seu valor médio e não do valor instantâneo.

Na modulação por valores extremos, monitora-se o valor instantâneo da corrente (I_s), atuando-se nos interruptores a fim de mantê-la entre um valor máximo (I_M) e um mínimo (I_m) em relação a um valor de referência (Fig. 20).

Com isso, quanto menor a diferença entre o valor máximo e mínimo da corrente, mais próxima a corrente I_s fica da sua referência.

Dos dois tipos de modulação, a modulação por valores extremos preenche melhor as necessidades exigidas para o projeto desta fonte, porque pode-se controlar com boa precisão a corrente de saída, com uma elevada resposta dinâmica. Além disso, como a saída é monitorada a cada instante, tem-se a garantia de que a corrente não irá ultrapassar os limites máximo e mínimo em torno da referência, protegendo-se desta forma os IGBT's.

Entretanto, na modulação por valores extremos, a necessidade de se obter um valor de saída bem próximo da referência, com uma resposta dinâmica elevada, obriga a que a frequência de comutação dos IGBT's seja elevada. Uma outra desvantagem é a necessidade da indutância de filtro de saída (L_f), que para elevadas correntes é de difícil confecção. Além disso tudo, quanto menor a ondulação da corrente (ΔI_s) (fig. 20), maior é a dificuldade de se implementar o circuito de

controle.

Isso acontece, porque a corrente real é convertida num sinal de tensão para o circuito de controle. Então, quando deseja-se um pequeno valor da ondulação da corrente, a ondulação do sinal de tensão torna-se pequeno também. Numa situação ideal (sem a presença de ruídos), o circuito de controle iria tratar o sinal de tensão, que representa a corrente real, de maneira a comandar os IGBT's corretamente, para que a corrente real seja igual a de referência. Contudo, na prática existem ruídos, e quando se trabalha com pequenas faixas de tensão, fica difícil para o circuito de controle diferenciar o sinal da ondulação da tensão dos ruídos que são injetados em todo o circuito. Dessa maneira os IGBT's acabam sendo comandados incorretamente.

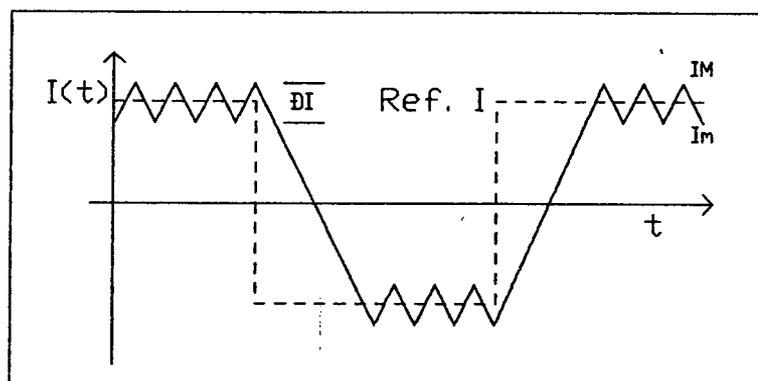


Fig. 20 - Detalhe da modulação por valores extremos.

Geralmente para se controlar a corrente de saída com modulação por valores extremos em conversores em ponte completa, as chaves (IGBT's) são comandadas aos pares (comando clássico). Neste protótipo foi utilizada uma técnica diferente para se comandar os IGBT's (comando alternado dos IGBT's), com o

objetivo de se reduzir a frequência de comutação (Item 3.3), mantendo-se o mesmo valor de ondulação da corrente e a mesma resposta dinâmica. Com o comando alternado, os IGBT's não mais são comandados aos pares, e sim um de cada vez.

A seguir tem-se um exemplo descritivo desses dois modos de comandar o conversor, onde para uma melhor visualização do caminho percorrido pela corrente I_s , os IGBT's 2 e 3 e os diodos D1 e D4 foram suprimidos, uma vez que para a situação analisada, com a corrente apenas em um sentido, os mesmo não são solicitados

3.2.1 - Comando clássico dos IGBT's.

a) - considerando-se que inicialmente os IGBT's 1 e 4 (Fig. 21.a) estão conduzindo a corrente I_s , quando esta atingir o limite superior (I_{Mc} , Fig. 22), o circuito de controle irá bloqueá-los e fechar os IGBT's 2 e 3. Entretanto, enquanto a corrente não mudar de sentido, esta irá circular através dos diodos 2 e 3 (Fig 21.b). Com isso uma tensão reversa será aplicada entre os pontos A e B, forçando a corrente a decrescer.

b) - quando a corrente I_c atingir o limite mínimo (I_{mc} ; Fig. 22), os IGBT's 1 e 4 serão fechados novamente (Fig. 21.a), aplicando uma tensão direta sobre os pontos A e B, bloqueando os diodos 2 e 3 e fazendo com que a corrente volte a crescer.

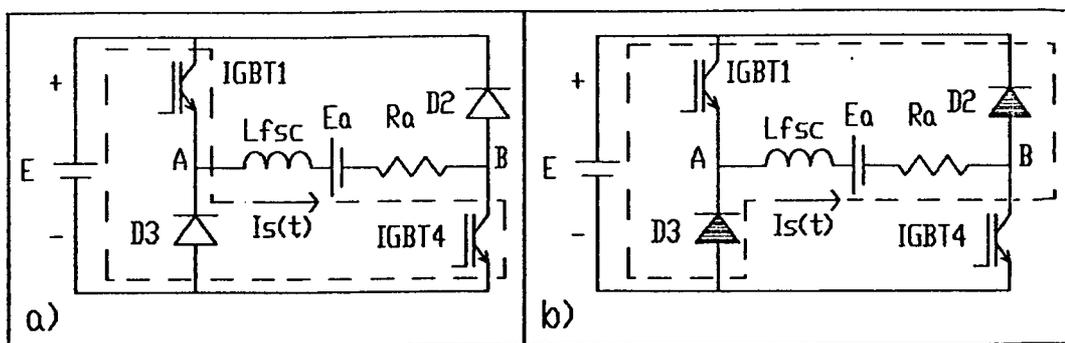


Fig. 21 - Etapas de funcionamento no modo clássico.

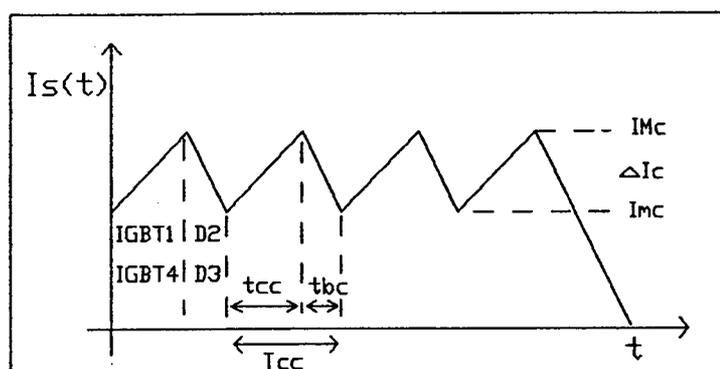


Fig. 22 - Detalhe da modulação por valores extremos, modo clássico.

Com isso, quando a corrente atingir novamente o limite superior, as seqüências a e b serão repetidas até que a corrente de referência seja alterada para um valor negativo, fazendo com que os IGBT's 2 e 3 e os diodos 1 e 4 controlem a corrente.

3.2.2 - Comando alternado dos IGBT's.

a) - considerando-se que os IGBT's 1 e 4 estão fechados (Fig. 23.a), quando a corrente I_s atingir o limite máximo I_{Ma}

(Fig. 24), os dois IGBT's deveriam ser abertos. Porém, o circuito de controle alternado abre apenas o IGBT 1. Desta forma, a corrente decresce em roda livre pelo IGBT 4 e pelo diodo D3 (Fig. 23.b),

b) - quando a corrente atingir o limite mínimo (I_{ma}), nova ordem de fechamento é enviada e o IGBT 1 é fechado (Fig. 23.c), desta forma a corrente volta a crescer através dos IGBT's 1 e 4,

c) - quando a corrente chegar ao limite superior, novamente, uma nova ordem de abertura é enviada, e desta vez o IGBT 4 é aberto, com isso a corrente passa a circular pelo IGBT 1 e o diodo D2 (Fig. 23.d),

d) - no momento que a corrente atingir o limite inferior, o IGBT 4 é fechado (Fig. 23.a), e as seqüências a,b,c e d são repetidas. Somente quando ocorrer uma transição, de um valor superior para um valor inferior, do modulo da corrente de referência é que os dois IGBT's serão abertos e os diodos D2 e D3 assumirão a corrente I_s (Fig. 23.e), da mesma forma que ocorre no modo clássico. Desta maneira, sobre o arco e a indutância de filtro de saída L_{fsa} é aplicada uma tensão negativa, aumentando a taxa de decréscimo da corrente.

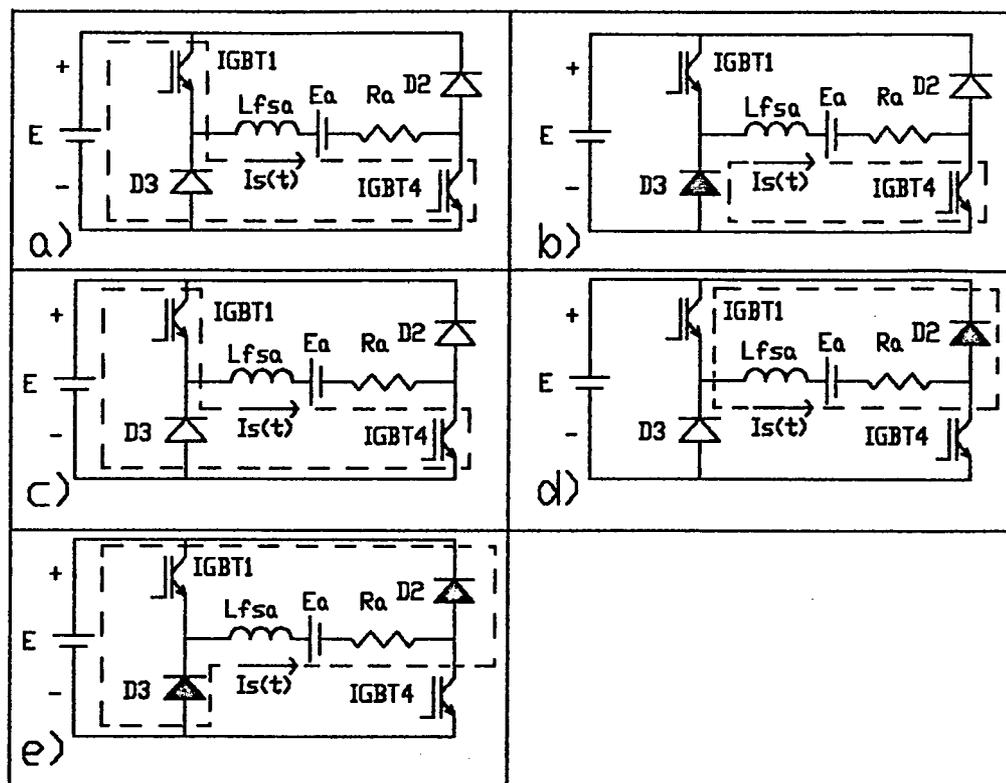


Fig. 23 - Etapas de funcionamento do conversor, com modulação por valores extremos, no modo de controle alternado.

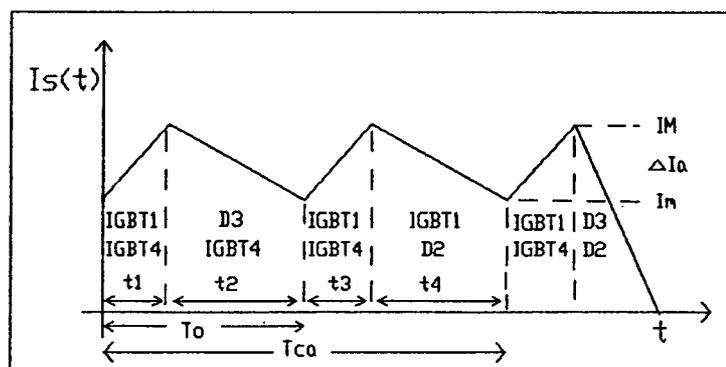


Fig. 24 - Detalhe da modulação por valores extremos, modo alternado de comando dos IGBT's.

3.2.3 - Análise das Perdas em Condução.

Ainda resta saber, se as perdas em condução nos IGBT's e nos diodos, com o comando alternado dos IGBT's, se alteraram em relação ao comando clássico.

Para simplificar a análise, a resistência do arco (R_a) será desprezada.

a) Comando Clássico.

O tempo de condução dos IGBT's (eq. 1) ocorre durante o tempo t_{cc} (Fig. 22). Este é obtido na 1ª etapa de funcionamento (Fig. 21.a).

$$t_{cc} = L_{fsc} * \Delta I_c / (E - E_a) \quad (1)$$

onde:

ΔI_c = Ondulação da corrente com o comando clássico dos IGBT's.

L_{fsc} = Indutância de filtro de saída no modo clássico.

O tempo de condução do diodo (eq. 2) ocorre durante o tempo t_{bc} (Fig. 22). Este é obtido na 2ª etapa de funcionamento (Fig. 21.b).

$$t_{bc} = L_{fsc} * \Delta I_c / (E + E_a) \quad (2)$$

Definindo-se:

$$f_{cc} = 1 / T_{cc} = 1 / (t_{cc} + t_{bc}) \quad (3)$$

Perdas no IGBT (P_{IC}):

$$P_{IC} = I_s * V_{sat} * t_{cc} * f_{cc} \quad (4)$$

Com isso, tem-se :

$$P_{Ic} = I_s * V_{sat} * (E + E_a) / (2 * E) \quad (5)$$

onde:

V_{sat} - tensão de saturação do IGBT em condução.

Perdas no DIODO (P_{Dc}):

$$P_{Dc} = I_s * V_{fo} * t_{bc} * f_{cc} \quad (6)$$

Com isso, tem-se :

$$P_{Dc} = I_s * V_{fo} * (E - E_a) / (2 * E) \quad (7)$$

onde :

V_{fo} - queda de tensão do diodo em condução.

b) Comando alternado dos IGBT's:

O tempo de condução do IGBT (eq. 8) ocorre durante as etapas 1, 2 e 3 (Fig. 24).

$$t_{ca} = t_1 + t_2 + t_3 \quad (8)$$

Os tempos t_1 e t_3 (eq. 9) são iguais, obtidos das etapas 1 e 3.

$$t_1 = t_3 = L_{fsa} \Delta I_a / (E - E_a) \quad (9)$$

onde:

ΔI_a = Ondulação da corrente com o comando alternado dos IGBT's.

L_{fsa} = Indutância de filtro de saída com o comando alternado.

E , t_2 e t_4 (eq. 10) também, são iguais, obtidos das

etapas 2 e 4.

$$t_2 = t_4 = L_{fsa} \Delta I_a / E_a \quad (10)$$

Com isso, tem-se:

$$t_{ca} = L_{fsa} * \Delta I_a * (E + E_a) / ((E - E_a) * E_a) \quad (11)$$

O tempo de condução do diodo (eq 10) é igual ao tempo t_4 .

Definindo-se:

$$f_{ca} = 1 / T_{ca} = 1 / (t_{ca} + t_4) \quad (12)$$

Perdas no IGBT (P_{Ia}):

$$P_{Ia} = I_s * V_{sat} * t_{ca} * f_{ca} \quad (13)$$

Com isso, tem-se :

$$P_{Ia} = I_s * V_{sat} * (E + E_a) / (2 * E) \quad (14)$$

Perdas no DIODO (P_{Da}):

$$P_{Da} = I_s * V_{fo} * t_4 * f_{cc} \quad (15)$$

Com isso, tem-se :

$$P_{Da} = I_s * V_{fo} * (E - E_a) / (2 * E) \quad (16)$$

Como pode-se notar as equações das perdas em condução nos dois casos (clássico e alternado), nos IGBT's e nos Diodos são iguais, e independente da indutância L_{fs} e do ΔI_c , estando relacionada apenas com a tensão de alimentação e a tensão do arco.

3.3 - FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO.

A modulação por valores extremos se caracteriza por operar com frequência e razão cíclica variáveis. Por outro lado os IGBT's, apesar de serem bastante rápidos possuem limitações físicas que restringem a frequência máxima de operação.

Com o comando alternado dos IGBT's, a frequência de comutação torna-se a metade da frequência da ondulação da corrente I_s que é a corrente de soldagem.

A frequência de ondulação da corrente I_s no comando alternado (Fig. 24) é obtida resolvendo-se as equações diferenciais que representam o circuito durante o período T .

No intervalo t_1 , os IGBT's 1 e 4 estão fechados (Fig. 23.a) e sobre os pontos A e B é aplicado a tensão E da fonte de alimentação. A eq. 17 define o comportamento do circuito neste intervalo.

$$E - E_a - L_{fsa} \frac{d i_s(t)}{dt} - R_a i_s(t) = 0 \quad (17)$$

Resolvendo-se esta equação, obtém-se:

$$i_s(t) = \{ I_{ma} - (E - E_a)/R_a \} e^{-\delta_a t} + (E - E_a)/R_a \quad (18)$$

$$\text{para: } 0 < t < t_1$$

$$\text{onde: } \delta_a = R_a/L_{fsa}$$

No intervalo t_2 , o IGBT1 e o diodo D2 conduzem a corrente I_s (Fig. 23.b). A eq. 19 define o comportamento do circuito neste intervalo.

$$E_a + L \frac{d i_s(t)}{dt} + R_a i_s(t) = 0 \quad (19)$$

Resolvendo-se esta equação, obtém-se:

$$i_s(t) = (I_{Ma} + E_a/R_a) e^{-\delta a t} - E_a/R_a \quad (20)$$

$$\text{para: } 0 < t < t_2$$

$$\text{onde: } t_2 = T_o - t_1$$

Com isso, pela eq. 18, para $i_s(t_1) = I_{Ma}$, obtém-se:

$$I_{Ma} = I_{Ma} e^{-\delta a t_1} + (1 - e^{-\delta a t_1})(E - E_a)/R_a \quad (21)$$

E pela eq. 20, para $i_s(t_2) = I_{Ma}$, obtém-se:

$$I_{Ma} = I_{Ma} e^{-\delta a (T_o - t_1)} - (1 - e^{-\delta a (T_o - t_1)})E/R_a \quad (22)$$

Para determinação de I_{Ma} (eq. 23) substitui-se a eq. 22 na eq. 21.

$$I_{Ma} = \frac{E}{R_a} \frac{(1 - e^{-\delta a t_1})}{(1 - e^{-\delta a T_o})} + \frac{E_a}{R_a} \quad (23)$$

Para determinação de I_{ma} (eq. 24) substitui-se a eq. 21 na eq. 22.

$$I_{ma} = \frac{E}{R_a} \frac{e^{-\delta a (T - t_1)} - e^{-\delta a t_1}}{(1 - e^{-\delta a T_o})} - \frac{E_a}{R_a} \quad (24)$$

Definindo-se a ondulação da corrente (δI_a) como :

$$\delta I_a = I_{Ma} - i_{ma} \quad (25)$$

Obtém-se:

$$\Delta I_a = \frac{E}{R_a} \frac{(1 - e^{-\delta a t_1}) (1 - e^{-\delta a (T_o - t_1)})}{(1 - e^{-\delta a T_o})} \quad (26)$$

Considerando-se :

$$t_1, T_o - t_1 \gg 1/\delta a$$

Tem-se:

$$\Delta I_a = E t_1 (T_o - t_1) / (L_{fsa} T_o) \quad (27)$$

Definindo-se a razão cíclica R como t_1/T_o , tem-se:

$$\Delta I_a = E R (1 - R) T_o / L_{fsa} \quad (28)$$

A frequência de ondulação f_{oa} é definida como:

$$f_{oa} = 1/T_o \quad (29)$$

Já a frequência de comutação f_{ca} é definida como:

$$f_{ca} = f_{oa}/2 \quad (30)$$

Desta forma a frequência de comutação fica definida como:

$$f_{ca} = E R (1 - R) / (2 \Delta I_a L_{fsa}) \quad (31)$$

O valor máximo da frequência de comutação (f_{cmax}) ocorre para $R = 0.5$, com isso:

$$f_{cmax} = E / (8 \Delta I_a L_{fsa}) \quad (32)$$

A frequência de comutação máxima depende da tensão de alimentação do conversor, da indutância (L_{fsa}) e da ondulação da corrente I_s (ΔI_a).

Para o comando clássico, resolvendo-se as equações para as duas etapas (Fig. 21) da mesma maneira que foi resolvida para o comando alternado dos IGBT's, obtém-se a eq. 33 que define o

valor da ondulação da corrente I_s (ΔI_c).

$$\Delta I_c = \frac{2E}{R_a} \frac{(1 - e^{-\delta_c t_{cc}}) (1 - e^{-\delta_c (T_{cc} - t_{cc})})}{(1 - e^{-\delta_c T_{cc}})} \quad (33)$$

onde: $\delta_c = R_a / L_{fsc}$

Resolvendo-se a eq. 33 considerando-se:

$$t_{cc}, T_{cc} - t_{cc} \gg 1/\delta_c$$

Obtém-se a eq. 34 que define a frequência de ondulação (f_{oc}) da corrente I_s com o comando clássico.

$$f_{oc} = 2 E R (1 - R) / (\Delta I_c L_{fsc}) \quad (34)$$

No comando clássico a frequência de comutação (f_{cc}) é igual a de ondulação da corrente. Assim sendo a frequência máxima de comutação ocorre para uma razão cíclica $R = 0.5$ (eq. 35).

$$f_{ccmax} = E / (2 \Delta I_c L_{fsc}) \quad (35)$$

Para efeito de comparação, tornando-se $L_{fsc} = L_{fsc}$ e $\Delta I_a = \Delta I_c$, através da divisão da eq. 32 pela eq. 35, obtém-se como resultado a eq. 36.

$$f_{camax} = f_{ccmax}/4 \quad (36)$$

Como pode-se observar através da eq. 36, com o comando alternado dos IGBT's, obtém-se uma redução de quatro vezes no valor da frequência de comutação, em relação a frequência obtida com o comando clássico dos IGBT's.

Entretanto, se for mantida a mesma frequência de ondulação nos dois casos, com o comando alternado dos IGBT's a frequência de comutação e o produto $\Delta I \cdot L_{fs}$ torna-se a metade

do obtido com o comando clássico. Ainda ser for mantido o mesmo DI tem-se uma indutância duas vezes menor, o que significa menor custo, volume, peso e perdas.

3.4 PERDAS NA COMUTAÇÃO

Embora os IGBT's sejam bastante rápidos, as perdas na comutação devem ser consideradas, pois a corrente e a tensão são muito altas, o que se constitui no principal fator limitante da frequência de comutação.

Estas perdas ocorrem na abertura (bloqueio) dos IGBT's e no fechamento (entrada em condução) [10, 11, 12, 13, 14].

Devido a simetria de funcionamento de ambos os braços do conversor (Fig. 25), o estudo da comutação será realizado para um único braço, onde a carga entre os pontos A e B será modelada como uma fonte de corrente de valor I_s .

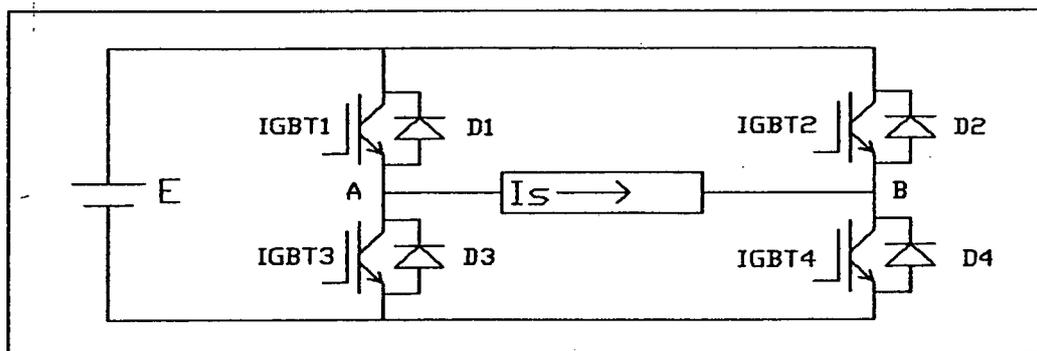


Fig. 25 - Modelo equivalente para análise da comutação.

3.4.1 Estudo da comutação

Inicialmente será realizado um estudo da comutação para uma situação mais próxima da ideal, onde não serão considerados fatores como corrente de recuperação dos diodos, nem as indutâncias parasitas.

a) Perdas no bloqueio do IGBT.

Para a análise das perdas no bloqueio do IGBT (P_b), será considerado que o IGBT1 está conduzindo a corrente I_s (Fig. 26.a). Quando este é comandado a bloquear, a tensão sobre seus terminais (V_{T1}) cresce até E (Fig. 27). Nesse momento o diodo D3 é polarizado (Fig. 26.b) e a corrente i_l através do IGBT1 começa a decrescer. Enquanto, isso o IGBT1 fica submetido a tensão E . Os tempos de crescimento da tensão (t_{rv}) e decréscimo da corrente (t_{fi}) são impostos pelos IGBT's.

A fig. 27 apresenta a forma de onda das variáveis i_l , V_{T1} e P_b .

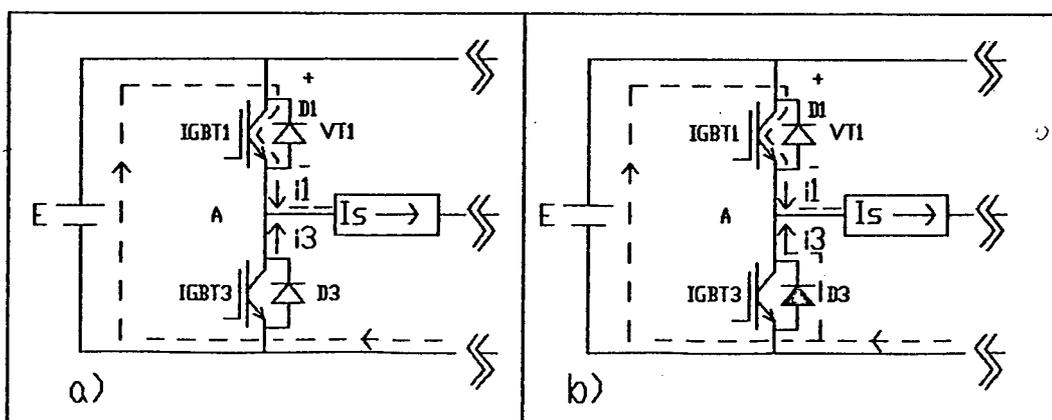


Fig. 26 - Etapas de funcionamento no bloqueio.

A perda em um IGBT é fornecida pela eq. 37. Como normalmente trv é muito menor que t_{fi} , a parcela de perdas causadas por trv normalmente são desprezadas.

$$P_b = \frac{1}{2} * E * I_s * (t_{fi} + trv) * f \quad (37)$$

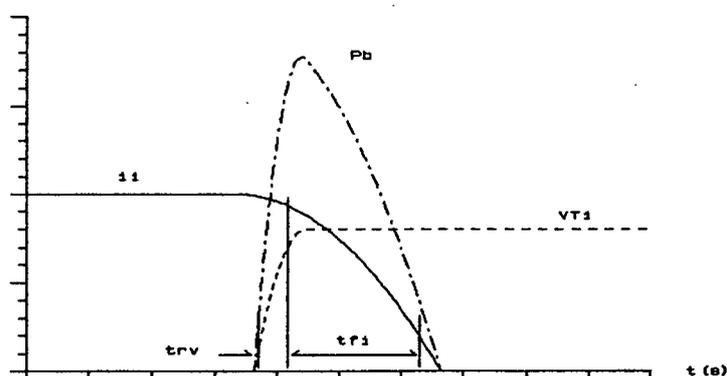


Fig. 27 - Formas de onda de i_1 , V_{T1} , P_b .

b) Perdas no fechamento do IGBT.

Neste caso, o diodo D_3 está conduzindo a corrente I_s (Fig. 28.a), quando é enviada a ordem de fechamento para o IGBT 1. A partir deste momento, a corrente no IGBT1 (i_1) começa a crescer e a corrente (i_3) em D_3 a decrescer (Fig. 27.b). Enquanto a corrente i_3 decresce, D_3 permanece conduzindo, ficando o IGBT1 submetido a tensão E da fonte. No momento que a corrente no IGBT1 chegar a I_s , D_3 bloqueia e a tensão sobre o IGBT1 começa a decrescer até zero numa taxa igual a t_{fv} . Os tempos de crescimento da corrente (t_{ri}) e decrescimento da tensão (t_{fv}) são impostos pelos IGBT's. A fig. 29 mostra a forma de onda das variáveis i_1 , V_{T1} e P_f .

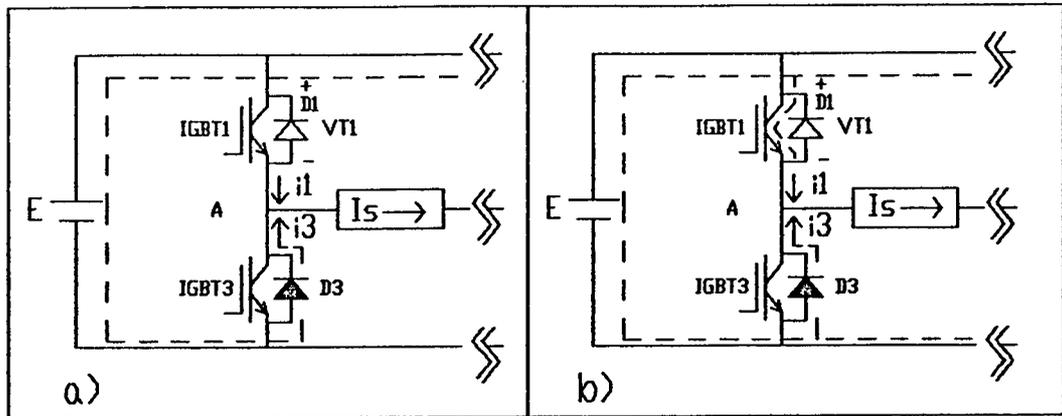


Fig. 28 - Etapas de Funcionamento na entrada em condução

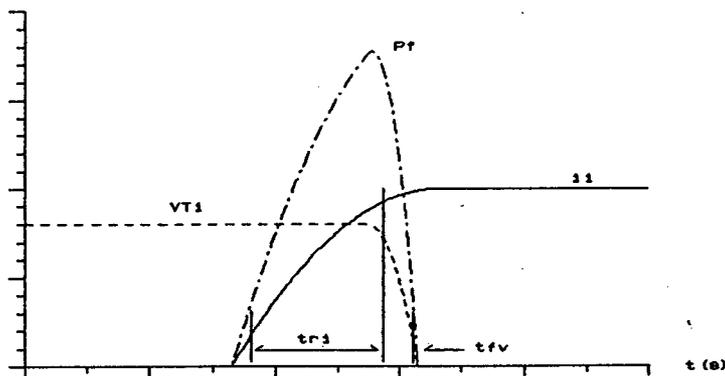


Fig. 29 - Formas de onda de i_1 , V_{T1} , P_f .

As perdas devido ao fechamento são fornecidas pela eq. 38. Como t_{fv} é bem menor que t_{ri} as perdas relacionadas a t_{fv} podem ser desprezadas.

$$P_f = \frac{1}{2} * E * I_s * (t_{ri} + t_{fv}) * f \tag{38}$$

Com isso, as perdas totais nos IGBT's devido a comutação são dadas pela eq. 39.

$$P_{cti} = \frac{1}{2} * E * I_s * (t_{fi} + t_{ri}) * f \tag{39}$$

Além das perdas nos IGBT's devido a comutação, na prática, as indutâncias parasitas dos fios, conexões, componentes, ... etc, acabam provocando sobretensões nos IGBT's. As sobretensões, além de aumentar ainda mais as perdas nos IGBT's durante a comutação, podem ser destrutivas.

Para o IGBT1 conduzindo a corrente I_s , considerando-se as indutâncias parasitas (l_p) (Fig. 30), no momento do bloqueio do IGBT1 aparece uma sobre-tensão V_p (eq. 40) nos seus terminais (Fig. 31).

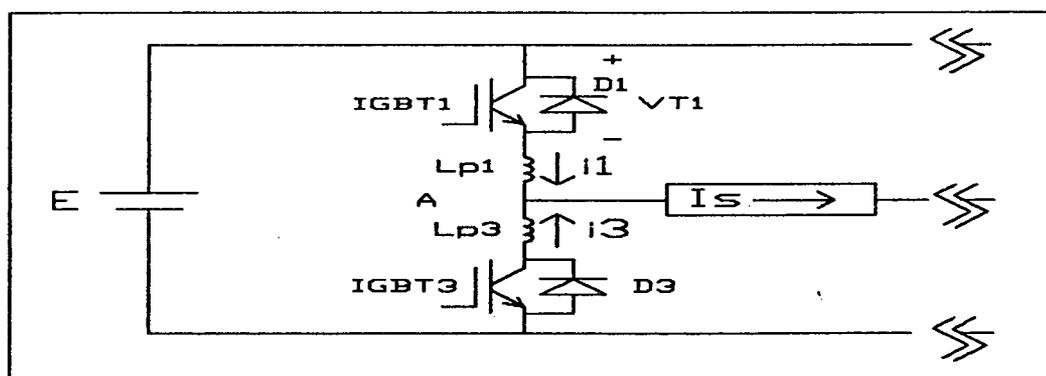


Fig. 30 - Braço do conversor com suas indutâncias equivalentes.

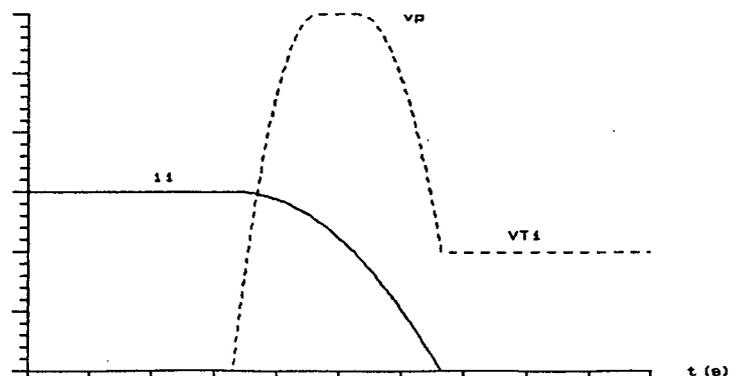


Fig. 31 - Pico de tensão causado pelas indutâncias parasitas.

$$V_p = E - (l_{p1} + l_{p3}) * \frac{d i_l(t)}{dt} \quad (40)$$

3.4.2 - Perdas com circuito de ajuda à comutação.

Como foi visto existe a necessidade de se atenuar os picos de tensão causados pelas indutâncias parasitas, bem como reduzir as perdas de comutação nos IGBT's. A solução encontrada para isso é a utilização de circuitos de ajuda à comutação. A seguir será analisado o circuito de ajuda à comutação clássico e o grameador [11].

a) Circuito Grampeador.

A fig. 32 mostra o circuito grameador para um braço do conversor. Onde C1, r1 e D1 formam o circuito grameador para o IGBT1 e C3, r3, D3 para o IGBT3.

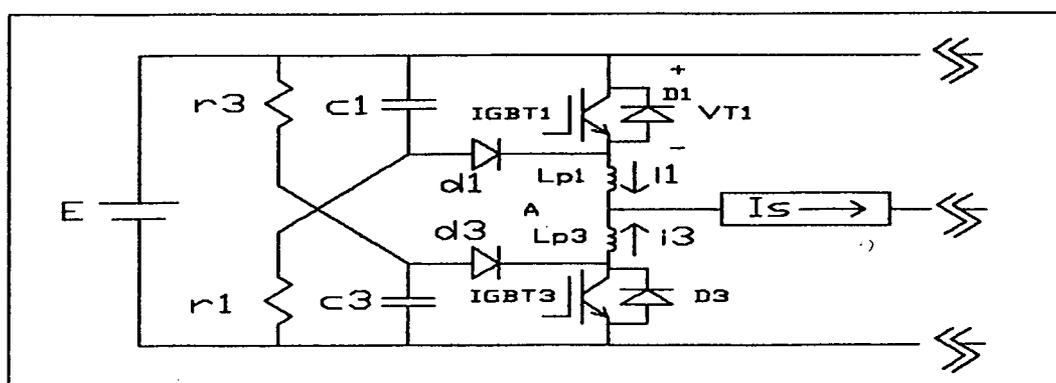


Fig. 32 - Detalhe de um braço com circuito grameador.

Análise do circuito grameador no bloqueio.

Para isso será considerado que o IGBT1 está conduzindo a corrente I_s . Isto é representado na 1ª etapa (Fig. 33). No momento em que o IGBT1 é comandado a bloquear, dá-se início à 2ª etapa, onde a corrente através do IGBT1 irá decrescer, sendo a diferença entre I_s e a do IGBT1 assumida por C1. A passagem da corrente através de C1 provoca um aumento de sua tensão, fazendo com que o diodo D3 entre em condução. Durante esta etapa tem-se uma comutação dissipativa, porque o IGBT1 bloqueia submetido a tensão do capacitor.

O valor máximo da tensão no capacitor (V_{Cmax}) pode ser determinado resolvendo-se a eq. 41, obtida através da soma das quedas de tensão percorrendo-se a malha 1 da 2ª etapa (Fig. 33.b).

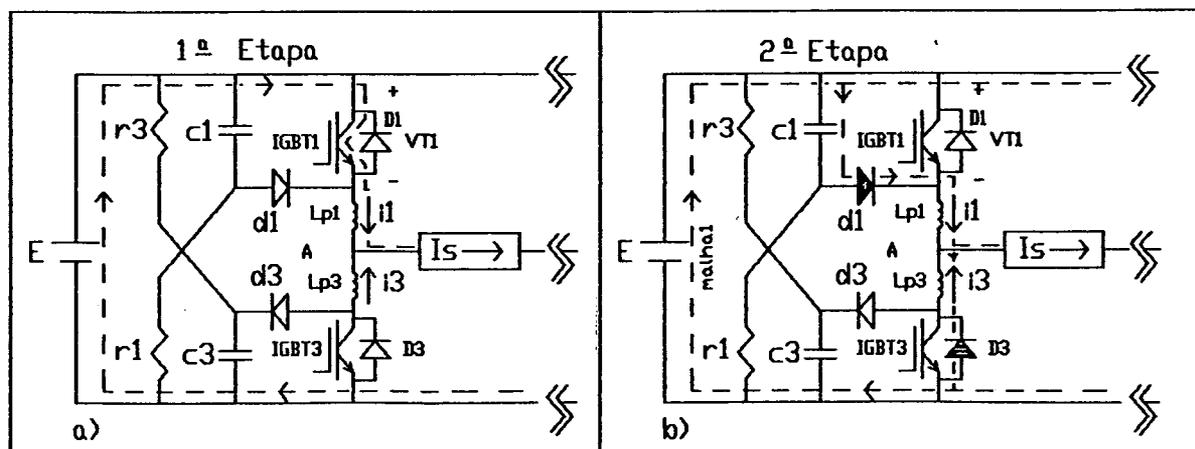


Fig. 33 - Principais etapas de funcionamento do circuito grameador no bloqueio.

Cálculo de V_{Cmax} .

Para o cálculo de V_{Cmax} considera-se que a corrente do IGBT1 foi desviada instantaneamente para C1 e que a descarga de

C1 sobre R1 seja bastante lenta em relação a duração da comutação. Com isso, tem-se:

$$E - VC1(t) - l_{p1} \frac{d i1(t)}{dt} + l_{p3} \frac{d i3(t)}{dt} = 0 \quad (41)$$

onde:

$$i1(t) = I_s - i3(t), \quad VC1(t) = \frac{1}{C} \int i1(t) dt + VC1(0)$$

então:

$$E - \frac{1}{C} \int i1(t) dt - VC1(0) - (l_{p1} + l_{p3}) \frac{d i1(t)}{dt} = 0 \quad (42)$$

resolvendo-se a eq. 42 obtém-se:

$$i1(t) = I1(0) \cos wt + \left[\frac{C}{l_{p1} + l_{p3}} \right]^{1/2} (E - VC1(0)) \sin wt \quad (43)$$

$$VC1(t) = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{C} \right]^{1/2} I_s \sin wt - (E - VC1(0)) \cos wt + E \quad (44)$$

onde:

$$w = \left[\frac{1}{C (l_{p1} + l_{p3})} \right]^{1/2}$$

Condições iniciais:

$$VC1(0) = E, \quad I1(0) = I_s$$

com isso:

$$i1(t) = I_s \cos wt \quad (45)$$

$$VC1(t) = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{C} \right]^{1/2} I_s \sin wt + E \quad (46)$$

A tensão máxima sobre o capacitor ocorre quando $\text{sen } \omega t = 1$, no momento em que a corrente se anula e seu valor é obtido pela eq. 47

$$V_{C\text{max}} = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{C} \right]^{1/2} I_s + E \quad (47)$$

A fig. 34 mostra a evolução no tempo da tensão no capacitor C_1 e a corrente no IGBT1, considerando-se que enquanto a corrente no IGBT1 decresce, a corrente em l_{p1} e l_{p3} permanecem inalteradas, desta forma o capacitor assume a diferença da corrente entre o IGBT1 e l_{p1} , o que faz a tensão sobre seus terminais crescer suavemente durante o intervalo t_{fi} .

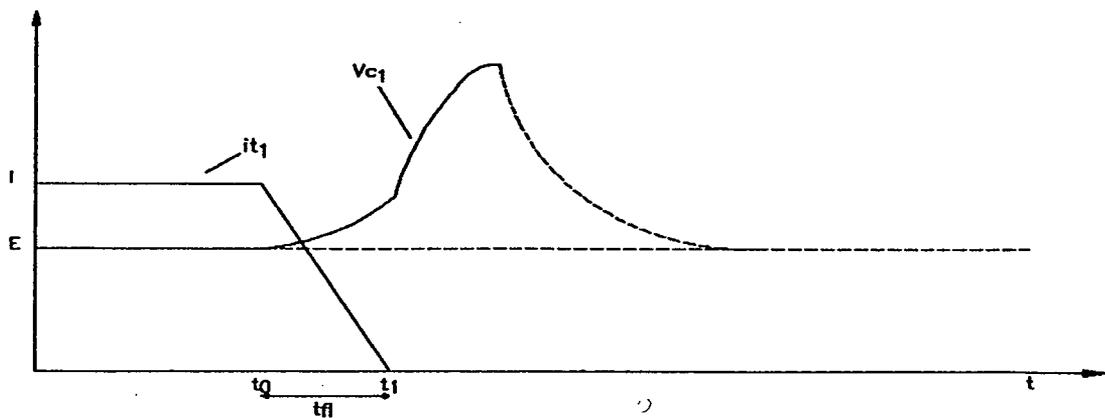


Fig. 34 - Evolução no tempo de i_{t1} e V_{C1} no bloqueio.

Perdas em r_1 .

A potência dissipada por r_1 (eq. 49), é igual a energia armazenada nas indutâncias parasitas transferida para o capacitor (eq. 48).

$$WC1 = C1 * (VCmax - E)^2 / 2 \quad (48)$$

$$Pr1 = (lp1 + lp3) Is^2 f / 2 \quad (49)$$

Corrente máxima no Diodo roda livre ($ID_{m\acute{a}x}$).

A corrente através do diodo ($i3(t)$) atinge seu valor máximo quando $i1(t)$ torna-se zero, com isso $ID_{m\acute{a}x}$ torna-se igual a corrente Is .

Potência perdida no IGBT no bloqueio.

As perdas no IGBT no bloqueio ($Pbgi$) (eq. 50), possuem uma parcela constante, devido a tensão inicial no capacitor, que é equivalente a obtida no bloqueio para o IGBT sem circuito de ajuda à comutação (eq. 37). A outra parcela de perda é devido o aumento da tensão sobre o capacitor durante o bloqueio, esta parcela é equivalente a obtida para o IGBT com circuito de ajuda à comutação clássico (eq. 64).

$$Pbgi = \frac{1 * E * Is * (t_{fi} + t_{rv}) * f}{2} + \frac{Is^2 t_{fi}^2 f}{24 C} \quad (50)$$

Análise do circuito grampeador na entrada em condução.

Esta é feita considerando-se que $D3$ está conduzindo a corrente Is na 1ª etapa de funcionamento (Fig. 35). Quando o IGBT1 recebe um comando para entrar em condução, dá-se início à 2ª etapa, onde a tensão sobre o IGBT1 decresce linearmente fazendo a corrente crescer suavemente em $lp1$. O tempo de decréscimo da tensão (t_{fv}) é imposto pelo IGBT. Quando a tensão sobre o IGBT1 tornar-se nula, dá-se início à 3ª etapa, onde, sobre a indutância, é aplicada uma tensão constante fazendo com

que a corrente passe a crescer linearmente. Quando a corrente no IGBT atingir o valor I_s a corrente em D3 se anula iniciando uma nova etapa onde o diodo se recupera. Após esta última etapa o IGBT1 assume definitivamente a corrente I_s .

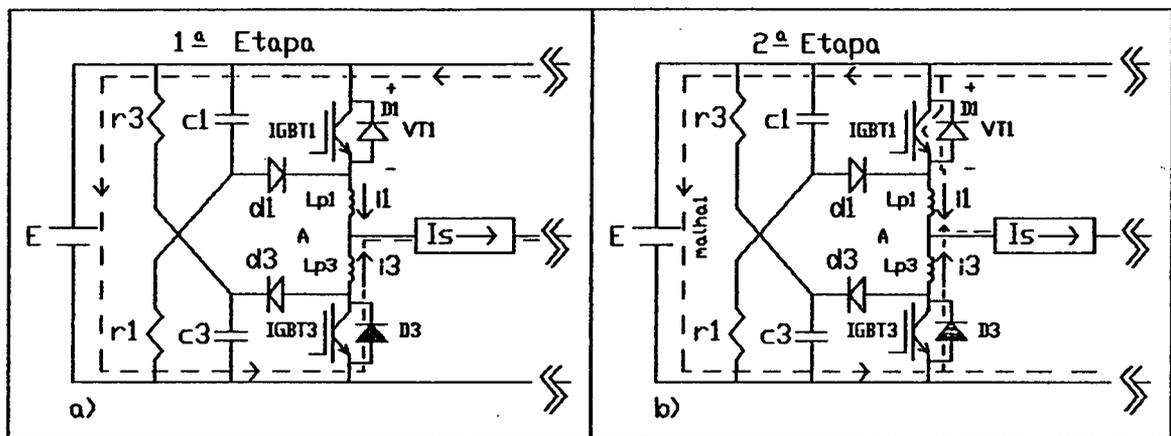


Fig. 35 - Etapas de funcionamento na entrada em condução do IGBT1.

Cálculo da potência dissipada no IGBT na entrada em condução.

A potência dissipada no IGBT1 na entrada em condução (P_{fgi}) neste caso é reduzida pela presença das indutâncias parasitas, esta é obtida resolvendo-se a eq. 51 para a 2ª etapa de funcionamento (Fig. 35).

$$P_{fgi} = \frac{1}{T} \int i_l(t) v_{T1}(t) dt \quad (51)$$

onde: $1/T = f$

Admitindo-se que v_{T1} decresce linearmente (eq. 52) e resolvendo-se a eq. 53 obtida da malha 1 do circuito que

representa a 2ª etapa, obtém-se Pfgi (eq. 56).

$$VT1(t) = (1 - t/tfv) E \quad (52)$$

$$E - VT1 - lp1 \frac{d i1(t)}{dt} + lp3 \frac{d i3(t)}{dt} = 0 \quad (53)$$

onde :

$$i3(t) = Is - i1(t)$$

com isso, tem-se:

$$(lp1+lp3) \frac{d i1(t)}{dt} = \frac{E t}{tfv} \quad (54)$$

$$i1(t) = \frac{E t^2}{(lp1 + lp3) tfv^2} \quad (55)$$

Assim sendo, tem-se:

$$Pfgi = \frac{E^2 tfv^2 f}{24 (lp1 + lp3)} \quad (56)$$

Corrente máxima no IGBT (ITmáx).

A corrente máxima no IGBT ocorre quando o diodo de roda livre bloqueia, onde neste instante o valor da corrente no IGBT ITmáx torna-se igual a soma da corrente Is e a de recuperação do diodo de roda livre (Ir).

b) Circuito de ajuda à comutação clássico.

O uso do circuito de ajuda à comutação clássico é a maneira mais tradicional de se reduzir as perdas nos IGBT durante a comutação. A configuração clássica deste circuito para

um braço do conversor é apresentada na fig. 36

Os componentes L_f , d_f , r_f atuam na entrada em condução, enquanto os componentes c_b , d_b , r_b no bloqueio. O diodo DR é usado como diodo de roda livre.

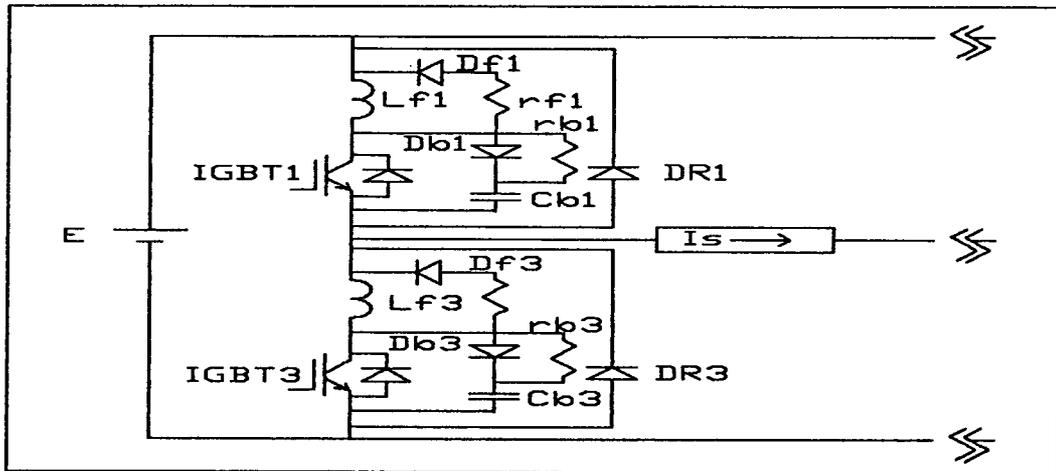


Fig. 36 - Configuração clássica do circuito de ajuda à comutação para um braço do conversor

Como o IGBT a ser utilizado possui um diodo intrínseco em antiparalelo, deve-se estudar a possibilidade de utiliza-lo como diodo de roda livre, a fim de se dispensar o uso de mais quatro diodos como mostrados na fig. 36. Assim sendo, considerando-se os diodos intrínsecos dos IGBT's como diodo de roda livre, obtém-se uma nova configuração para o circuito da fig. 36 que é apresentado na fig. 37.

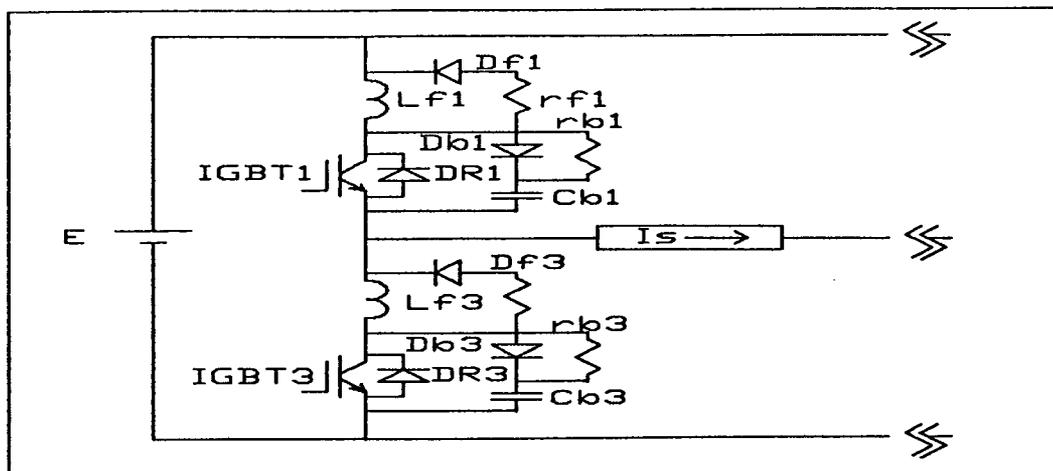


Fig. 37 - Versão do conversor utilizado-se o diodo intrínseco como diodo de roda livre.

Esta nova configuração apresenta um grande inconveniente no bloqueio, pois quando o diodo de roda livre fica habilitado a conduzir, este deveria assumir a corrente do IGBT instantaneamente, entretanto as indutâncias l_f passam a limitar a taxa de crescimento da corrente no diodo.

Para melhor entendimento, considerando-se que o IGBT1 está conduzindo a corrente I_s , quando este é comandado a bloquear, DR3 deveria entrar em condução imediatamente após a tensão sobre c_{b1} se tornar igual a E . Neste instante a indutância l_{f1} deveria se desmagnetizar através de r_1 . Contudo, como a indutância l_{f3} limita a taxa de crescimento da corrente em DR3, a indutância l_{f1} continuará conduzindo parte da corrente I_s através de c_{b1} . O que causa uma sobretensão em c_{b1} e conseqüentemente um aumento na potência dissipada pelo circuito de ajuda à comutação.

Todavia, para obter-se os efeitos produzidos pela

Todavia, para obter-se os efeitos produzidos pela configuração clássica, seria necessário utilizar os diodos de roda livre externos apresentado na 1ª configuração como DR (Fig. 36), uma vez que a tentativa de se utilizar os diodos intrínsecos apresenta o inconveniente visto acima. Porém, a indutância de ajuda a comutação (l_f) necessária para este conversor é muito pequena, na ordem dos valores estimados para as indutâncias parasitas. Desta forma, a taxa com que a corrente seria assumida pelos diodos externos (D_r), continuaria sendo limitada, mas, desta vez, pelas indutâncias parasitas.

Assim, optou-se pela configuração apresentada na fig. 38, onde é utilizado apenas o circuito de ajuda à comutação para o bloqueio (cb , rb e db).

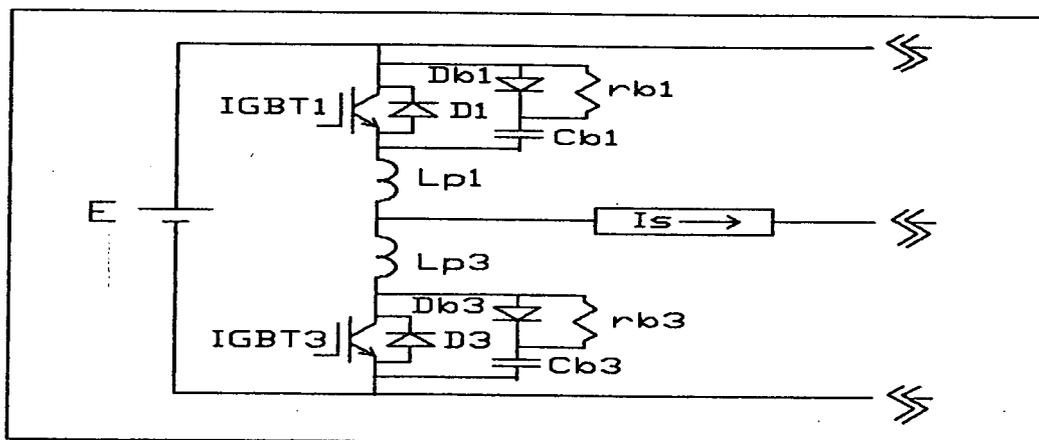


Fig. 38 - Circuito de ajuda a comutação utilizado neste protótipo.

c) Circuito de ajuda à comutação adaptado ao conversor.

Análise no bloqueio.

Para a análise no bloqueio é considerado inicialmente (1ª etapa Fig. 39) que o IGBT1 está conduzindo a corrente I_s , enquanto D3 está bloqueado e $cb3$ carregado com E . A partir do momento em que o IGBT1 é comandado a bloquear, sua corrente começa a decrescer, sendo desviada para $cb1$, dando início a 2ª etapa. Nesta etapa a tensão sobre $cb1$ começa a crescer suavemente, enquanto isso $cb3$ se descarrega lentamente através de $rb3$. Quando a corrente no IGBT1 se anular é iniciada a 3ª etapa de funcionamento, onde a corrente I_s passa a fluir por $cb1$ e, com isso, sua tensão começa a crescer linearmente. Quando a tensão de $cb1$ atingir E , D3 é polarizado dando início a 4ª etapa. Devido as indutâncias parasitas o capacitor continuará se carregando até um valor máximo ($V_{Cmáxb}$), no mesmo instante que a corrente em D3 atinge o valor I_s . Durante estas etapas o IGBT1 fica submetido a tensão do capacitor $cb1$, portanto, quando ocorrer o pico de tensão ($V_{Cmáxb}$) no capacitor este ocorrerá, também, no IGBT1.

O cálculo da tensão máxima (eq. 58), é obtido resolvendo-se a eq. 57, obtida da malha 1 para a 4ª etapa (Fig. 39).

$$E - V_{cb1}(t) - l_{p1} \frac{d i_1(t)}{dt} + l_{p3} \frac{d i_3(t)}{dt} = 0 \quad (57)$$

Como a eq. 57 é idêntica a eq. 41, a tensão máxima sobre o capacitor (V_{Cmaxb}) é obtida transcrevendo-se a eq. 47 para a eq. 58

$$VC_{maxb} = \left[\frac{lp_1 + lp_3}{cb} \right]^{1/2} I_s + E \quad (58)$$

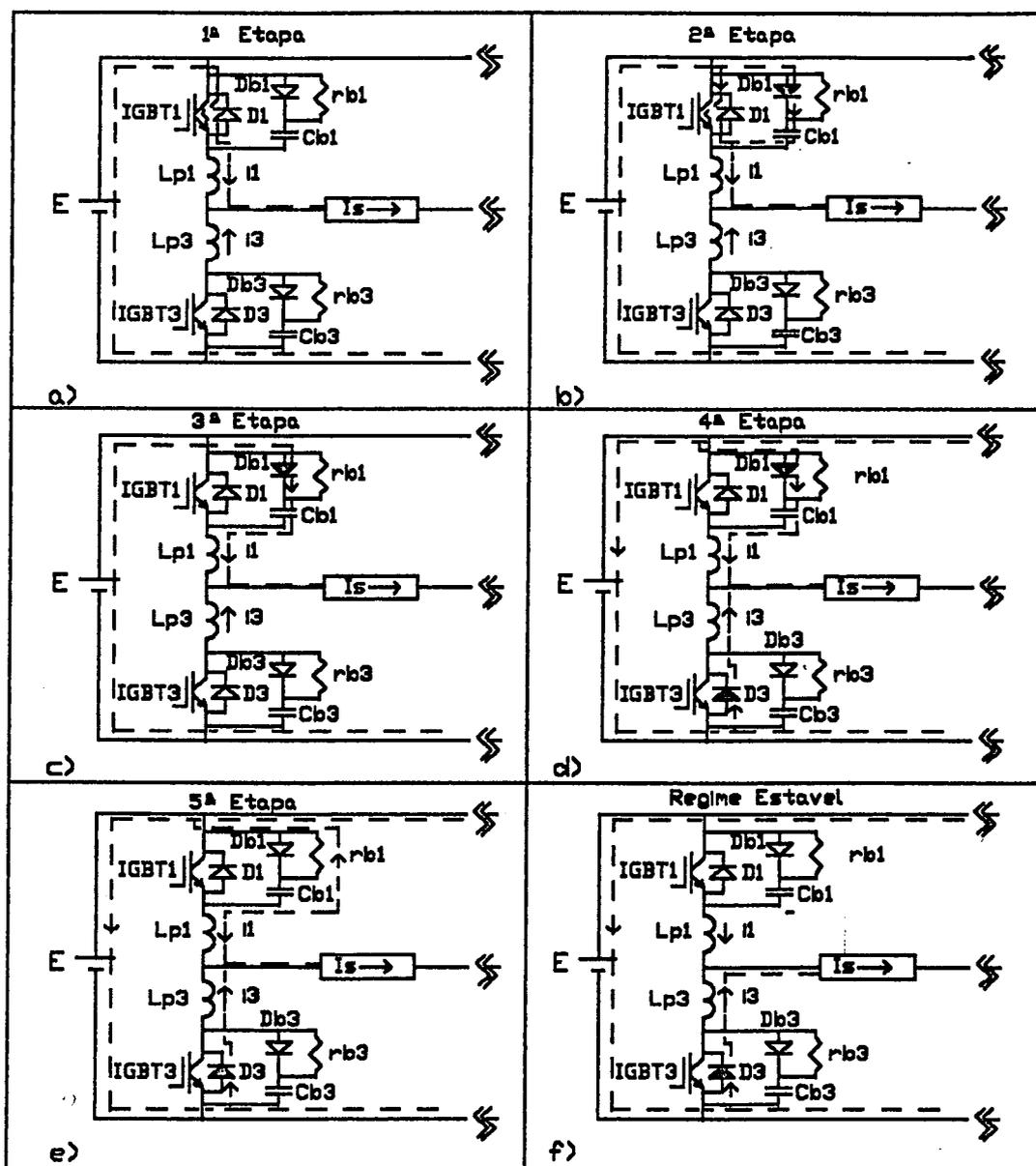


Fig. 39 - Etapas de funcionamento no bloqueio do IGBT1.

Quando a tensão sobre o capacitor atingir VC_{maxb} , a corrente em lp_1 anula-se iniciando uma nova etapa (5ª etapa Fig. 39). Nesta etapa o capacitor cb_1 começa a descarregar através de

r_{b1} sobre a fonte de alimentação. A equação da tensão sobre o capacitor é determinada resolvendo-se a eq. 59, obtida da malha 2 do circuito que representa esta etapa.

$$E - i_1(t) r_{b1} - V_{cb1}(t) - l_{p1} \frac{d i_1(t)}{dt} + l_{p3} \frac{d i_3(t)}{dt} = 0 \quad (59)$$

$$i_3(t) = I_s - i_1(t)$$

$$V_{cb1} = \frac{1}{c_{b1}} \int i_1(t) dt + V_{cb1}(0)$$

onde:

$$c_{b1} = c_{b3} = c_b, \quad l = l_{p1} + l_{p3}$$

Condições iniciais:

$$i_1(0) = 0, \quad V_{cb1}(0) = V_{Cmaxb}$$

Resolvendo-se a eq. 59 para as condições iniciais definidas acima, obtém-se a eq. 60 e eq. 61

$$i_1(t) = \frac{(E - V_{Cmaxb})}{l} \frac{(e^{\beta_1 t} - e^{\beta_2 t})}{\beta_1 - \beta_2} \quad (60)$$

$$V_{cb1}(t) = \frac{(E - V_{Cmaxb})}{c_b l (\beta_1 - \beta_2)} \frac{(e^{\beta_1 t} - e^{\beta_2 t})}{\beta_1 - \beta_2} + E \quad (61)$$

onde:

$$\beta_1 = (-r_b + D)/2l$$

$$\beta_2 = (-r_b - D)/2l$$

$$D = (r_b^2 - 4l/c_b)^{\frac{1}{2}}$$

A eq. 61, que fornece a tensão sobre o capacitor, mostra que, conforme os valores de l , cb , rb , pode-se obter respostas diferentes. Por exemplo, para $rb^2 > 4l/cb$ a descarga do capacitor é suave, porém se $rb^2 < 4l/cb$ a descarga é oscilatória.

A fig. 40 ilustra a forma de onda da corrente no IGBT e no Capacitor de ajuda à comutação.

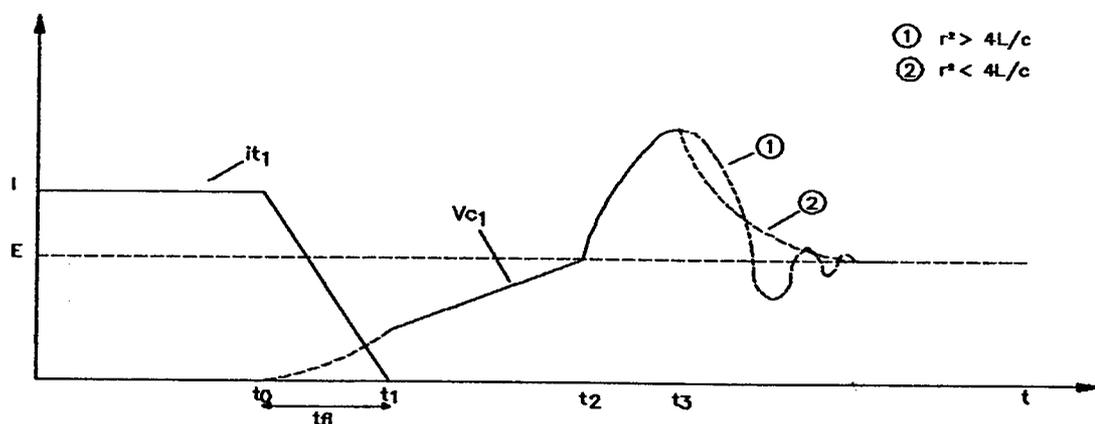


Fig. 40 - Corrente no IGBT e tensão no Capacitor de ajuda à comutação durante o bloqueio.

Perdas no bloqueio.

i) Perdas no IGBT1:

Estas acontecem durante a 2ª etapa de funcionamento (Fig. 39). Para cálculo das perdas será considerado que a corrente decresce linearmente durante o tempo t_{fi} .

$$P_{bai} = 1/T \int i_l(t) V_{cb1}(t) dt \quad (62)$$

para: $0 < t < t_{fi}$

onde:

$$i_1(t) = (1 - t / t_{fi}) I_s$$

$$V_{cb1} = \frac{1}{c_{b1}} \int i_{cb1}(t) dt$$

$$i_{cb1}(t) = I_s - i_1(t)$$

$$c_b = c_{b1} = c_{b3}$$

Com isso:

$$V_{cb1}(t) = \frac{E t^2}{c_b t_{fi}^2} \quad (63)$$

Assim sendo, tem-se:

$$P_{bai} = \frac{I_s^2 t_{fi}^2 f}{24 c_b} \quad (64)$$

ii) Perdas no circuito de ajuda à comutação no bloqueio.

Considerando-se que o capacitor se descarrega através de r_{b1} sobre a fonte de alimentação E , antes que o IGBT feche novamente, tem-se:

Energia entregue a r_1 no bloqueio:

$$W_{rb1} = (V_{Cmaxb} - E)^2 c_b / 2$$

Com isso:

$$W_{rb1} = I_s^2 (l_{p1} + l_{p3}) / 2 \quad (65)$$

Neste caso, a energia perdida em r_{b1} é igual a energia acumulada nas indutâncias parasitas. As perdas em r_1 são dadas pela eq. 66

$$P_{brb1} = I_s^2 (l_{p1} + l_{p3}) f / 2 \quad (66)$$

Além disso, há também as perdas em r_{b3} (eq. 67), causadas pela descarga do capacitor c_{b3} , quando D3 entra em condução.

$$P_{brb3} = c_b E^2 f / 2 \quad (67)$$

Corrente máxima no diodo ($I_{D_{máx}}$).

A corrente máxima no diodo é igual a I_s , a mesma obtida para o circuito grampeador .

Análise na entrada em condução.

Para tanto, considera-se que o diodo D3 está conduzindo a corrente I_s , descrita pela 1ª etapa (Fig. 41). Quando é enviado um comando para que o IGBT1 entre em condução, inicia-se a 2ª etapa. A partir daí, a tensão decresce sobre o IGBT1 de forma linear, enquanto a corrente $i_l(t)$ cresce suavemente e o capacitor c_{b1} se descarrega lentamente através de r_{b1} sobre o IGBT1.

No momento em que a tensão sobre o IGBT1 se anula é iniciada a 3ª etapa, desde então a corrente $i_l(t)$ passa a crescer linearmente. Quando a corrente $i_l(t)$ atingir o valor I_s , inicia-se a 4ª etapa, onde o diodo D3 se recupera.

Após a recuperação, devido a indutância parasita, a tensão sobre o capacitor c_{b3} também irá crescer até um valor superior a E . Este valor pode ser obtido resolvendo-se a eq. 68, a malha 1 da Fig. 41.e, 5ª etapa.

Para a resolução da eq. 68, considera-se que o capacitor irá se carregar somente após o diodo se recuperar e que, neste

momento, a corrente em $lp3$ seja igual a corrente de recuperação (I_r) do diodo $D3$.

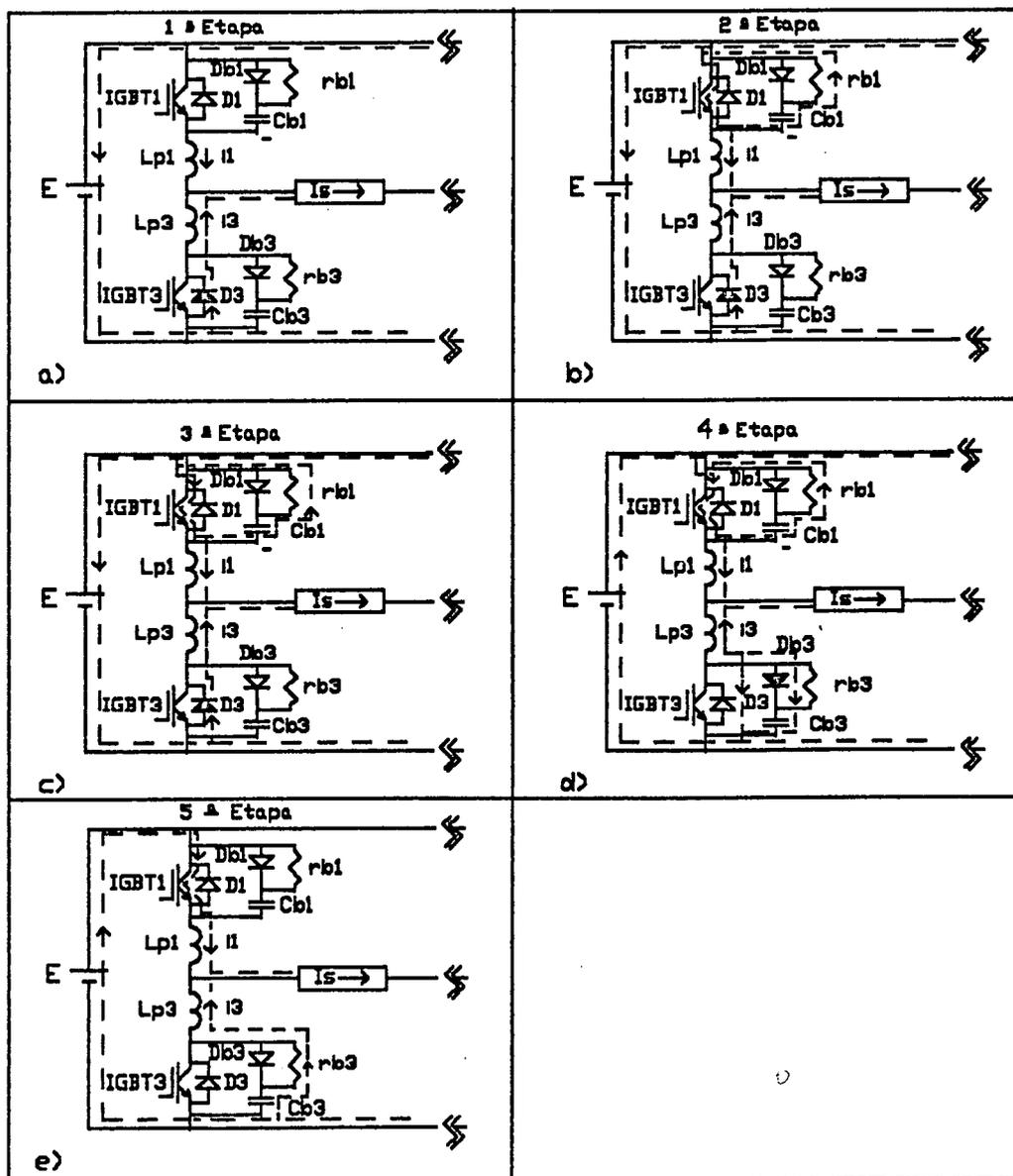


Fig. 41 - Etapas de funcionamento na entrada em condução.

$$E - v_{cb3}(t) - l_{p1} \frac{d i_1(t)}{dt} - l_{p3} \frac{d i_3(t)}{dt} = 0 \quad (68)$$

onde: $i_1(t) = I_s + i_3(t)$

$$V_{cb3} = \frac{1}{c_b} \int i_3(t) dt + V_{cb3}(0)$$

condições iniciais:

$$I_3(0) = I_r, \quad V_{cb3}(0) = 0$$

Resolvendo-se a eq. 68 para estas condições, obtém-se:

$$i_3(t) = \left[\frac{c_b}{l_{p1} + l_{p3}} \right]^{1/2} E \operatorname{sen} \omega t + I_r \cos \omega t \quad (69)$$

$$V_{cb3}(t) = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{c} \right]^{1/2} I_r \operatorname{sen} \omega t - E \cos \omega t + E \quad (70)$$

onde:

$$\omega = \left[\frac{1}{c_b(l_{p1} + l_{p3})} \right]^{1/2}$$

Neste caso, o capacitor também atingirá um valor máximo de tensão (V_{Cmaxc}), iniciando uma nova etapa onde o capacitor irá se descarregar. Esta etapa é semelhante a 5ª etapa para o bloqueio, onde dependendo dos valores de c_b , r_b e l_p tem-se diferentes respostas no tempo para a tensão no capacitor. Considerando-se a corrente de recuperação nula, a tensão sobre o capacitor atingiria o valor $2E$.

A fig. 42 mostra a forma de onda da tensão no capacitor c_{b1} e a corrente no IGBT1 na entrada em condução.

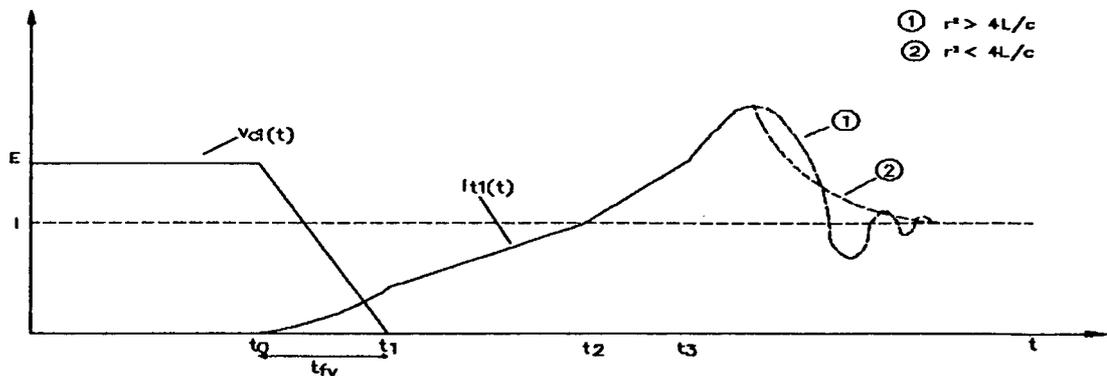


Fig. 42 - Corrente e tensão no IGBT na entrada em condução.

Corrente máxima no IGBT (I_{Tmax}).

A corrente máxima no IGBT, neste caso, possui além da parcela causada pela recuperação do diodo de roda livre, uma outra parcela devido a carga do capacitor de ajuda à comutação. Desconsiderando-se a corrente de recuperação do diodo, a corrente máxima no IGBT, obtida da eq. 68 quando $i_1(t)$ atinge o valor máximo, é fornecida pela eq. 71.

$$I_{Tmax} = \left[\frac{c_b}{l_{p1} + l_{p3}} \right]^{1/2} E + I_s \quad (71)$$

Perdas na entrada em condução

i) Perdas no IGBT.

Neste caso, as perdas no IGBT são iguais às calculadas para o circuito grampeador na entrada em condução, mais as causadas pela descarga do capacitor de ajuda à comutação. As perdas devido à descarga do capacitor podem ser calculadas admitindo-se que a tensão do capacitor permanece constante durante o intervalo t_{fv} . Com isso, tem-se:

$$P_{fci} = 1/T \int i_l(t) V_{T1}(t) dt \quad (72)$$

onde:

$$i_l(t) = E r_b t / t_{fv}$$

$$V_{T1}(t) = E (1 - t / t_{fv})$$

Deste modo:

$$P_{fci} = E^2 t_{fv} f / (6 r_b) \quad (73)$$

Assim sendo, somando-se a eq. 58 obtida para o circuito grampeador à eq. 73, tem-se a potência total (P_{fiTc}) perdida no IGBT no fechamento (eq. 74).

$$P_{fiTc} = \frac{E^2 t_{fv} f}{6} \left[\frac{1}{r_b} + \frac{t_{fv}}{4 (l_{p1} + l_{p3})} \right] \quad (74)$$

ii) Perdas no circuito de ajuda à comutação.

Estas perdas são em r_{b1} , devido a descarga de c_{b1} e em r_{b3} devido a descarga de c_{b3} , de V_{Cmaxc} até E .

As perdas em r_{b1} são obtidas considerando-se que toda energia armazenada em c_{b1} , seja dissipada em r_{b1} .

Com isso:

$$P_{fcrb1} = c_b E^2 f / 2 \quad (75)$$

As perdas em r_{b3} são difíceis de serem calculadas, porém admitindo-se que o capacitor, após atingir o valor máximo (V_{Cmaxc}) se descarregar através de r_{b3} até a tensão de alimentação, tem-se:

$$P_{fcrb3} = c_b (V_{Cmaxc} - E)^2 f / 2$$

V_{Cmaxc} é obtido, achando-se o ponto de máximo da eq. 76.

$$V_{cb3}(t) = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{c_b} \right]^{1/2} I_r \sin\beta - E \cos\beta + E \quad (76)$$

onde:

$$\beta = \arctg\{ -(l_{p1} + l_{p3}) * I_r / (2 * c_b * E) \} + 90^\circ$$

Escolha do circuito de ajuda à comutação.

Do ponto de vista das perdas no bloqueio, o circuito grampeador apresenta as menores perdas totais. A energia perdida no mesmo, ocorre em apenas uma das resistências de um braço, causadas pela energia acumulada nas indutâncias parasitas, como pode ser constatado na eq. 49. Já no circuito de ajuda à comutação no bloqueio (item 3.4.2.c), além das perdas causadas pela indutância parasita (eq. 66), existem também as perdas relativas a descarga do capacitor em paralelo com o diodo de roda livre eq. 67, quando este entra em condução.

Contudo, o circuito grampeador apresenta um bloqueio dissipativo do ponto de vista do IGBT em relação ao circuito de ajuda à comutação clássico no bloqueio (item 3.4.2.c).

Na entrada em condução os dois circuitos apresentam perdas reduzidas no IGBT, porém o circuito de ajuda à comutação clássico no bloqueio apresenta ainda uma parcela de perdas devido a descarga do capacitor de ajuda à comutação. Já as nas resistências do circuito grampeador são praticamente nulas, enquanto no circuito de ajuda à comutação adaptado ocorrem em todas as resistências dos circuitos de ajuda à comutação.

Embora o circuito de ajuda à comutação adaptado produza maiores perdas totais, este será utilizado neste projeto. A razão desta escolha é devido à necessidade de se reduzir as perdas nos IGBT's ao máximo.

3.4.3 Dimensionamento do circuito de ajuda à comutação adaptado ao conversor.

Potência máxima dissipada no resistor de ajuda à comutação:

O resistor que possui maiores perdas, é aquele que está no circuito de ajuda à comutação junto ao IGBT em operação, e se dá no bloqueio (eq. 66) e na entrada em condução (eq. 75). Estas somadas, resultam nas perdas totais no resistor, (eq. 77).

$$P_{Tr} = \{ I_s^2 (l_{p1} + l_{p3}) + c_b E^2 \} f / 2 \quad (77)$$

Escolha do valor do capacitor:

Conforme o valor do capacitor, obtém-se diferentes perdas no IGBT (eq. 64) e na resistência (eq. 75) de ajuda à comutação. Assim sendo, o menor valor das perdas totais causadas pelo capacitor é obtido com a minimização da eq. 78 resultante da soma da eq. 64 com a eq. 75.

$$P_{Tc} = \left[\frac{I_s^2 t_{fi}^2}{24 c_b} + \frac{C E^2}{2} \right] f \quad (78)$$

Com isso, o valor do capacitor para o ponto de mínimas perdas totais é dado pela eq. 79

$$c_b = I_s t_{fi} / (3.46 E) \quad (79)$$

Utilizando-se este valor de capacitor, as perdas no IGBT com o circuito de ajuda à comutação (P_{bai} eq. 64) em relação as perdas sem a utilização deste (P_b eq. 37), tornam-se:

$$P_{bai} = P_b / 3.46$$

Por outro lado o valor do capacitor deve ser tal que a tensão máxima sobre seus terminais não ultrapasse a máxima permitida pelo IGBT. Assim sendo, da eq. 58 tem-se que:

$$V_{Cmaxb} = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{c_b} \right]^{1/2} I_s + E$$

Com isso, o valor mínimo que o capacitor deve possuir é dado pela eq. 80:

$$C_{min} = \left[\frac{(l_{p1} + l_{p3}) I_s^2}{(V_{ITmax} - E)^2} \right] \quad (80)$$

onde : V_{ITmax} - Tensão máxima permitida pelo IGBT.

Escolha do valor da resistência de ajuda à comutação.

O valor de r_b deve ser tal que proporcione a descarga do capacitor de V_{Cmaxb} até E durante o tempo em que o IGBT permanece bloqueado, e de E até zero durante o tempo em que permanece conduzindo.

Conforme foi visto, dependendo do valor de r_b , tem-se uma descarga oscilatória ou suave (eq. 61), durante o tempo que o IGBT permanece bloqueado. Transcrevendo-se a eq. 61 de outra

maneira, obtém-se a eq. 81 e, tornando a parcela $e^{-(rb/2l)t}$ bastante pequena no tempo $t = t_2$, enquanto o IGBT permanece bloqueado, obtém-se o valor de rb (eq. 82).

$$VC_1(t) = Ke^{-(rb/2l)t} \left\{ (rb/D - 1)e^{-(D/2l)t} - (rb/D + 1)e^{(D/2l)t} \right\} + E \quad (81)$$

onde:

$$K = (E - VC_{maxb})/2$$

$$rb > \ln(1/x)2l/t_2 \quad (82)$$

x é o valor que $e^{-(rb/2l)t_2}$ deve atingir no tempo t_2 para descarregar o capacitor até E .

$$rb^2 > 4l/cb \quad \text{descarga suave}$$

$$rb^2 < 4l/cb \quad \text{descarga oscilatória}$$

Além disso, o capacitor deve se descarregar de E até zero durante o intervalo de condução t_1 do IGBT. Com isso tem-se:

$$rb < t_1 / [cb \ln(1/y)] \quad (83)$$

onde: $y = E_f/E$

E_f = valor final da tensão do capacitor.

3.5 - CIRCUITOS DE CONTROLE [14].

3.5.1 - Controle da Corrente.

O circuito de controle da corrente tem a função de controlar a corrente de soldagem, pela técnica de modulação por valores extremos, já mencionada neste capítulo, e ainda gerar a seqüência de comando alternada para os IGBT's.

O diagrama de blocos (Fig. 43) mostra as principais partes que constituem o circuito de controle.

O circuito de seleção permite que se escolha uma de duas referências através de um sinal externo de seleção. Uma das referências é utilizada pelo circuito que gera a ref. de corrente, quando se opera com característica de imposição de corrente. A outra é utilizada pelo circuito que controla a tensão, quando se opera com característica de tensão constante.

A unidade básica de controle da corrente é constituída basicamente por um diferenciador e por um comparador de histerese, como é apresentado na fig. 44.

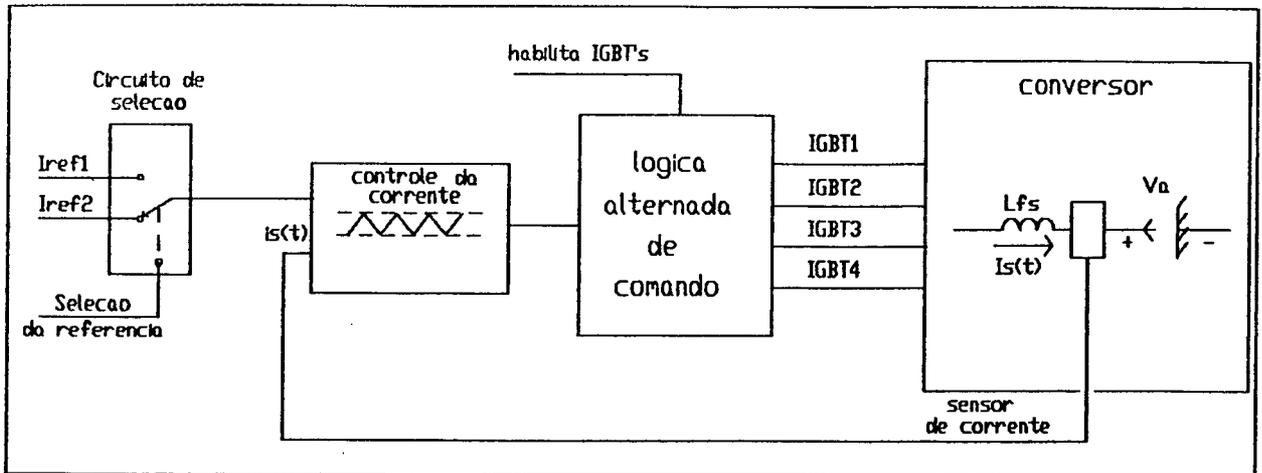


Fig. 43 - Diagrama de blocos do circuito de controle da corrente.

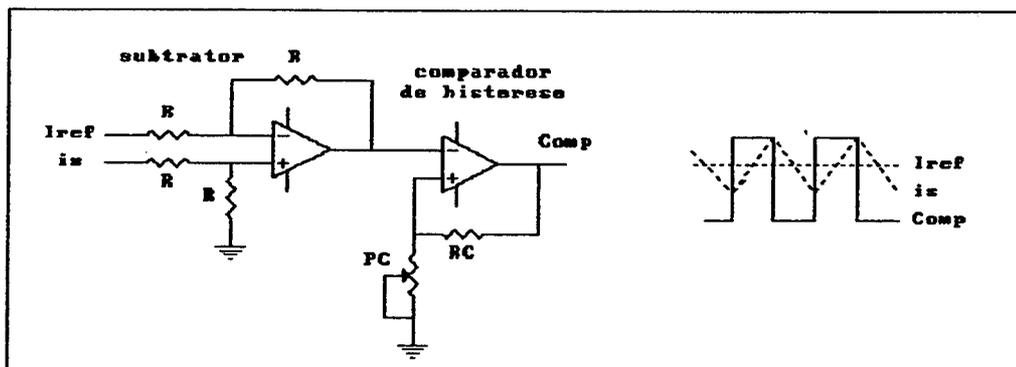


Fig. 44 - Unidade básica de controle da corrente.

O circuito de lógica alternada de comando é responsável por:

a) - Gerar a seqüência de comando dos IGBT's, conforme foi descrito no item 3.1.2.

b) - Desabilitar os IGBT's que não participam da malha de corrente para evitar a condução simultânea dos mesmos,

diminuindo a possibilidade de um curto-circuito nos braços do conversor.

c) - Gerar os tempos mortos na mudança de uma polaridade para outra da corrente, para evitar condução simultânea.

d) - Desabilitar os IGBT's na transição negativa da corrente de referência para tornar mais rápida a transição da corrente do arco.

e) - Manter os IGBT's desabilitados enquanto não for realizada a partida (início) do processo de soldagem.

3.5.2 - Controle da Tensão

O controle da tensão de saída é feito indiretamente, atuando-se na corrente de saída de modo a se obter a tensão ajustada. Esse controle é constituído por um diferenciador, que gera um erro proporcional à diferença entre a tensão de referência e a de saída. Esse erro é integrado para gerar uma referência de corrente. Desta forma, quando a tensão de saída se torna igual a de referência, o erro torna-se nulo mantendo a corrente constante. Quando ocorrer uma instabilidade no arco, o controlador procura uma nova situação de equilíbrio, alterando o valor da corrente até que a tensão de saída seja reestabelecida.

A fig. 45 mostra um diagrama de como o circuito de controle da tensão está ligado ao circuito de controle da corrente (fig.43). A fig. 46 mostra o esquema elétrico deste circuito, onde tem-se um subtrator e um integrador.

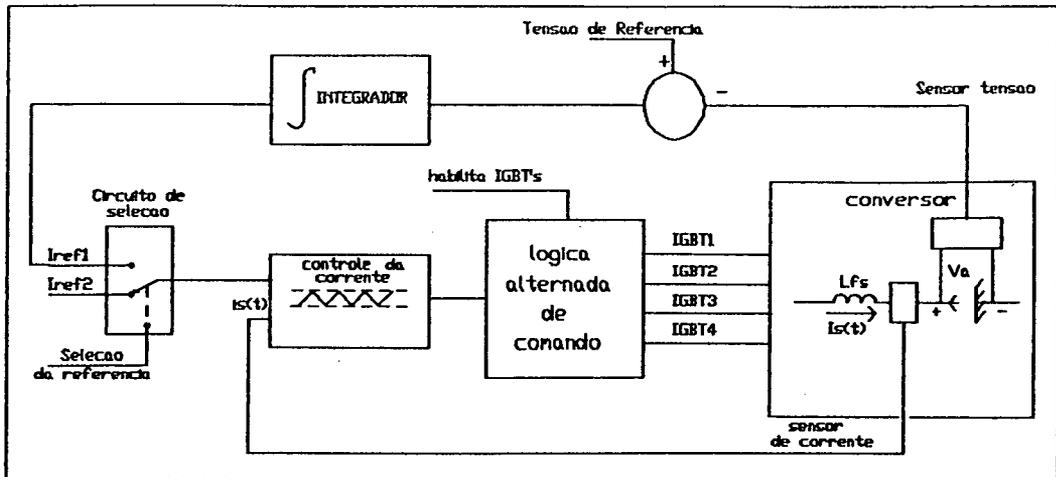


Fig. 45 - Diagrama do circuito de controle da tensão.

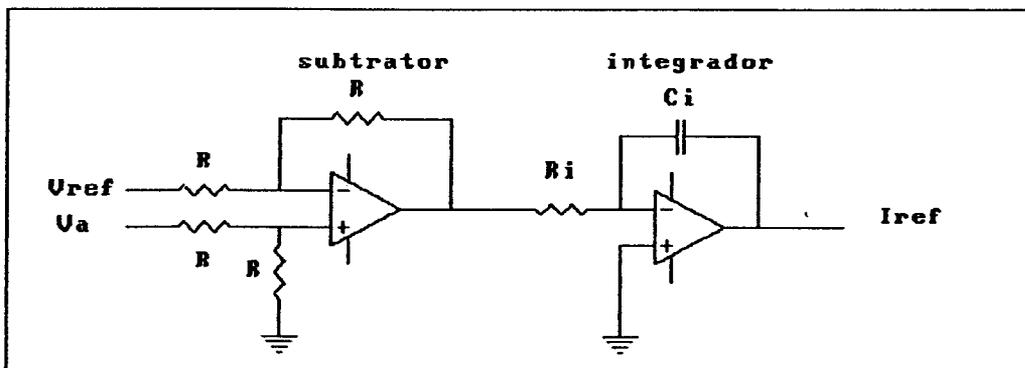


FIG. 46 - Esquema elétrico do circuito de controle da tensão.

Para a análise, pode-se tratar o conversor como sendo uma fonte de corrente controlada que alimenta o arco, neste caso modelado como uma resistência R_a . Desta forma, pode-se representar a malha de controle de tensão pelo diagrama de blocos apresentado na fig. 47.

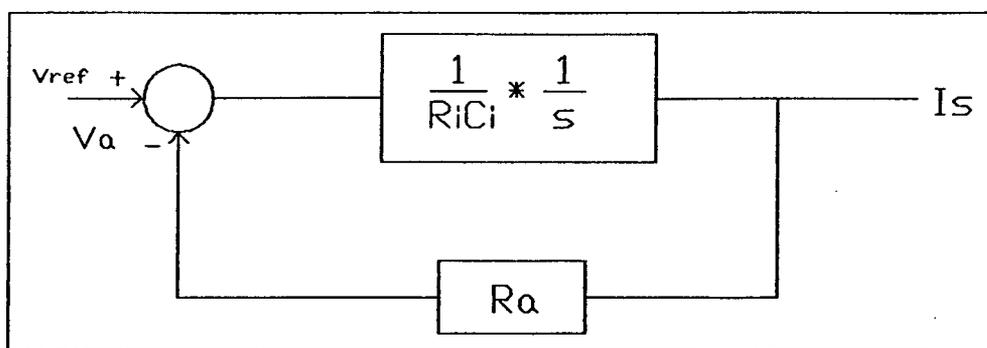


Fig. 47 - Diagramas de Bloco do circuito de controle da tensão.

A equação da tensão do arco para um degrau unitário é dado pela eq. 84. Esta é semelhante a eq. 85 obtida resolvendo-se a equação de um circuito R L alimentado por uma fonte de tensão constante com condições iniciais iguais a zero (Fig. 48).

$$V_a(t) = V_{ref}(1 - e^{-(R_a/k_i)t}) \quad (84)$$

onde : $k_i = R_i C_i$

$$V(t) = V_{ref}(1 - e^{-(R/L)t}) \quad (85)$$

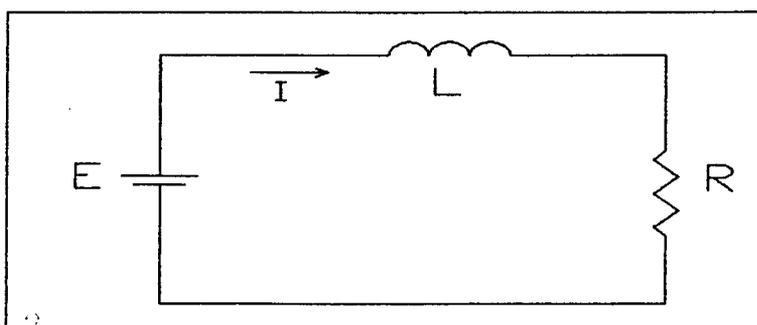


Fig. 48 - Circuito R L E.

Desta forma, é possível se regular a indutância de saída da fonte, para operação no modo tensão, ajustando-se o produto $R_i C_i$ no circuito de controle.

3.6 - CIRCUITOS DE APOIO E SENSORES

3.6.1 - Circuito de Comando.

O circuito de comando é responsável por transmitir a ordem de condução ou bloqueio para o IGBT.

Para o funcionamento correto do IGBT é necessário que o comando de "gate" acione o IGBT de modo a produzir as características fornecidas pelo fabricante e garantir a proteção do mesmo.

Essencialmente, o comando de "gate" deve possuir as seguintes características:

- Fornecer um pico de corrente que possibilite a entrada em condução dos IGBT's para minimizar o tempo t_{on} . No bloqueio, retirar rapidamente a carga do "gate" para reduzir ao máximo o tempo de estocagem t_s .
- Fornecer uma tensão de "gate" mais elevada possível, a fim de reduzir ao máximo a tensão de saturação $V_{CE\text{SAT}}$ em condução.
- Apresentar proteção contra sobre corrente no coletor.
- Apresentar proteção contra sobretensão no "gate".
- Isolar galvanicamente o "gate".

O comando de "gate", apresentado na fig. 49 foi projetado para suprir todas as características citadas acima.

Este possui um opto acoplador de alta performance, para que sejam mínimos os tempos de atraso entre entrada e saída.

Após, vem um comparador e um estágio pré-amplificador, seguido de uma etapa amplificadora. A etapa amplificadora é necessária para gerar o pico de corrente na entrada em condução e no bloqueio do IGBT.

A proteção contra sobrecorrente é feita pelo CI2 através da monitoração da tensão do coletor. O transistor T5 desabilita a monitoração da tensão, durante um pequeno intervalo de tempo no início da entrada em condução, de forma a permitir a estabilização da tensão sobre o IGBT.

O diodo D1 mantém desabilitado o IGBT, após a atuação da proteção, até que a chave sw1 seja aberta. O led LD1 acende indicando que a proteção atuou.

A proteção contra sobre tensão de "gate" é realizada por dois diodos Zener Dz2 e Dz3.

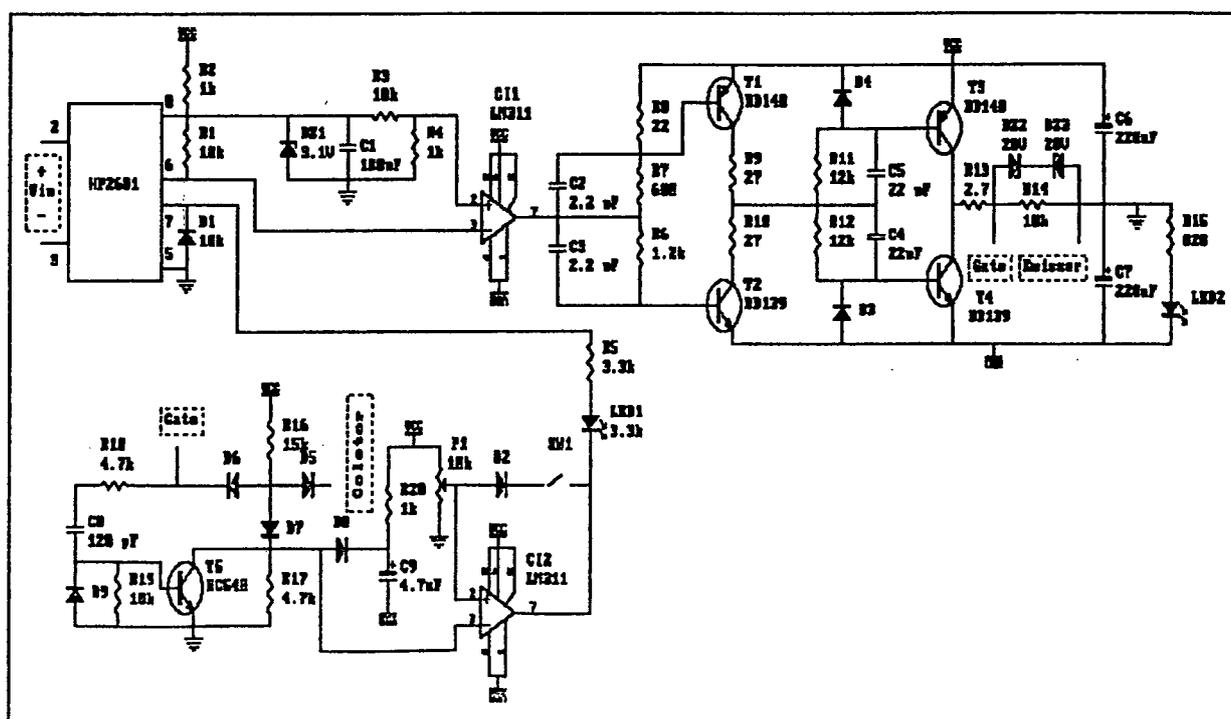


Fig. 49 - Comando de Gate.

3.6.2 - Circuito de referência e lógica de partida.

Este circuito é dividido basicamente em três blocos (Fig. 52).

- Circuito de Referência de corrente e tensão.
- Circuito de lógica de partida/parada.
- Circuito de limitador de corrente.

a) Circuito de Referência de corrente e tensão: Este circuito tem como objetivo gerar as referências de corrente e tensão adequadas a cada processo.

O processo é selecionado através das chaves seletoras (CH1, CH2, CH3, CH4, CH5). Quatro valores de correntes (I_1, I_2, I_3, I_4) e de tempos (t_1, t_2, t_3, t_4) e um de tensão (U) são combinados de forma diferente, para formar o sinal de referência para o processo. Todos são ajustados via potenciômetro.

A chave CH1 seleciona o processo MIG/MAG com característica estática de tensão, onde a referência de tensão é pelo potenciômetro U.

A chave CH2 seleciona o processo MIG/MAG com característica estática de corrente, onde o sinal da referência de corrente para o modo pulsado (Fig. 50.a) é ajustada através dos potenciômetros I_3, I_4 e t_3, t_4 . Para imposição de corrente constante basta fazer t_3 igual a zero.

As chaves CH1 e CH2, quando apertadas, selecionam o processo MIG/MAG no modo misto, onde o sinal de referência é

ajustado através dos potenciômetros I_4 e t_4 , para corrente, e U e t_3 para tensão (Fig. 50.b).

A chave CH3 seleciona o processo TIG/PLASMA em corrente alternada com pulsos térmicos, onde os quatro valores de correntes e de tempos são combinados, como mostra a fig. 50.c, para formar o sinal de referência de corrente.

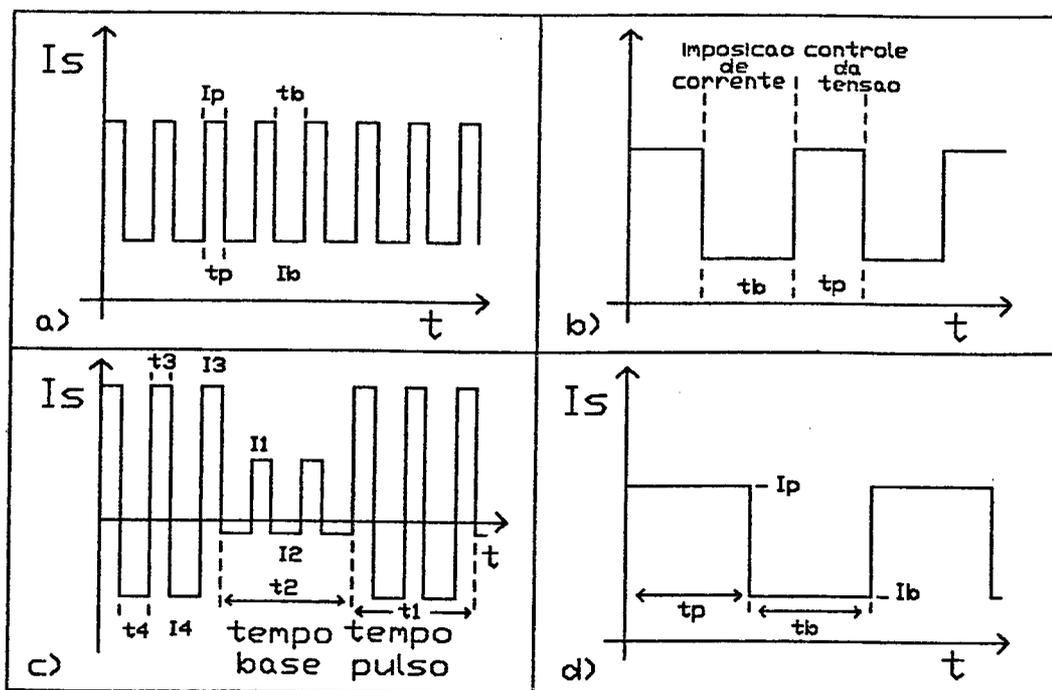


Fig. 50 - Detalhe referências de corrente.

a) MIG/MAG Pulsado;

b) MIG/MAG misto;

c) TIG/PLASMA composto;

d) TIG/PLASMA normal.

A chave CH4 seleciona o processo TIG/PLASMA em operação normal, onde a referência de corrente é ajustada através dos potenciômetros I_1 , I_2 , t_1 , t_2 (Fig. 50.d). Para se obter o sinal de referência constante deve-se tornar t_1 igual a zero.

A chave CH5 seleciona o processo eletrodo revestido, onde o ajuste da corrente é realizado através dos mesmos potenciômetros do TIG/PLAMAS em operação normal.

Este circuito é responsável, também, por gerar uma rampa de corrente, na partida ao abrir o arco e na parada da soldagem para o processo TIG/PLASMA. Na partida é gerada uma rampa ascendente (Fig. 51), cujo tempo de subida é ajustado pelo potenciômetro t_s . Na parada é gerada uma rampa descendente, cujo tempo de descida é ajustado pelo potenciômetro t_d .

b) Circuito de lógica de partida/parada: Este circuito tem como função acionar os gases de proteção e a potência em uma seqüência definida na partida e na parada.

Na partida, quando o botão de partida/parada é pressionado pela 1ª vez, os gases são acionados e é gerado um tempo de pré-gás, quando então, é acionada a potência (os IGBT's são habilitados) e o arame-eletrodo no caso do MIG/MAG.

A parada acontece quando o botão de partida/parada é pressionado novamente, onde no caso do MIG/MAG a potência e o arame são desligados imediatamente, já no caso do TIG, primeiro a referência irá decrescer (rampa de descida) para que a potência seja desativada (os IGBT's são desabilitados). Após a potência ser desativada, ocorre ainda um tempo de pós-gás, para então os gases serem desativados..

c) Circuito limitador de corrente : Este tem como função limitar o valor da corrente, quando a tensão do arco está muito pequena, caracterizando um curto circuito e quando a mesma está muito grande, caracterizando uma situação anormal.

Este circuito atua apenas no TIG e no PLASMA. No TIG ele é utilizado, também, para possibilitar a abertura do arco por toque do eletrodo na peça.

A fig. 51 mostra um diagrama dos sinais produzidos por estes circuitos e a fig. 52 mostra o esquema elétrico.

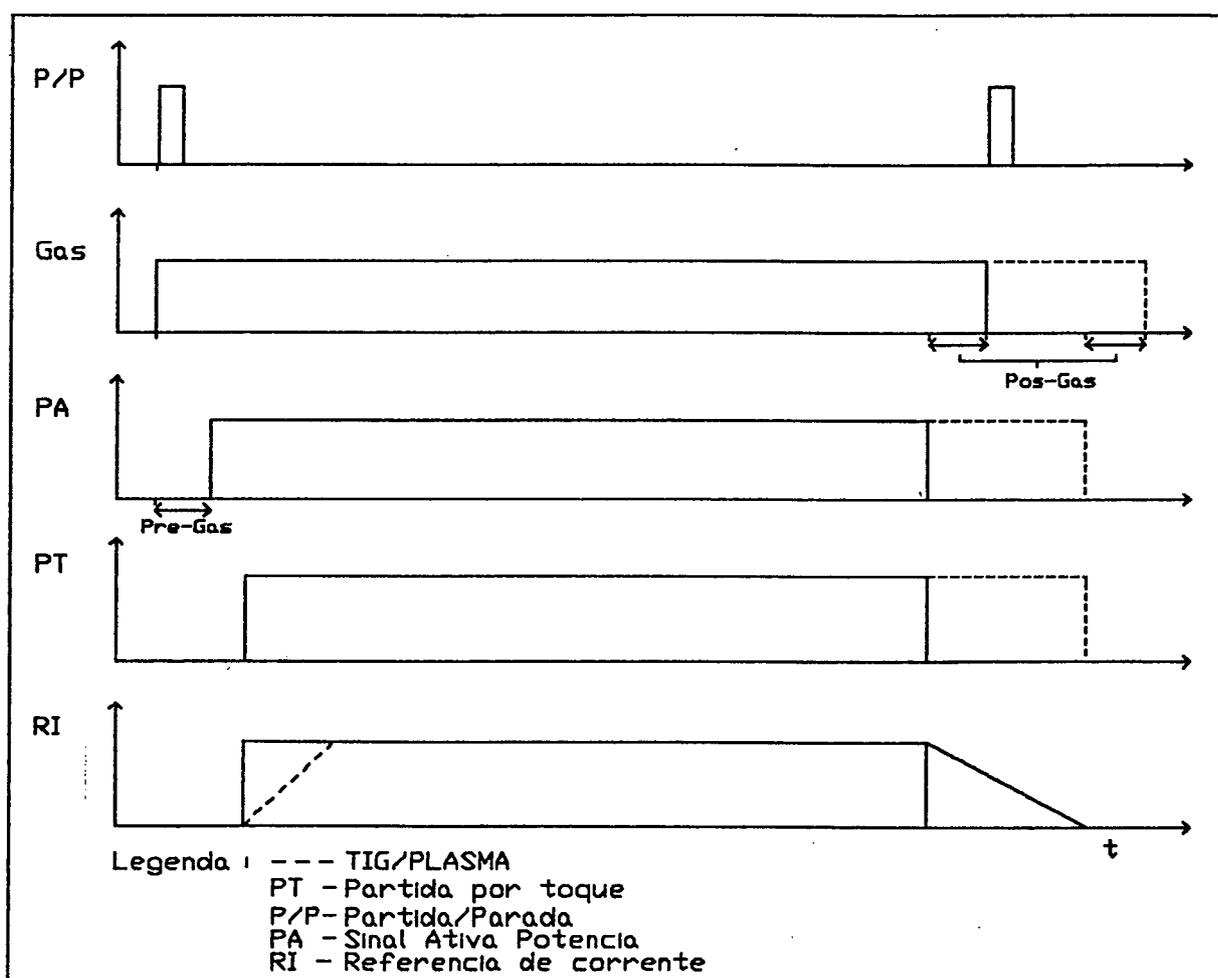
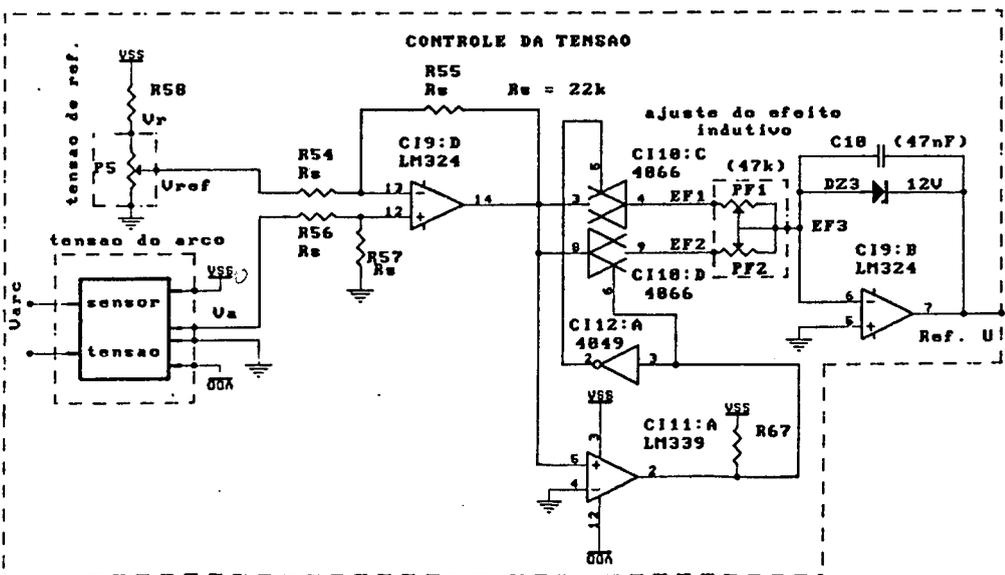
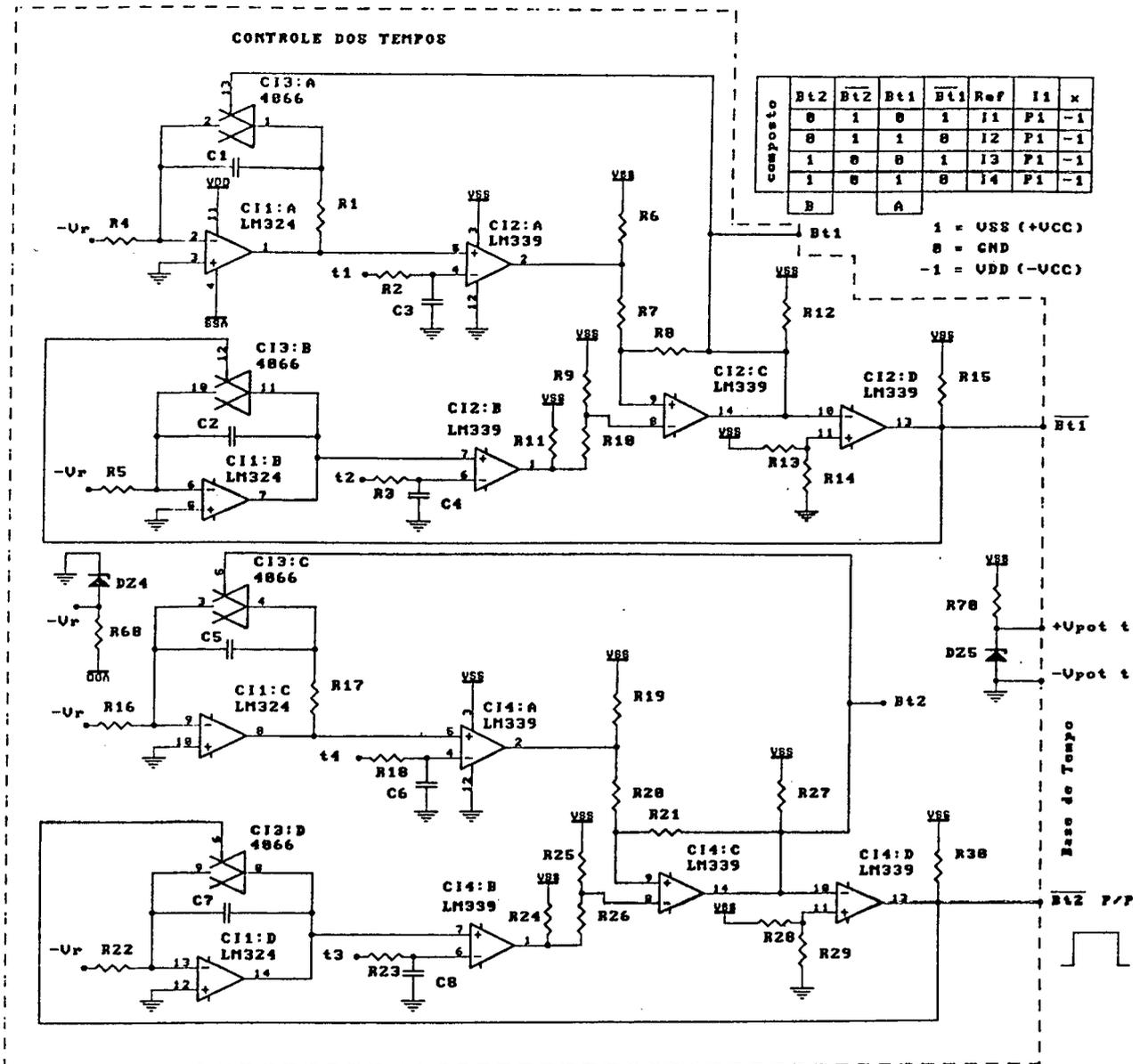
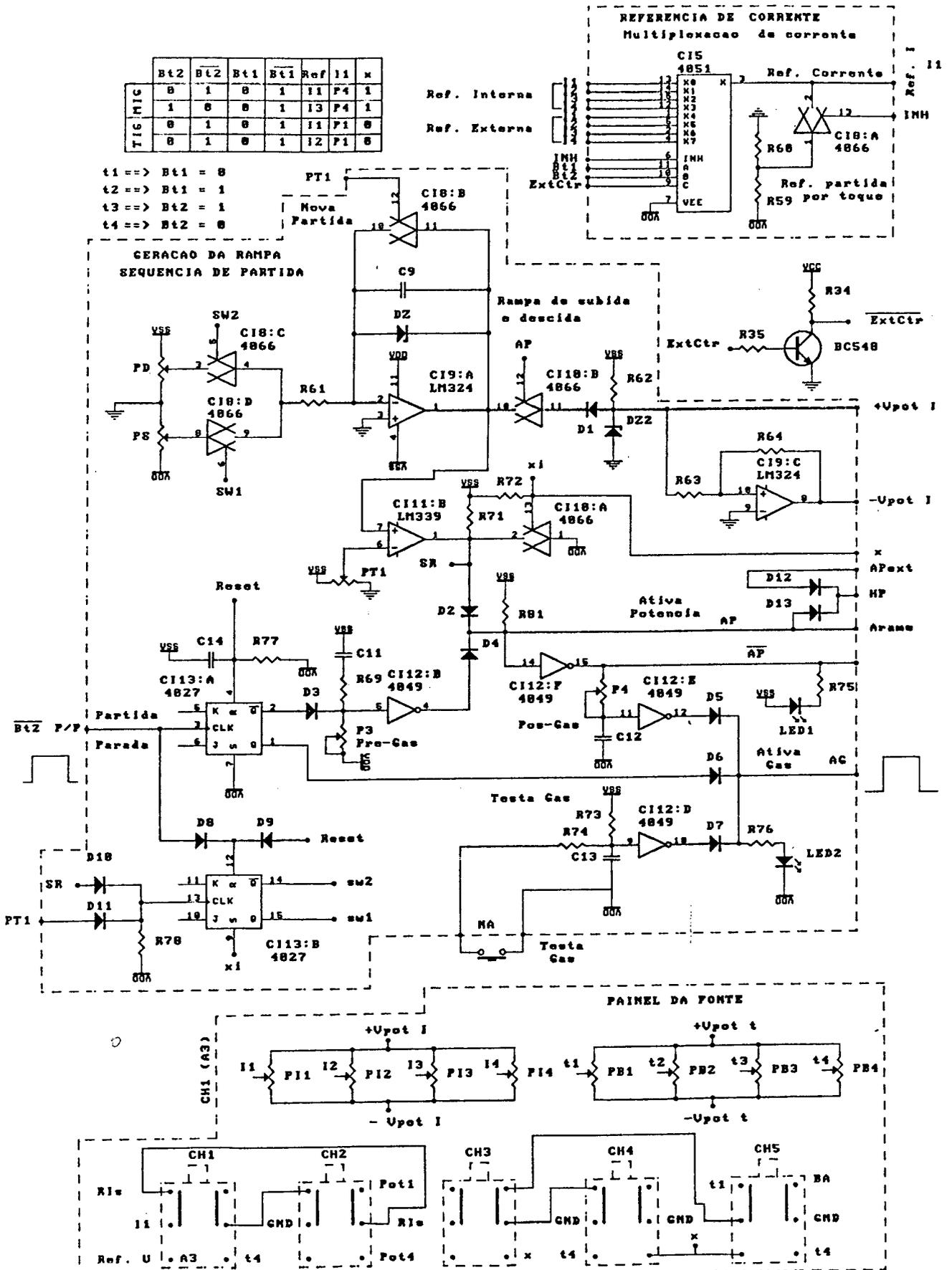


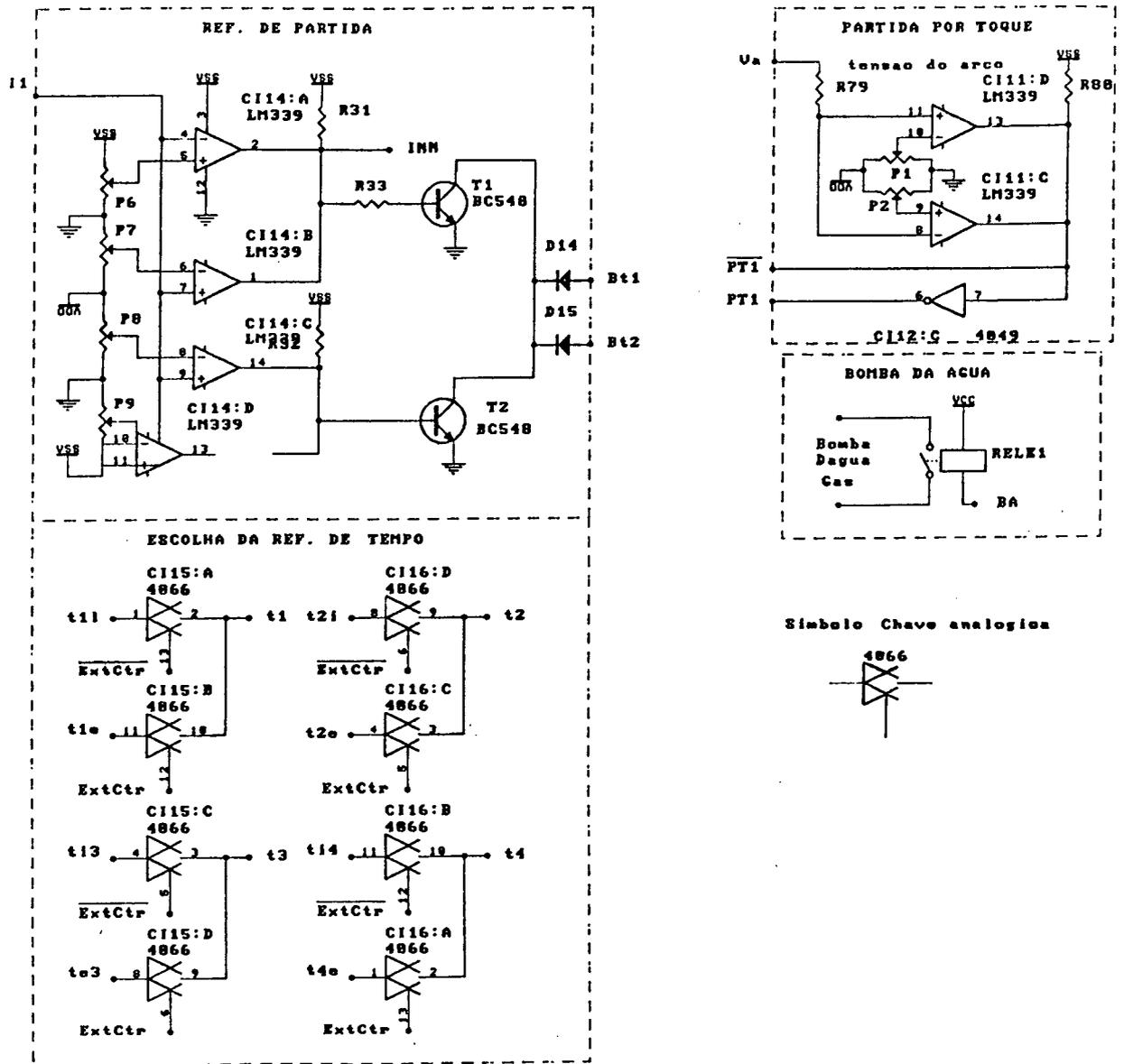
Fig. 51 - Diagrama de tempos.



a)



b)



c)

FIG. 52 - Esquema elétrico do circuito de referências.

a) Controle dos Tempos e da Tensão.

b) Lógica de Partida/Parada e Geração da Rampa.

c) Referência de Partida e Partida por toque.

3.6.3 - Sensores.

a) Sensor de corrente : Este é de efeito HALL, o que garante uma elevada resposta à variação de corrente e também a isolamento do sinal medido, a fig. 53 mostra o modelo equivalente do mesmo.

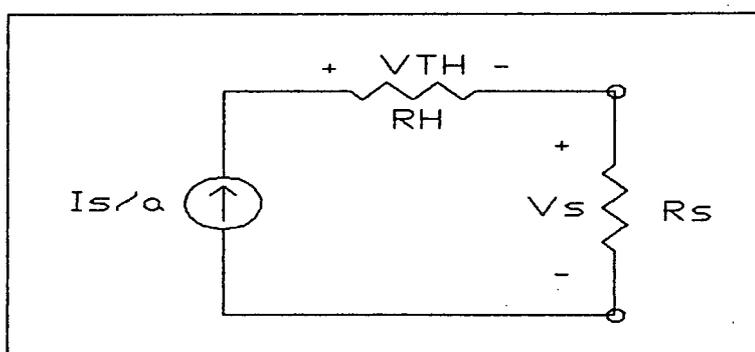


FIG. 53 - Modelo equivalente sensor Hall.

O sensor HALL utilizado tem uma resistência interna (R_H) grande que, quando dimensionado para elevadas correntes (I_s), causa uma elevada queda de tensão (V_H). Isso diminui o valor da tensão disponível na saída (V_s) que representa a corrente que está sendo medida, isto é, a relação Volt/Amper torna-se menor, o que conseqüentemente vai tornar o tratamento do sinal V_s , gerado pelo sensor, mais suscetível a ruídos.

A tensão máxima de saída para o valor máximo de corrente que está sendo medido é dada pela eq. 86.

$$V_{smax} = V_{ai} - V_H - \Delta V_{sat} \quad (86)$$

onde:

$$V_H = I_s * R_H / a$$

a - relação de transformação

Val - tensão de alimentação

DVsat - queda de tensão interna do sensor HALL

b) Sensor de tensão : Este é constituído por um circuito que faz a medição da tensão do arco tendo como resultado um sinal de tensão isolado.

O circuito é composto por um sistema que chaveia o sinal medido (tensão do arco) numa frequência bastante elevada. O sinal chaveado é enviado para um transformador de pulso que tem a função proporcionar o isolamento do sinal medido. O sinal chaveado na saída do transformador é tratado tendo como resultado uma copia isolada do sinal medido.

CAPÍTULO IV

FONTE DE TENSÃO CONSTANTE PARA ALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR.

INTRODUÇÃO.

Como foi visto nos capítulos anteriores é necessária uma fonte de tensão constante para alimentar o conversor. O modo mais simples de obtê-la é através de um retificador e um filtro capacitivo. Este tipo de estrutura produz harmônicos de corrente com amplitudes elevadas, que são injetados na rede, causando baixo fator de potência.

A seguir será apresentado um estudo para dimensionamento prévio do capacitor de filtro de saída da ponte retificadora e também serão analisados quatro tipos de filtros de reativos para correção do fator de potência.

4.1 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DE SAÍDA.

Em muitas aplicações é utilizado o retificador trifásico com capacitor de filtragem (C_f) como opção para se obter uma fonte de tensão contínua (fig. 54). Na maioria das vezes este capacitor é super dimensionado, diminuindo ainda mais o fator de potência, sem falar no custo do próprio capacitor.

Para determinação do valor do capacitor de filtragem C_{fs} a carga foi modelada como uma resistência R .

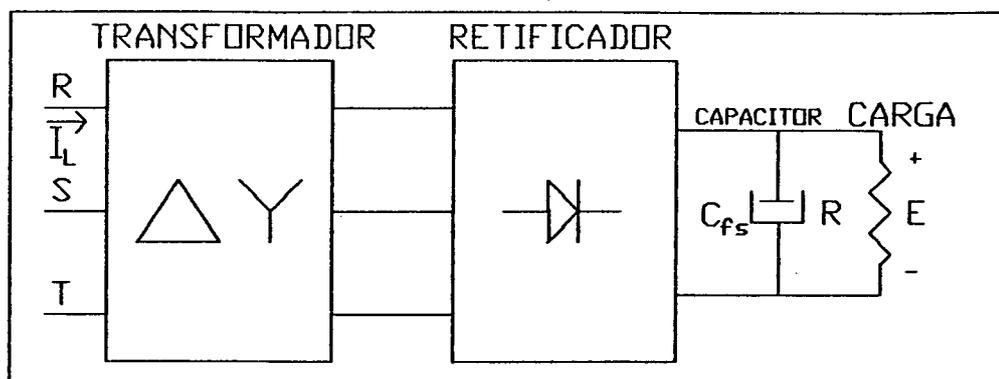


Fig. 54 - Fonte de alimentação trifásica com capacitor de filtragem.

Para efeito de cálculo, será abordado o retificador de meia onda [15] apresentado na fig. 55, sendo que a equação resultante desta análise será válida para retificadores de onda completa ou não, monofásicos ou trifásicos.

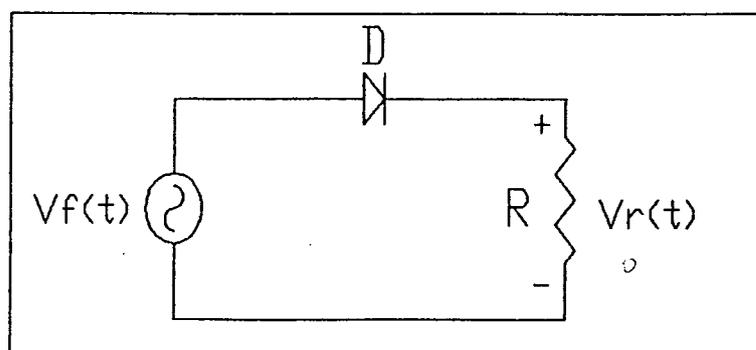


Fig. 55 - Retificador de meia onda monofásico.

A fig. 56 apresenta a forma de onda da tensão de alimentação do retificador e a fig. 57 a tensão na saída do mesmo.

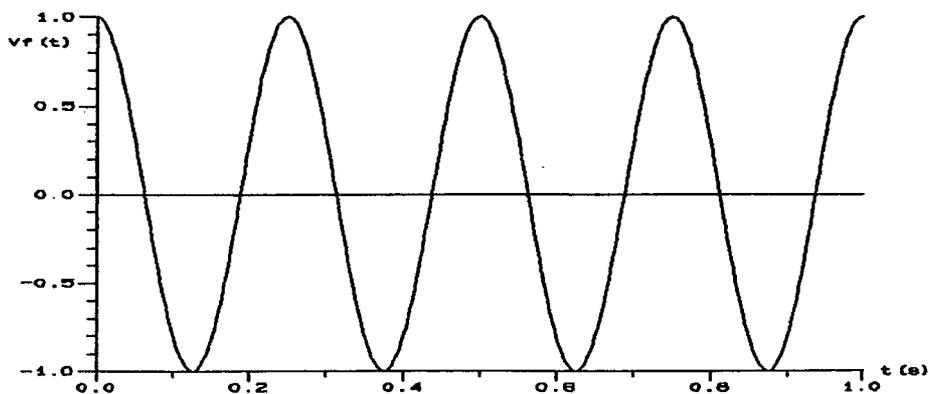


Fig. 56 - Tensão de alimentação.

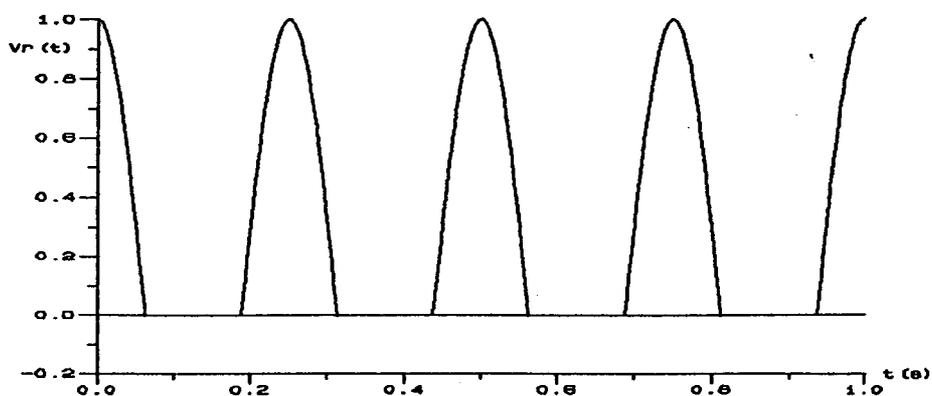


Fig. 57 - Tensão de saída do retificador de meia onda monofásico.

Com a introdução do capacitor de filtragem C_f , apresentado na fig. 58, obtém-se na saída do retificador uma tensão de saída contínua (Fig. 59), com uma determinada ondulação que depende do valor do capacitor.

O capacitor começa a se carregar quando a tensão da fonte de alimentação ultrapassa o valor mínimo da tensão no capacitor (V_{\min}) mais a queda de tensão no diodo. Neste momento o diodo é polarizado e entra em condução. O valor mínimo da tensão é obtido da eq. 87.

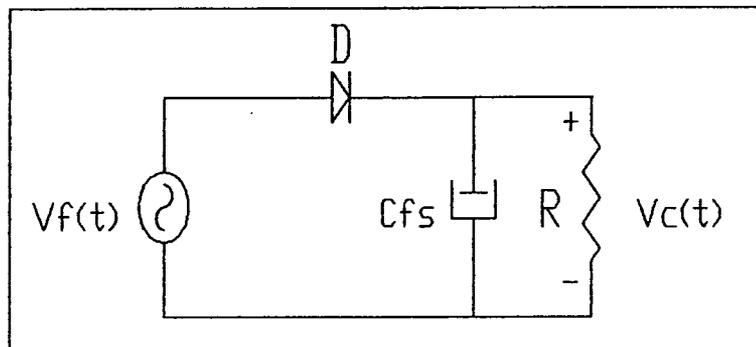


Fig. 58 - Retificador monofásico de meia onda com capacitor de filtragem.

$$V_{\min} = V_{\max} - \Delta E \quad (87)$$

onde:

$$V_{\max} = V_{\text{pic}} - V_d$$

V_{pic} - Valor de pico da tensão de alimentação

v_d - Valor da queda de tensão no diodo.

ΔE - Ondulação da tensão de saída.

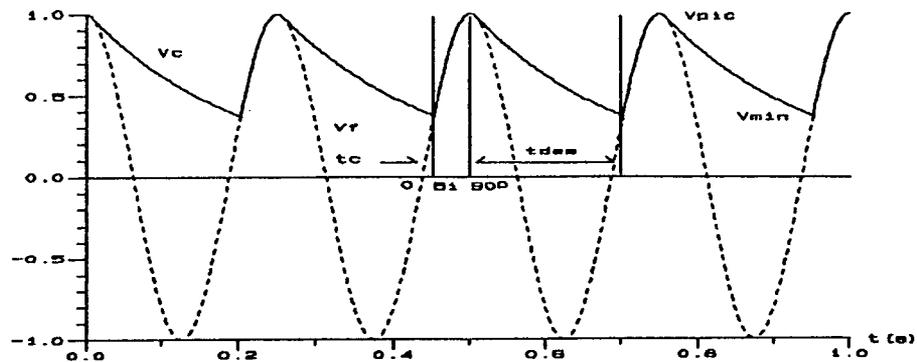


Fig. 59 - Tensão no capacitor do retificador.

A tensão de alimentação é dada por:

$$v_f(t) = V_{pic} \text{ sen } \omega t \quad (88)$$

onde : $\omega = 2 \pi f$

f - frequência da fonte de alimentação.

O ângulo que o diodo entra em condução β_i é dado pela eq. 89 obtido para $v_f(t) = V_{min}$.

$$\beta_i = \arcsen (V_{min}/V_{pic}) \quad (89)$$

Para o cálculo, com razoável precisão, do tempo que o diodo permanece conduzindo, pode-se considerar que o mesmo conduz enquanto a tensão de alimentação permanecer maior que a tensão sobre o capacitor mais a queda no diodo. Isso ocorre a partir do ângulo β_i até aproximadamente 90° , onde a tensão de alimentação atinge seu valor máximo. Com isso, o ângulo de condução do diodo β_c é dado pela eq. 90.

$$\beta_c = 90^\circ - \beta_i \quad (90)$$

Desta forma o tempo de condução (t_c) do diodo D torna-se:

$$t_c = \beta_c / (2 \pi f) \quad (91)$$

O tempo de descarga do capacitor é igual ao período de ondulação T da tensão do capacitor menos o tempo de condução t_c .

O período de ondulação é definido de acordo com o número de pulsos do retificador e é dado pela eq. 92.

$$T = 1 / (np f) \quad (92)$$

onde :

T = período da ondulação.

np = número de pulsos.

Para cálculo do capacitor será considerado que o mesmo se descarrega de V_{max} até V_{min} , no tempo t_{des} (eq. 93), sobre a resistência R .

$$t_{des} = T - t_c \quad (93)$$

A expressão que define a tensão de descarga do capacitor sobre o resistor é:

$$V_c(t) = V_{max} e^{-t/(R C_{fs})} \quad (94)$$

Como $V_c(t_d) = V_{min}$, tem-se:

$$C_{fs} = \frac{t_{des}}{R \ln (V_{max}/V_{min})} \quad (95)$$

Substituindo-se V_{max} , V_{min} e t_{des} obtém-se a eq. 96 que define o valor do capacitor de filtragem .

$$C_{fs} = \frac{1}{f R} \frac{1/n_p + \arcsen(1 - (v_d + \Delta E)/V_{pic})/360 - 1/4}{\ln(1/(1 - \Delta E/(V_{pic} - v_d)))} \quad (96)$$

onde:

n_p = número de pulsos do retificador

f = frequência da tensão de alimentação

R = valor da resistência de carga

ΔE = valor da ondulação da tensão

v_d = queda de tensão no(s) diodo(s), para meia ponte em um diodo, para ponte completa em dois diodos.

V_{pic} = valor de pico da tensão de alimentação.

Exemplo de cálculo:

Dimensionamento do capacitor para um retificador de meia ponte com tensão de alimentação de pico de 60 V / 60 Hz e com uma carga de 120 W. Ondulação desejada 10 V.

Dados:

$\Delta E = 10V;$

$n_p = 1;$

$V_{pic} = 60 V;$

$$f = 60 \text{ Hz};$$

$$P = 120 \text{ W}$$

Considerando-se que $v_d = 1.5$ e modelando-se a carga como uma resistência tem-se:

$$E_{med} = V_{ip} - V_d - \Delta V/2$$

$$P = E_{med}^2/R$$

$$R = 30 \text{ Ohms}$$

Com isso, obtém-se:

$$C_{fs} = 2700 \text{ } \mu\text{F}$$

A fig. 60 mostra a tensão sobre o capacitor obtida por simulação.

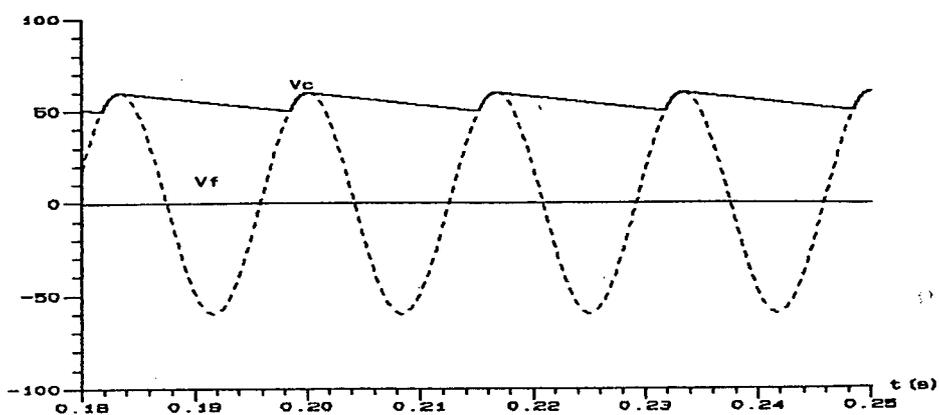


Fig. 60 - Tensão sobre o capacitor de filtragem.

4.2 - Filtros de Reativos.

A utilização de filtros de reativos tem como objetivo diminuir o conteúdo harmônico da corrente de linha (Il), bem como a defasagem entre as fundamentais da tensão e da corrente, com o objetivo de se aumentar o fator de potência FP [16].

O fator de potência é definido pela eq. 97, dada a seguir (considerando que a rede fornece uma tensão senoidal isenta de harmônicos).

$$FP = \frac{I_{ef1} \cos \emptyset}{\left(\sum_{n=1}^{\infty} I_{efn}^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (97)$$

onde :

I_{ef1} = valor eficaz da fundamental da corrente.

I_{efn} = valor eficaz da harmônica de ordem n.

\emptyset = angulo de defasagem entre as fundamentais da tensão e da corrente.

Existem vários tipos de filtros para correção do fator de potência, tanto passivos quanto ativos. A análise será realizada para quatro tipos de filtros passivos aplicados ao retificador trifásico de onda completa utilizado neste protótipo (Fig. 61).

A análise de um circuito elétrico pode ser feita teoricamente ou por simulação. A análise teórica é bastante eficiente, entretanto, em determinadas situações pode tornar-se bastante complexa. Atualmente com os recursos computacionais, vários problemas complexos de circuitos podem ser resolvidos

através de programas de simulação. A análise por simulação é muito mais rápida e simples de ser realizada, contudo é necessário um bom conhecimento do problema que se está analisando, de maneira a se realizar o dimensionamento prévio das variáveis e parâmetros, bem como saber interpretar os resultados obtidos da simulação.

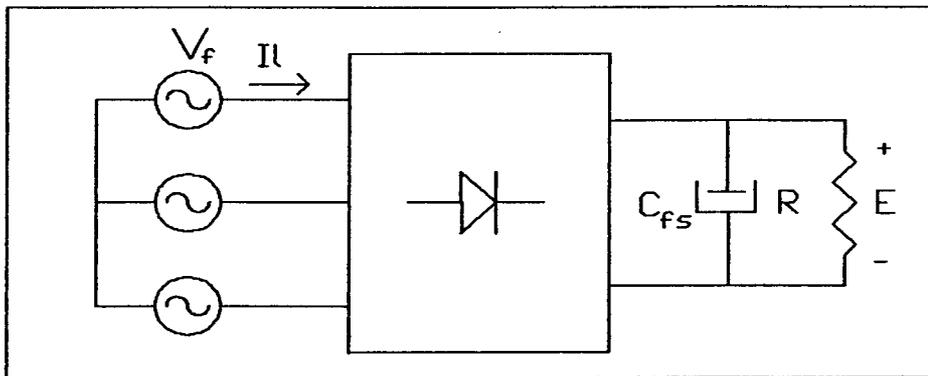


Fig. 61 - Fonte de alimentação trifásica.

No caso deste protótipo a tensão de alimentação é obtida da saída de um transformador trifásico na configuração D/Y, que tem a função de isolar a saída da rede de alimentação e reduzir a tensão de saída para os limites de segurança do operador. Assim sendo, para esta fonte foi escolhida uma tensão de alimentação de 25 V de fase, que resulta numa tensão média próxima de 55 V na saída do retificador.

Para a análise, serão feitas as seguintes considerações:

- A carga será modelada como uma resistência R.
- Os diodos, em condução, como uma fonte de tensão em série com uma resistência muito pequena e, bloqueados, como uma resistência muito grande.

- O transformador foi considerado ideal.
- As resistências e componentes L e C dos cabos foram desprezadas.
- O capacitor Cfs, será, neste capítulo, denominado de capacitor C.

Inicialmente será feita a análise da estrutura sem filtro e sem o transformador (Fig. 61) para situação de máxima corrente de saída.

Para Dimensionamento do capacitor de filtragem, foi especificado um DE de 3 V e a resistência de saída foi calculada dividindo-se a tensão média de saída pela corrente máxima de operação.

Dados da Estrutura.

$$DE = 3 \text{ V}, \quad IR_{\max} = 300 \text{ A}, \quad E = 55 \text{ V}, \quad f = 60 \text{ Hz}$$

$$R = 0.18 \text{ Ohms}, \quad v_f = 25 \text{ V}, \quad v_d = 1.5 \text{ V}.$$

Com estes dados obtém-se um capacitor C de 160000 μ F, através da eq. 96.

Com isso, simulando-se esta estrutura para os valores fornecidos acima, são obtidos os seguintes resultados:

$$\phi = 6.13^\circ \text{ capacitivo} \quad I_{\text{lef1}} = 249 \text{ A} \quad I_{\text{lef}} = 384 \text{ A}$$

$$E = 55.5 \text{ V} \quad DE = 3 \text{ V} \quad FP = 0.64$$

A forma de onda da corrente com seu espectro harmônico é mostrada na fig. 62.

O fator de potência possui um valor bastante baixo causado principalmente pelo conteúdo harmônico.

Como as concessionárias de energia elétrica vem impondo limites cada vez menores para o fator de potência, é necessária a utilização de filtros de reativos para corrigir o baixo fator de potência obtido.

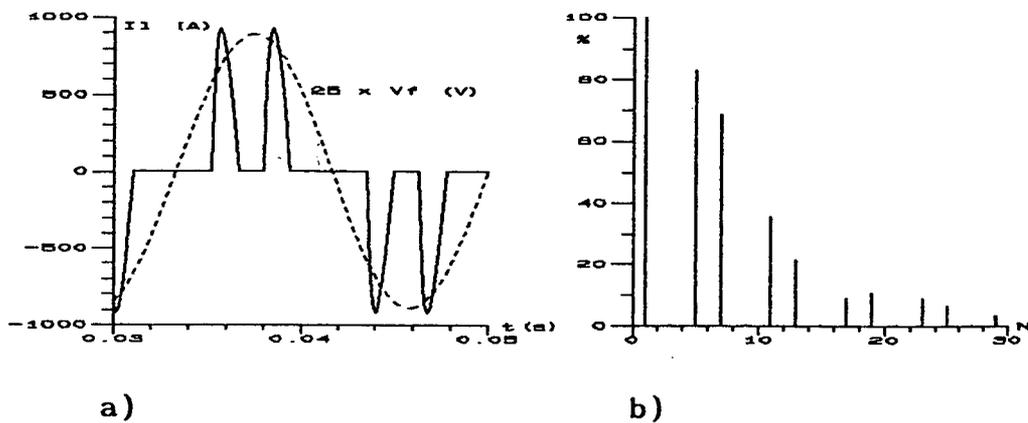


Fig. 62 - Simulação da fonte de alimentação trifásica sem filtro de reativos.

a) Corrente I_1 b) Espectro harmônico de I_1

4.2.1 - Filtro de primeira ordem L (indutivo).

O filtro 1 [17] apresentado na fig. 63 é a solução mais comum para reduzir o conteúdo harmônico da corrente e com isso aumentar o fator de potência. A impedância vista pela corrente aumenta com o aumento da ordem da harmônica, como descreve a eq. 98. Desta forma quanto maior for a ordem das harmônicas, mais estas são atenuadas.

$$X_{Lf} = n^2 \omega f L_f \quad (98)$$

onde :

f = frequência da fundamental da corrente

L_f = valor da indutância do filtro

n = ordem da harmônica da corrente.

Embora este filtro reduza o conteúdo harmônico, com a introdução da indutância o ângulo ϕ passa a ser significativo, atuando no sentido de diminuir o fator de potência. Assim sendo, haverá um valor de L_f que forneça um fator de potência máximo, situação em que as parcelas introduzidas pelo ângulo ϕ e pelo conteúdo harmônico no fator de potência são iguais.

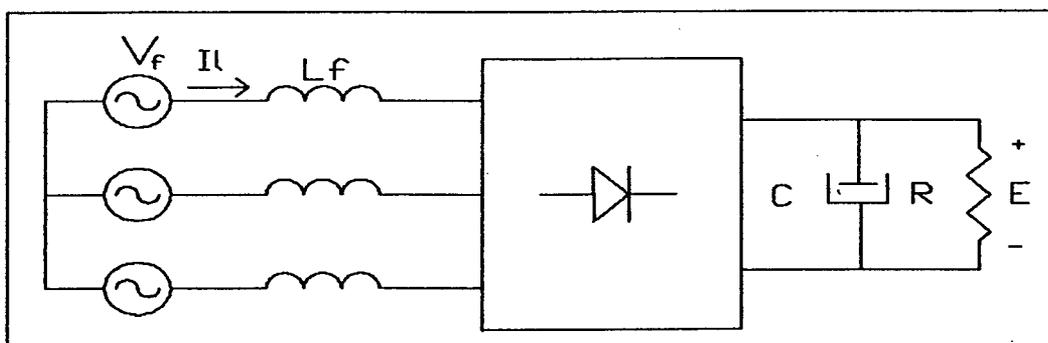


Fig. 63 - Fonte de alimentação trifásica com filtro L.

A estrutura foi simulada para um L_f de 40 μH ; a corrente I_l com seu espectro harmônico são mostrados na fig. 64

resultados obtidos:

$\phi = 21.3^\circ$; indutivo; $I_{l\text{ef}1} = 218 \text{ A}$; $I_{l\text{ef}} = 223 \text{ A}$

$E = 50.7 \text{ V}$; $\Delta E = 0.2 \text{ V}$; $\text{FP} = 0.91$

Como a parcela introduzida pelo ângulo ϕ no fator de potência é maior que a introduzida pelo conteúdo harmônico, pode-se diminuir um pouco mais a indutância do filtro.

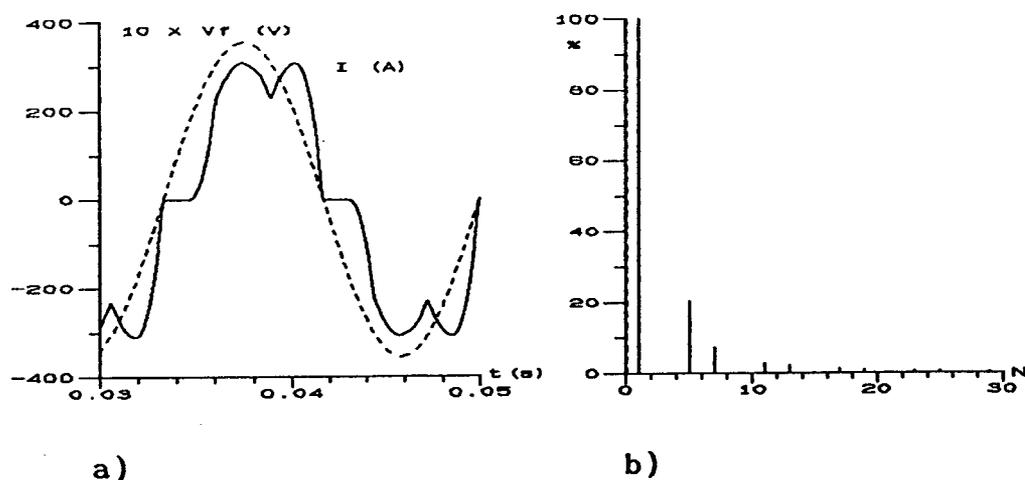


Fig. 64 - Simulação da fonte de alimentação trifásica com filtro de reativos 1ª ordem (L).

a) corrente I_1 b) espectro harmônico de I_1

A ondulação da tensão de saída diminui bastante, passando para 0.2 V, porém a tensão média na saída caiu para 50.7 V. Para se manter a mesma ondulação da estrutura sem filtro pode-se diminuir o capacitor de saída. Com isso, a tensão média também cresce, devido a corrente eficaz ser menor diminuindo a queda de tensão sobre a indutância. Por outro lado, pode-se aumentar a tensão de saída do transformador para restabelecer o valor médio da tensão de saída do retificador.

4.2.2 - Filtro de segunda ordem LC.

a) - Configuração 1.

Uma outra opção de filtro [18] é mostrado na fig. 65. Este filtro permite que se elimine, teoricamente, uma harmônica e se reduza as que estão próximas desta. A eq. 99 fornece o

valor da impedância oferecida por este filtro para a harmônica de ordem n .

$$Z_n = \frac{X_{Lf} X_{Cf}}{j n X_{Lf} - j X_{Cf} / n} \quad (99)$$

onde :

Z_n = impedância para harmônica de ordem n .

X_{Lf} = reatância oferecida por L_f , $X_{Lf} = 2 \pi f L_f$

X_{Cf} = reatância oferecida por C_f , $X_{Cf} = 1 / (2 \pi f C_f)$

n = ordem da harmônica

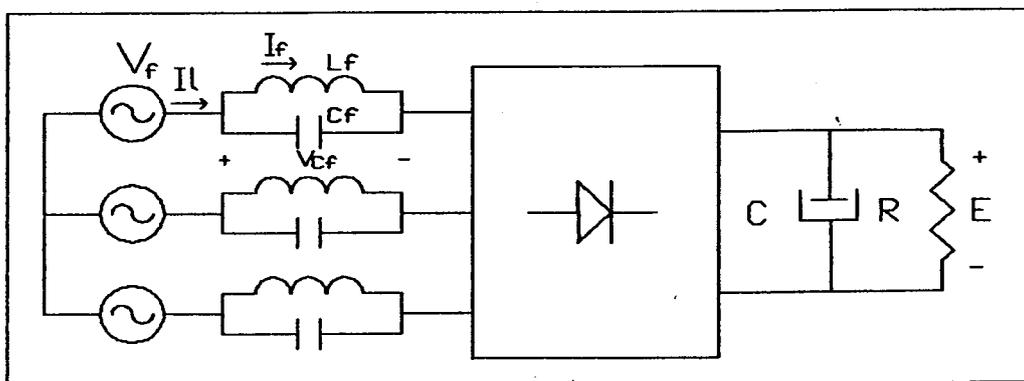


Fig. 65 - Fonte de alimentação com filtro de segunda ordem.

Para eliminar-se teoricamente uma harmônica basta fazer o divisor da eq. 99 igual a zero para a harmônica desejada. Assim sendo, obtém-se a eq. 100, que define o produto de $L_f C_f$ em função da harmônica.

$$L_f C_f = 1 / (n \omega)^2 \quad (100)$$

onde :

$$W = 2 \pi f$$

L_f = valor da indutância de filtro

C_f = valor da capacitância de filtro

Para a estrutura em análise, a quinta harmônica é a que possui valor mais elevado. Calculando-se o capacitor do filtro para esta harmônica, mantendo-se o mesmo L_f de 40 μF , obtém-se um C_f de 7000 μF .

A corrente I_l com seu espectro harmônico obtidos por simulação são mostrados na fig. 66.

Resultados obtidos:

$$\phi = 0.8^\circ \text{ indutivo}; \quad I_{l\text{ef}1} = 221 \text{ A}; \quad I_{l\text{ef}} = 223 \text{ A}$$

$$E = 53.2 \text{ V}; \quad \Delta E = 0.3 \text{ V}; \quad \text{FP} = 0.99$$

Analisando-se o conteúdo harmônico da fig. 66.b verifica-se que a quinta harmônica foi praticamente eliminada.

Apesar desse tipo de filtro fornecer um ótimo fator de potência, na prática, devido a indutância de dispersão do transformador, aparece um caminho de baixa impedância para a harmônica de ordem nb dada pela eq. 102. Esta equação foi obtida somando-se a reatância de dispersão à impedância oferecida pelo filtro e fazendo-se o dividendo igual a zero (eq. 101).

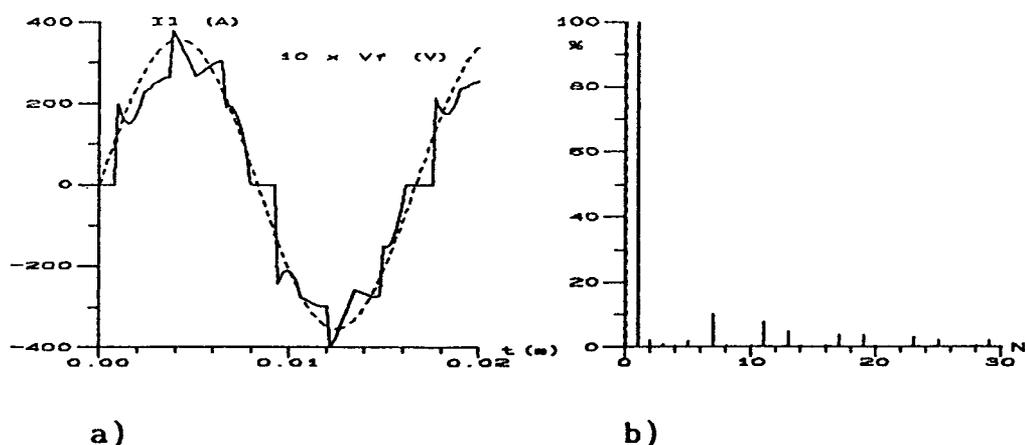


Fig. 66 - Simulação da fonte de alimentação trifásica com filtro de reativos de 2ª ordem (configuração 1).

a) corrente I_1 , b) espectro harmônico.

$$Z_{nb} = j n X_{Ld} + \frac{X_{Lf} X_{Cf}}{j n b X_{Lf} - j X_{Cf} / n b} \quad (101)$$

$$n b = \frac{1}{w} \left| \frac{L_f + L_d}{L_f L_d C_f} \right|^{\frac{1}{2}} \quad (102)$$

Esse caminho de baixa impedância faz com que o conteúdo harmônico aumente prejudicando o funcionamento desse filtro.

Considerando-se $L_d = 10 \mu\text{H}$ para os mesmos valores de L_f e C_f , o fator de potência cai para 0.91.

Neste filtro, a tensão de saída também decai, bem como o valor da ondulação, podendo-se tomar as mesmas providências apresentadas para o filtro de primeira ordem.

b) - Configuração 2.

O filtro [19] apresentado na fig. 67 apresenta bons resultados, sem o inconveniente causado pela indutância de dispersão, que neste caso é aproveitada no filtro.

A indutância L_f mais a L_d são responsáveis principalmente pela redução do conteúdo harmônico, já o capacitor C_f pelo ajuste do ângulo de defasagem.

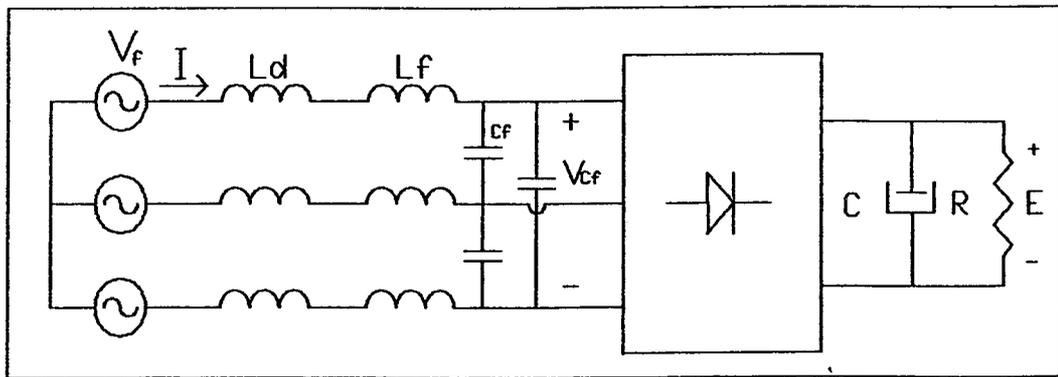


Fig. 67 - Fonte de alimentação com filtro de segunda ordem.

A fig. 68 mostra a forma de onda da corrente I_l com seu espectro harmônico, para indutância $(L_f + L_d)$ de $40 \mu\text{H}$ e C_f de $1200 \mu\text{F}$.

Os resultados obtidos foram os seguintes:

$$\phi = 0.68^\circ \text{ capacitivo} \quad I_{\text{lef1}} = 219 \text{ A} \quad I_{\text{lef}} = 229 \text{ A}$$

$$E = 53.1 \text{ V} \quad \Delta E = 0.4 \text{ V} \quad \text{FP} = 0.96$$

O fator de potência resultante é bom, e pode ser aumentado ainda mais mediante o aumento de L_f e conseqüentemente de C_f . Para um $(L_f + L_d)$ de $60 \mu\text{H}$ e um C_f de $1350 \mu\text{F}$ foi obtido um fator de potência próximo de 0.99. .

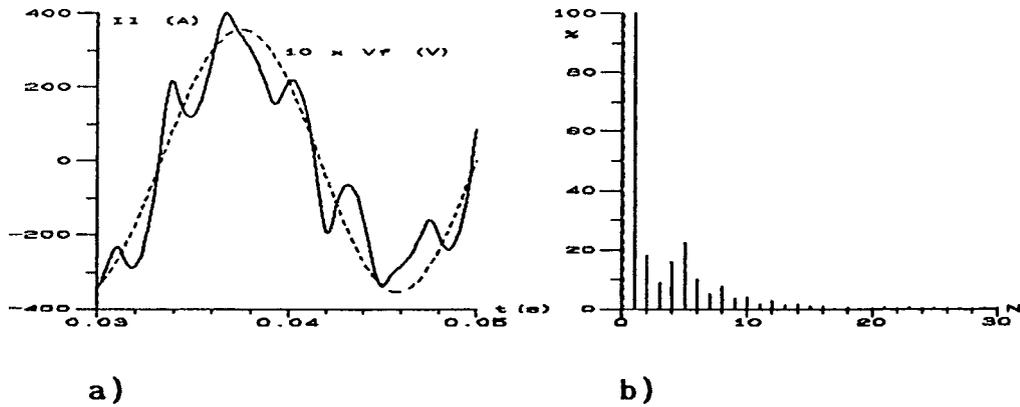


Fig. 68- Simulação da fonte de alimentação trifásica com filtro de reativos de 2ª ordem (configuração 2).

a) corrente I_1 , b) espectro harmônico.

4.2.3 - Filtro indutivo aplicado na saída.

O filtro indutivo [20, 21] apresentado na fig. 69, além de aumentar o fator de potência, reduz bastante o tamanho do capacitor em relação a estrutura sem filtro.

Teoricamente o máximo fator de potência (aproximadamente 0.95) para esse filtro, seria obtido para um L_f de valor infinito [22].

A tensão de saída do retificador trifásico para carga resistiva é dada pela eq. 102.

$$V_s(t) = V_f (2.34 + 0.12\text{sen}(wt) + \dots) \quad (103)$$

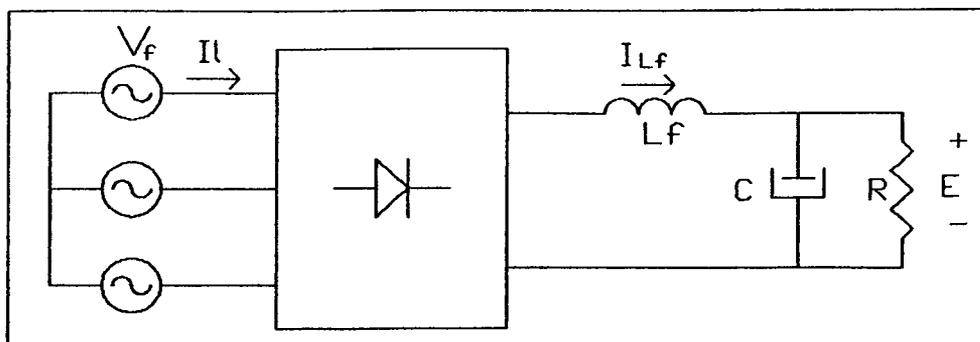


Fig. 69 - Fonte de alimentação trifásica com filtro L_f de saída.

Para o cálculo de L_f e de C_f com razoável precisão, pode-se valer do modelo da fig. 70.

Considerações:

$$X_{L_f} \gg r \quad \text{onde: } X_{L_f} = 6 \omega L_f$$

$$X_{C_f} \ll R \quad \text{onde: } X_{C_f} = 1/(6 \omega c)$$

$R \gg r$ onde: r - resistência dos cabos e conexões

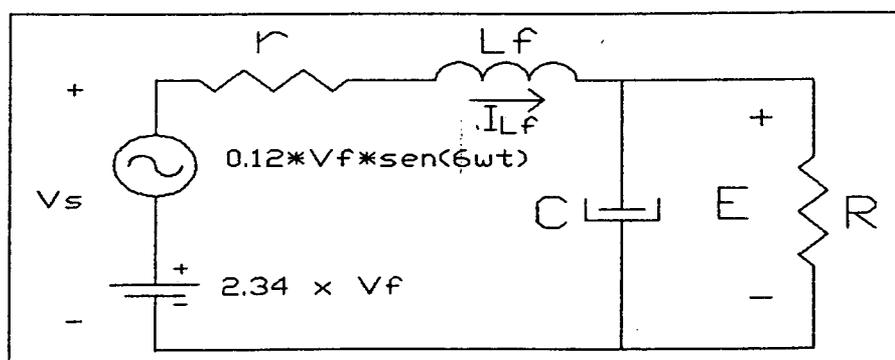


Fig. 70 - Modelo equivalente da fonte de alimentação com filtro de saída.

Admitindo-se que a ondulação da corrente I_{L_f} passa toda pelo capacitor, tem-se:

$$\Delta I_{Lfef} = \frac{0.12}{1.41} \frac{V_f}{XL - XC} \quad (104)$$

A ondulação da tensão sobre o capacitor é :

$$\Delta E = 2.82 \Delta I_{Lfef} XC \quad (105)$$

Com isso, substituindo-se a eq. 103 na eq. 104, tem-se:

$$\Delta E = \frac{0.24 V_f}{(XL - XC)} \quad (106)$$

Definindo-se o fator de ondulação como sendo uma relação entre a ondulação da tensão pelo seu valor médio em regime permanente ($2.34 * V_f$), Obtém-se:

$$f_t = \Delta E/E \quad (107)$$

Com isso, tem-se:

$$f_t = \frac{1}{2.34} \frac{0.24}{XL/XC - 1} \quad (108)$$

O produto $L_f C_f$ é dado por:

$$L_f C_f = \frac{1}{36 \omega^2} \left| \frac{0.24}{2.34 f_t} + 1 \right| \quad (109)$$

Para se obter um fator próximo de 0.95, deve-se fazer a ondulação da corrente na indutância ser desprezível perante o seu valor médio. Utilizando-se uma razão de 1/4 é o suficiente para se ter um fator de potência próximo de 0.94 (eq. 110).

$$DI_{Lfef} < E/(4 R) \quad (110)$$

Com isso, tem-se:

$$L > R (0.102 + ft)/(3 W) \quad (111)$$

Para esta estrutura, estipulando-se um DE de 3V, obtém-se um $L_f = 25 \mu\text{H}$ e um $C_f = 25000 \mu\text{F}$. Simulando-se esta estrutura para $R = 0.18 \text{ Ohms}$, $V_f = 25 \text{ V}$ e $v_d = 3 \text{ V}$, obtém-se os seguintes resultados:

$$\phi = 2.85^\circ \text{ indutivo} \quad |I_{lef}| = 238 \text{ A} \quad |I_{ef}| = 253 \text{ A}$$

$$E = 55.3 \text{ V} \quad \text{DE} = 3 \text{ V} \quad \text{FP} = 0.94$$

A corrente I_l com seu espectro harmônico é mostrado na fig. 71.

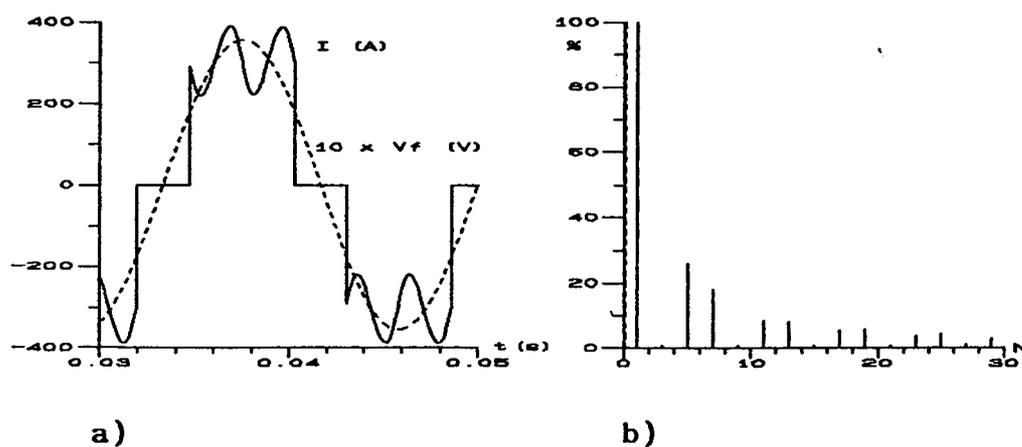


Fig. 71 - Simulação da fonte de alimentação trifásica com filtro de reativos de saída.

a) corrente I_l , b) espectro harmônico.

4.2.4 - Resumo dos resultados.

Os resultados obtidos com a simulação dos diferentes tipos de filtros são mostrados na tabela 1.

Para este protótipo foi escolhido o filtro aplicado na saída do retificador devido a simplicidade de dimensionamento e implementação. Além disso, ele possui o menor produto indutivo, não necessita de capacitores de filtro adicionais e necessita de um menor capacitor de saída.

	FP	Ief1 (A)	Ief (A)	ϕ ($^\circ$)	Vcc (V)	DV (V)	Lf (μ H)	Cf (μ F)	Lf x Cf (μ HxF)	Cf x Vcf (FxV)
Sem Filtro	0.64	249	384	6.1 c	55.5	3	**	****	*****	*****
Filtro Indutivo	0.91	218	223	21.3 i	50.7	0.2	40	****	*****	*****
Filtro Conf. 1	0.99	221	223	0.81 i	53.2	0.3	40	7000	0.28	0.14
Filtro Conf. 1#	0.91	214	230	9.9 i	52.9	0.4	40	7000	0.28	0.14
Filtro Conf. 2	0.96	219	229	0.7 c	53.1	0.4	40	1200	0.048	0.07
Filtro Conf. 2	0.98	239	242	4.5 i	53.0	0.3	60	1350	0.081	0.08
Filtro Saída	0.94	238	253	2.8 i	55.5	3	25	****	*****	*****

onde :

- i - Indutivo
- c - capacitivo
- Conf. - Configuracao
- # - considerando a Indutancia parasita

Tab. 1 - Comparação entre os resultados simulados.

No entanto para um fator de potência próximo do unitário a melhor opção é o filtro de segunda ordem na configuração 2, pois aproveita a indutância de dispersão como parte da indutância de filtro.

O outro tipo de filtro de segunda ordem pode ser utilizado quando se deseja eliminar uma harmônica.

4.2.5 - Resultados experimentais do retificador com o filtro.

Para verificação dos resultados experimentais foi realizado um ensaio, com carga resistiva, para a estrutura sem filtro e um ensaio para a estrutura com filtro de saída, para uma corrente de carga 200 A e uma tensão de saída de fase de 26 V.

A medida da corrente de linha (I_l) foi feita no primário do transformador, desta forma, é levada em consideração a influência do transformador sobre o fator de potência. Como o transformador utilizado estava ligado em delta no primário e em estrela no secundário, a forma de onda da corrente e o espectro harmônico obtidos na prática e por simulação serão diferentes, porém continua valendo a comparação do fator de potência.

Para esta situação através da eq. 96 obtém-se um capacitor de saída de 108000 μF para a estrutura sem filtro.

Os resultados obtidos pela simulação foram:

$$\phi = 7.1^\circ \text{ capacitivo}; \quad I_{lefl} = 158 \text{ A}; \quad I_{lef} = 258 \text{ A}$$

$$E = 58.9; \quad \Delta E = 3 \text{ V}; \quad \text{FP} = 0.61$$

A corrente I_l com seu espectro harmônico é mostrado na fig. 72.

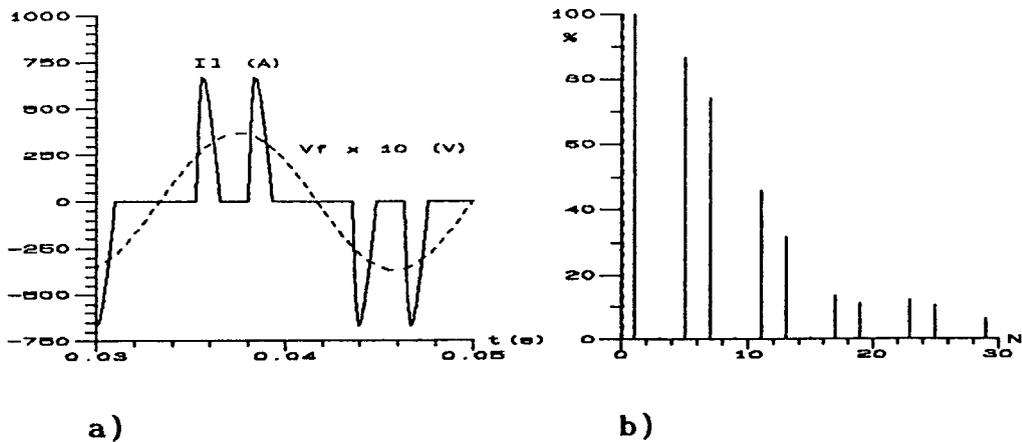


Fig. 72 - Simulação da fonte de alimentação trifásica sem filtro de reativos, ensaiada na prática.

a) corrente I_1 , b) espectro harmônico.

Os resultados obtidos no ensaio prático foram:

$$\phi = 14^\circ \text{ indutivo}; \quad I_{\text{lef1}} = 20.0 \text{ A}; \quad I_{\text{lef}} = 20.9 \text{ A}$$

$$E = 58.5 \text{ V}; \quad \Delta E = 1.8 \text{ V}; \quad \text{FP} = 0.92$$

A corrente I_1 com seu espectro harmônico é mostrado na fig. 73.

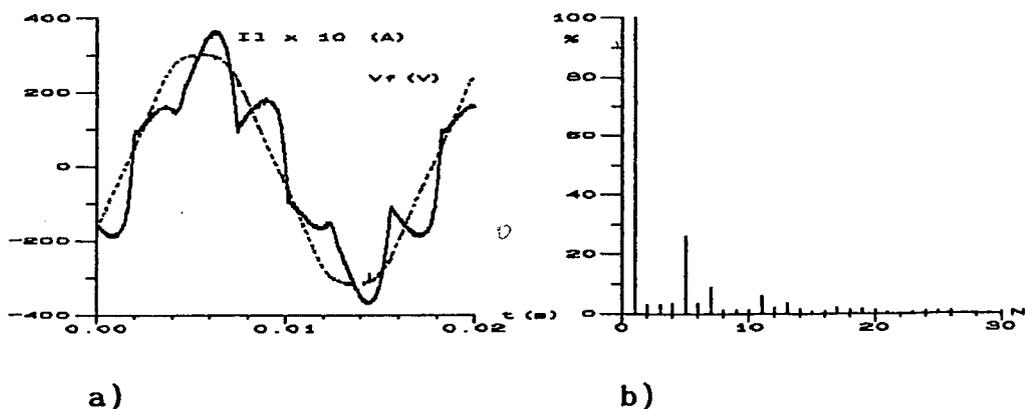


Fig. 73 - Ensaio prático da fonte de alimentação trifásica sem filtro de reativos.

a) corrente I_1 , b) espectro harmônico.

Para o filtro de saída foi utilizado uma indutância de $130\mu\text{H}$ e um capacitor de $13200\mu\text{F}$.

Os resultados obtidos pela simulação foram:

$$\phi = 4.3^\circ \text{ indutivo}; \quad I_{\text{lef1}} = 152 \text{ A}; \quad I_{\text{lef}} = 158 \text{ A}$$

$$E = 57.7 \text{ V}; \quad \Delta E = 1.2 \text{ V}; \quad \text{FP} = 0.95$$

A corrente I_1 com seu espectro harmônico é mostrado na fig. 74.

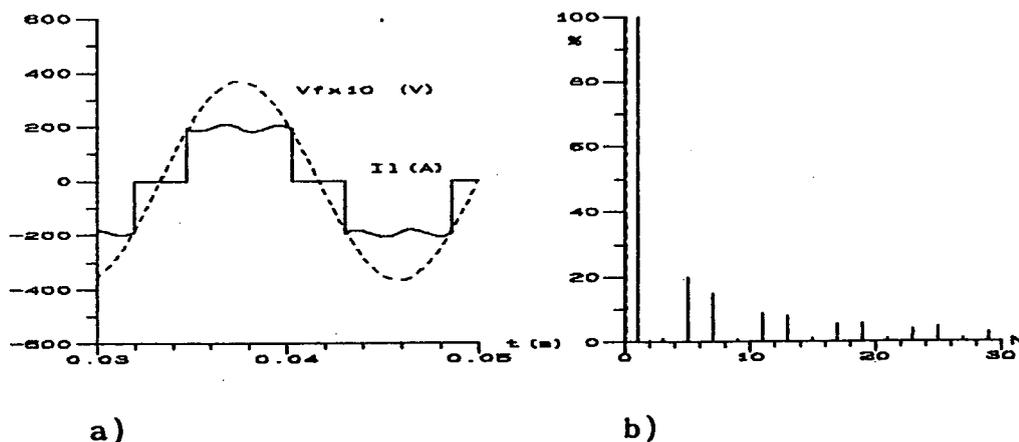


Fig. 74 - Simulação da fonte de alimentação trifásica com filtro de reativos de saída, ensaiada na prática.

a) corrente I_1 , b) espectro harmônico.

Os resultados obtidos no ensaio prático foram:

$$\phi = 9.5^\circ \text{ indutivo}; \quad I_{\text{lef1}} = 20.6 \text{ A}; \quad I_{\text{lef}} = 21.2 \text{ A}$$

$$E = 57.5 \text{ V}; \quad \Delta E = 1.2 \text{ V}; \quad \text{FP} = 0.95$$

A fig.75 mostra a corrente I_1 com seu espectro harmônico.

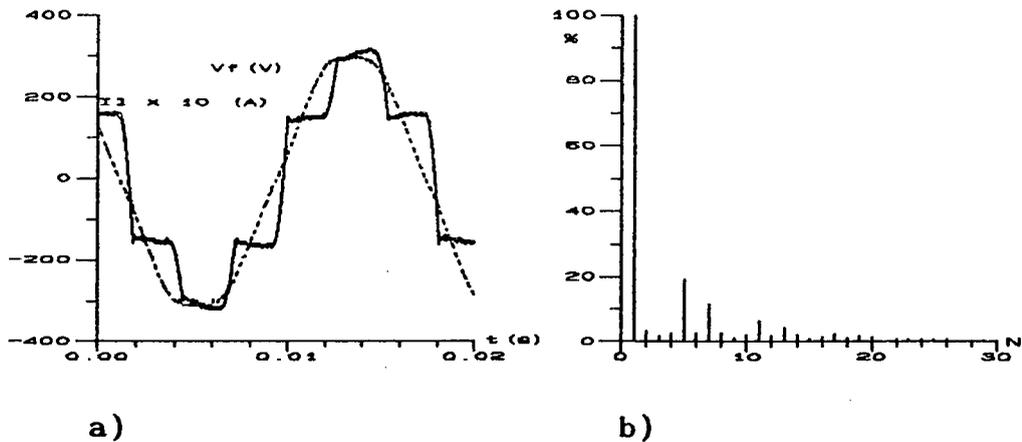


Fig. 75 - Ensaio prático da fonte de alimentação trifásica com filtro de reativos de saída.

a) corrente I_1 , b) espectro harmônico.

Como pode-se observar, o filtro indutivo apresenta bons resultados e pode ser calculado com boa precisão. A indutância de dispersão do transformador pode melhorar um pouco mais o fator de potência. Isso porque a indutância de dispersão auxilia a filtragem das harmônicas de ordem mais elevadas, de forma a suavizar as transições da corrente na entrada do transformador, deixando-a com uma forma mais próxima de uma senóide. Entretanto, se o valor da indutância de dispersão for muito elevado o fator de potência pode diminuir devido a defasagem introduzida pela mesma.

CAPÍTULO V

SELEÇÃO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Neste capítulo são apresentados os passos para cálculo dos componentes do conversor, utilizando as equações obtidas nos capítulos anteriores.

5.1 - Cálculo do Capacitor do circuito de Ajuda à comutação.

O IGBT solicitado ao fabricante foi o F400R500 (Apêndice), porém o fabricante forneceu o IGBT F400R600KF, este segundo IGBT diferencia-se do primeiro basicamente no tempo t_{fi} de $0.2 \mu s$ e na tensão máxima de $600 V$ contra um t_{fi} de $0.4 \mu s$ e tensão máxima de $500 V$. Como inicialmente possuía-se apenas o catálogo do IGBT F400R500, calculou-se o capacitor de ajuda a comutação (cb) para este IGBT, através da eq. 79, como é mostrado a seguir. No entanto, para a versão final, como o valor do capacitor de ajuda à comutação está super dimensionado para o IGBT F400R600KF, este deve ser recalculado para reduzir as perdas no circuito de ajuda à comutação.

Com isso, considerando-se os dados do IGBT F400R500 (Apêndice):

$$t_{fi} = 0.4 \mu s$$

$$I_C = 400 A \text{ (corrente de coletor nominal do IGBT)}$$

$$IT_{f\text{m}\acute{a}x} = 800 \text{ A em } 1 \text{ ms (Valor m}\acute{a}x\text{imo de IC)}$$

Para :

$$I_s = 350 \text{ A, } E = 55 \text{ V (corrente e tens\~{a}o de soldagem)}$$

Através da eq. 79 obtém-se,

$$c_b = 0.74 \text{ } \mu\text{F}$$

Escolheu-se um c_b de $1\mu\text{F}$, valor comercial.

5.2 - Cálculo da tensão máxima no IGBT.

A tensão máxima sobre o IGBT é igual a máxima sobre o capacitor de ajuda à comutação (VC_{maxb}) e é obtida através da eq. 58, onde foi previsto uma indutância parasita (l_p) para cada IGBT de 100nH .

Dados :

$$I_s = 350 \text{ A, } E = 55 \text{ V,}$$

$$VT_{\text{m}\acute{a}x} = 500 \text{ V (tens\~{a}o m}\acute{a}x\text{ima sobre o IGBT)}$$

$$c_b = 1 \text{ } \mu\text{F, } l_{p1} = l_{p3} = 100 \text{ nH}$$

$$VC_{\text{maxb}} = \left[\frac{l_{p1} + l_{p3}}{c_b} \right]^{1/2} I_s + E$$

$$VC_{\text{maxb}} = 212 \text{ V}$$

Este valor de tensão é inferior ao do IGBT ($VT_{\text{m}\acute{a}x}$), portanto o capacitor calculado pode ser utilizado.

5.3 - Cálculo da corrente máxima no IGBT.

O cálculo da corrente máxima é obtido através da eq. 71 somando-se ainda a corrente de recuperação do diodo de roda livre para maior segurança.

Dados: $I_r = 27 \text{ A}$

$$I_{Tmax} = \left[\frac{cb}{lp1+lp3} \right]^{1/2} E + I_s + I_r$$

$$I_{Tmax} = 499 \text{ A}$$

5.4 - Perdas no IGBT.

a) Perdas na Comutação.

As perdas estimadas para o IGBT (P_{ci}) na comutação para uma frequência (f) de 50 K Hz e t_{fi} de $0.2\mu s$ (t_{fi} do IGBT realmente utilizado), são obtidas somando-se as eq. 64 e 74, como o fabricante não fornece o tempo t_{fv} as perdas no fechamento não puderam ser calculadas, mas geralmente o tempo t_{fv} é muito menor que o t_{fi} , e portanto é desprezado.

$$P_{ci} = \frac{I_s^2 t_{fi}^2 f}{24 cb}$$

$$P_{ci} = 11 \text{ Watts}$$

b) Perdas em Condução.

Para cálculo das perdas em condução (P_i), na pior das hipóteses poderia-se considerar que o IGBT permanece fechado durante todo o tempo. Com isso, teria-se:

Dados : $V_{sat} = 2.6 \text{ V}$, para $V_G = 20 \text{ V}$ e $I_s = 350 \text{ A}$

$$P_i = I_s * V_{sat}$$

Entretanto, na prática o IGBT fechado permanentemente é uma situação anormal, assim sendo, utilizando-se a eq. 14, para uma tensão E_a de 35 V, a qual é um valor extremo para tensão do arco e uma corrente I_s de 300 A em regime permanente, obtém-se:

Dados: $V_{sat} = 2.5 \text{ V}$, para $V_G = 20 \text{ V}$ e $I_s = 300 \text{ A}$

$$P_i = I_s * V_{sat} * (E + E_a) / (2 * E)$$

$$P_i = 615 \text{ W}$$

5.5 - Perdas no Diodo de Roda Livre.

As perdas em condução no diodo podem ser calculadas através da eq. 16, agora considerando-se uma tensão mínima de arco E_a de 10 V, obtém-se:

Dados:

$$V_{fo} = 1.65 \text{ V}$$

$$P_D = I_s * V_{fo} * (E - E_a) / (2 * E)$$

$$P_D = 202 \text{ W}$$

5.6 - Cálculo da Resistência do Circuito de Ajuda à Comutação.

O valor da resistência do circuito de ajuda à comutação é obtido através das eq. 82 e 83.

Considerando-se os seguintes dados:

$$x = 0.001, \quad y = 0.001, \quad t_1 = 10 \mu s, \quad t_2 = 10 \mu s$$

com isso tem-se:

$$0.14 < r_b < 1.44$$

para resposta:

$$\text{oscilatória} \quad r_b < 0.63$$

$$\text{suave} \quad r_b > 0.63$$

5.7 - Perdas nos Resistores do circuito de ajuda à comutação.

As perdas máximas na resistores do circuito de ajuda à comutação são calculadas pela eq. 77.

$$\text{Dados : } I_s = 300 \text{ A, } E = 55 \text{ V,}$$

$$L_p = 100 \text{ nH, } c_b = 1 \mu\text{F, } f = 50 \text{ Khz}$$

$$P_{Tr} = \{ I_s^2 (l_{p1} + l_{p3}) + c_b E^2 \} f / 2$$

$$P_{Tr} = 525 \text{ W}$$

5.8 - Simulação do Conversor.

Para prever o funcionamento do conversor, foi realizada uma simulação do mesmo, com os componentes calculados através das equações desenvolvidas nos capítulos anteriores.

A simulação é um modo de se verificar se não houve erros grosseiros no dimensionamento dos componentes de um circuito, onde pode-se verificar se as características dos mesmos não foram desrespeitadas. Contudo, mesmo os resultados sendo coerentes com os calculados, deve-se tomar bastante cuidado no ensaio prático.

Simulando-se o conversor para:

$$c_b = 1\mu\text{F}, l = 100 \text{ nH}, I_s = 300 \text{ A}, E = 55 \text{ V}.$$

$$r_b = 0.25 \text{ e } 1 \text{ Ohms}$$

Obteve-se, para $r_b = 0.25 \text{ Ohms}$:

$$V_{Cmáxb} = 160 \text{ V}; \quad I_{Tmáx} = 412 \text{ A}; \quad P_{Tr} = 340 \text{ W}$$

e para $r_b = 1 \text{ Ohms}$:

$$V_{Cmáx} = 174 \text{ V}; \quad I_{Tmáx} = 430 \text{ A}; \quad P_{Tr} = 430 \text{ W}$$

Cálculos teóricos, para os valores dos componentes utilizados na simulação:

$$V_{Cmáxb} = 190 \text{ V}; \quad P_r = 525 \text{ W};$$

$$I_{Tmáx} = 422 \text{ A (para } I_s = 300 \text{ A e desprezando-se } I_r)$$

Existe uma diferença entre os valores de tensão máxima sobre o capacitor ($V_{Cmáxb}$) e potência perdida na resistência obtidos na teoria e na simulação, os quais, ainda, variam com o

valor da resistência. Essa diferença se deve ao fato de ter sido desconsiderado o efeito da descarga do capacitor do circuito de ajuda à comutação, que fica em paralelo com o diodo de roda livre, durante a entrada em condução do diodo, ou melhor, durante o bloqueio do IGBT. A descarga do capacitor de ajuda à comutação em paralelo com o diodo se dá através do resistor de ajuda à comutação e quanto menor a resistência menor é o valor de pico da tensão sobre o capacitor do circuito de ajuda à comutação em paralelo com o IGBT.

Considerando-se a descarga do capacitor em questão bastante lenta, perante a duração da comutação, que é obtida para resistência de ajuda à comutação elevada, obtém-se uma tensão $V_{Cmáxb}$ de 188 V para uma resistência de 20 Ohms, bem próxima da calculada (190 V). Deste modo, fica comprovada a validade das equações teóricas, para a situação analisada (onde foi desprezada a influência da resistência de ajuda à comutação).

Como as tensões máximas obtidas na simulação são menores, conseqüentemente a energia armazenada é menor, o que explica as perdas na resistência de ajuda à comutação serem inferiores às calculadas.

Teoricamente para um $V_{Cmáxb}$ de 160 V tem-se um P_{Tr} de 350 W, e para $V_{Cmáxb}$ de 174 V tem-se um P_{Tr} de 429 W.

Para uma frequência de comutação de 25 k Hz, obtém-se:

- para $r = 0.25$ Ohms, $P_{Tr} = 162$ W

- para $r = 1$ Ohms, $P_{Tr} = 230$ W

As fig. 77 e 78 mostram as forma de onda da tensão e da corrente no IGBT e da tensão no capacitor de ajuda à comutação para $r = 0.25$ e 1 Ohms.

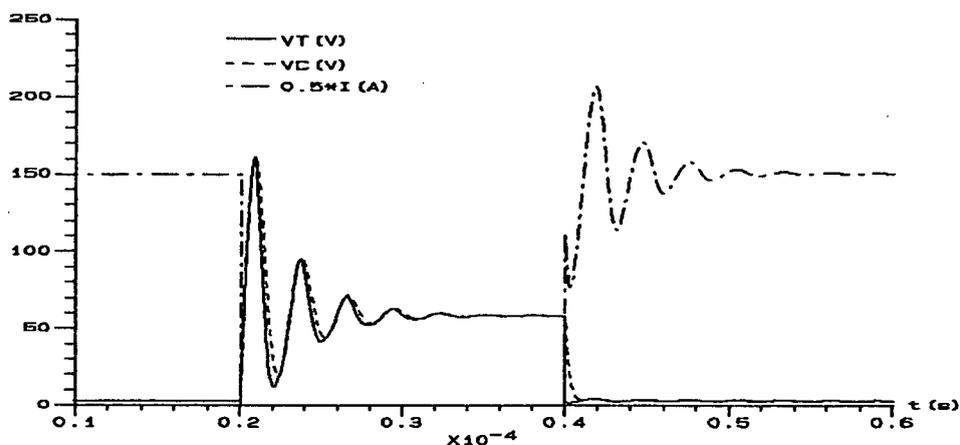


Fig. 77 - Formas de onda da corrente e da tensão no IGBT e da tensão no capacitor de ajuda à comutação para $r = 0.25$ Ohms.

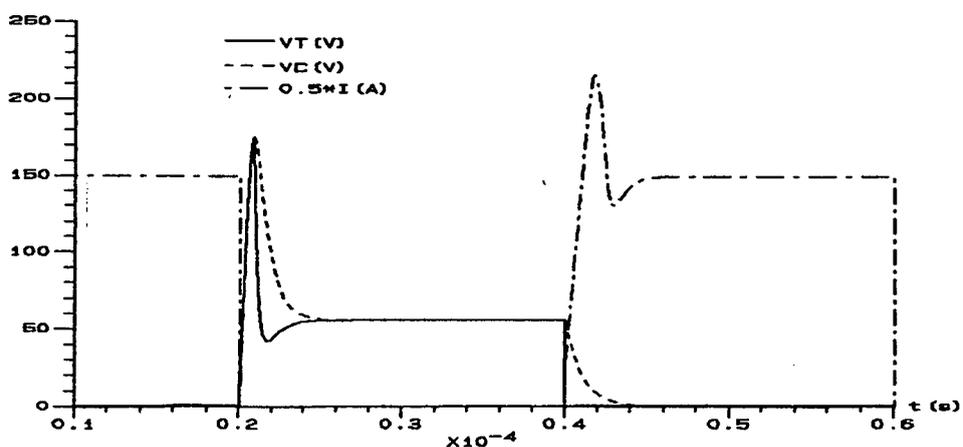


Fig. 78 - Forma de onda da corrente e da tensão no IGBT e da tensão no capacitor de ajuda à comutação para $r = 1$ Ohms.

Com isso, escolheu-se um resistência de ajuda à comutação de 0.25 Ohms para uma potência de 350 Watts.

5.9 - Cálculo da indutância de filtro de saída Lfs

Para cálculo da mesma, como segue abaixo, foi especificado uma taxa mínima de variação da corrente (di/dt) de 200 A/ms, para uma tensão de arco máxima de 35 V, com isso obteve-se um $Lfs = 100\mu H$.

Dados: $E = 55 V$; $Ea = 35 V$; $di/dt = 200 A/ms$

$$E - Ea = Lfs \, di/dt$$

$$Lfs = 100 \mu H$$

VALORES DOS COMPONENTES DO CONVERSOR UTILIZADOS NO ENSAIO PRÁTICO.

$$cb = 1\mu F / 350 V$$

$$rb = 0.25 \text{ Ohms} / 350 \text{ Watts}$$

$$db = MUR5020$$

$$IGBT = F400R600KF$$

$$Lfs = 100\mu H \text{ (Calculada).}$$

CAPÍTULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo da fonte de energia multi-processo para soldagem a Arco.

6.1 - MONTAGEM PRÁTICA.

Após terem sido testados individualmente, os circuitos apresentados nos capítulos anteriores, foram interligados de acordo com o esquema apresentado na fig. 76, para verificação do funcionamento de todo o conjunto.

Alguns dos circuitos do esquema não foram descritos, pois o funcionamento dos mesmos é elementar, e não possuem nenhuma inovação que mereça destaque.

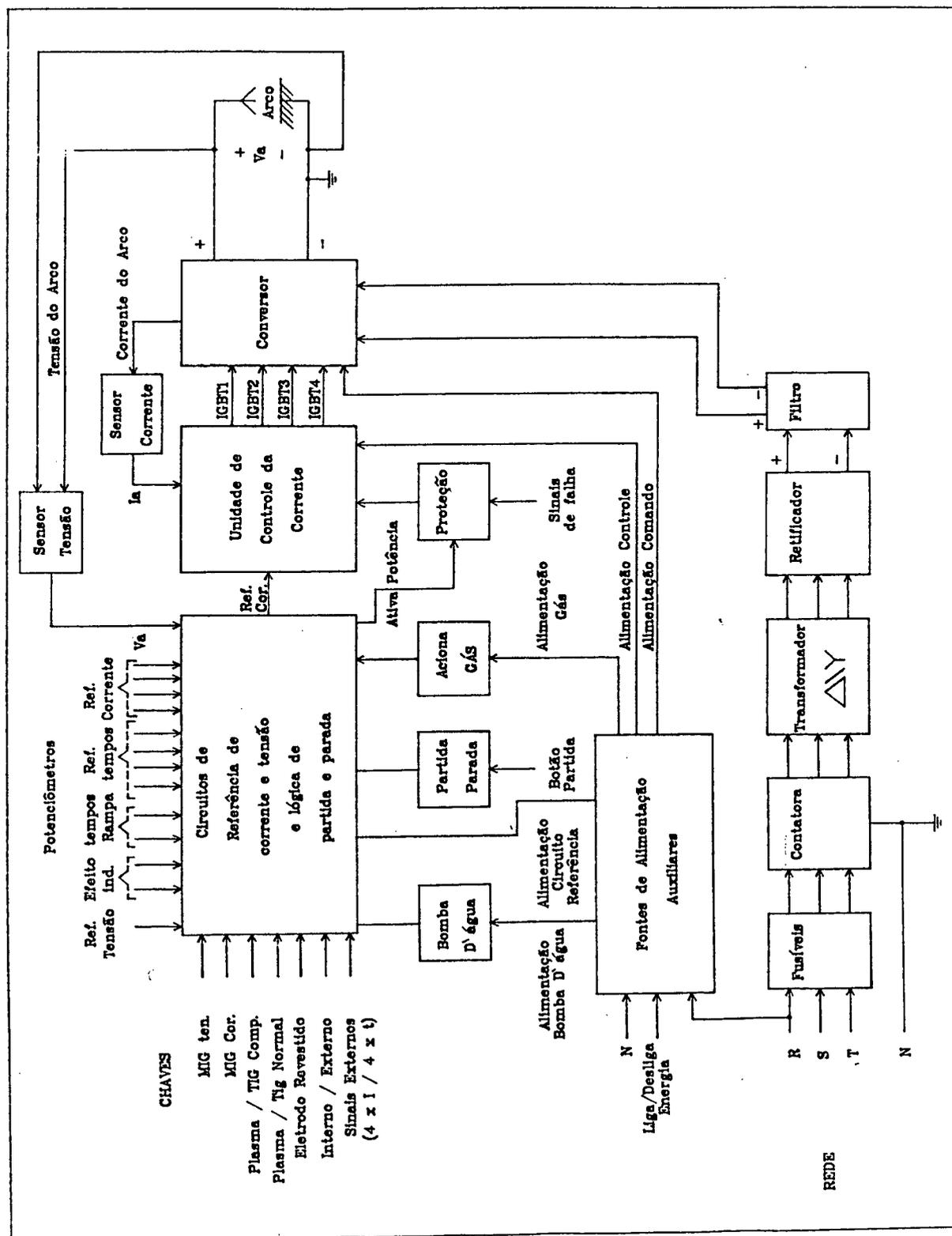


Fig. 76 - Diagrama elétrico geral.

6.2 - ENSAIO DO CONVERSOR.

O ensaio do conversor foi realizado para verificar o funcionamento e tirar conclusões sobre o desempenho dos circuitos de controle, comando e de ajuda a comutação e também verificar as condições de operação dos IGBT's.

6.2.1 - Ensaio dos IGBT's.

A fig. 79 mostra a tensão de "gate" e a corrente de coletor no bloqueio e na entrada em condução. Para não se prejudicar a visualização, a corrente encontra-se fora de escala e com o zero deslocado. A tabela 2 apresenta os dados fornecidos pelo fabricante e os obtidos na prática.

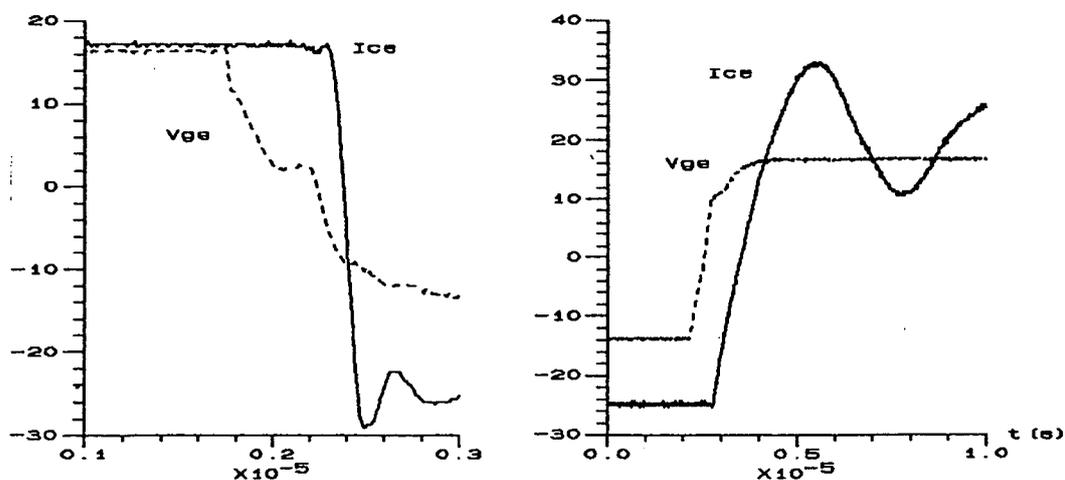


Fig. 79 - Tensão de Gate (V_g) e corrente de coletor (I_{ce}),
a) no bloqueio b) na entrada em condução

	Ensaio	Fabricante
ton	0.5 μ s	0.4 μ s
ts	0.5 μ s	0.4 μ s
tf	0.1 μ s	0.2 μ s

Tab. 2 - Tabela comparativa entre resultados experimentais e fornecidos pelo fabricante dos IGBT's.

Devido a indutância parasita limitar a taxa de crescimento da corrente, não foi possível se determinar o tempo de subida da corrente (t_r) do IGBT, o qual também não é fornecido pelo fabricante. Entretanto, pode-se verificar na tab. 2 que os demais tempos medidos estão bem próximos dos fornecidos pelo fabricante. Ainda pode-se ressaltar, que o tempo de descida da corrente (t_{fi}) medido, possui a metade do valor fornecido pelo fabricante.

Estes resultados, demonstram que o circuito de comando apresenta uma boa performance quanto ao acionamento dos IGBT's.

Na fig. 80 pode-se observar a corrente e a tensão de coletor, na entrada em condução e no bloqueio. Na entrada em condução, a tensão decresce bastante antes da corrente começar a crescer, isso ocorre devido a indutância parasita limitar a taxa de crescimento da corrente, absorvendo quase toda a tensão da fonte.

Para se realizar a medida de corrente no IGBT foi necessária a introdução de cabos auxiliares (Fig. 81) aumentando ainda mais o valor das indutâncias parasitas. Desta maneira, no

bloqueio, como a corrente do IGBT se anula rapidamente, ocorre um pico de tensão bastante elevado sobre seus terminais, como pode ser constatado na fig. 80. Na operação normal do conversor (sem os cabos de medição), o pico de tensão sobre o IGBT é bem menor, dependendo apenas das indutâncias dos terminais do capacitor e das barras de conexão.

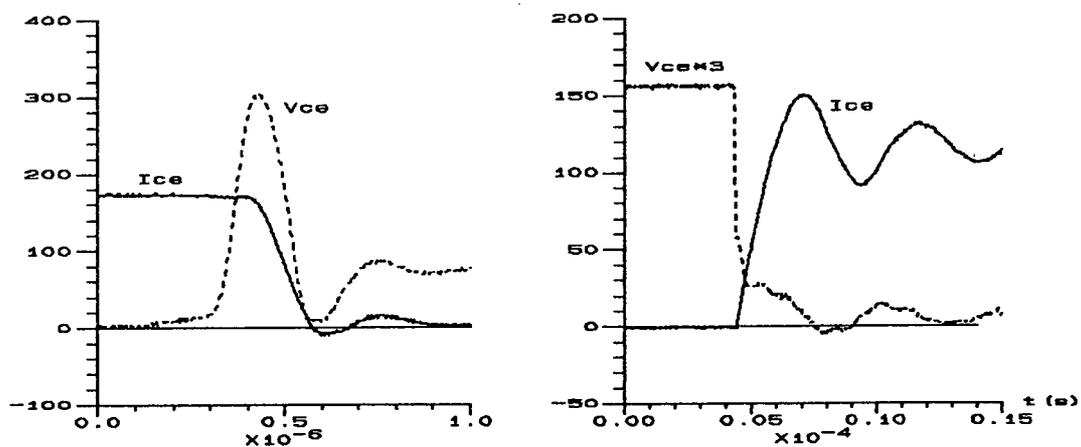


Fig. 80 - Tensão de Coletor (V_{ce}) e corrente de coletor (I_{ce}),
a) no bloqueio, b) na entrada em condução

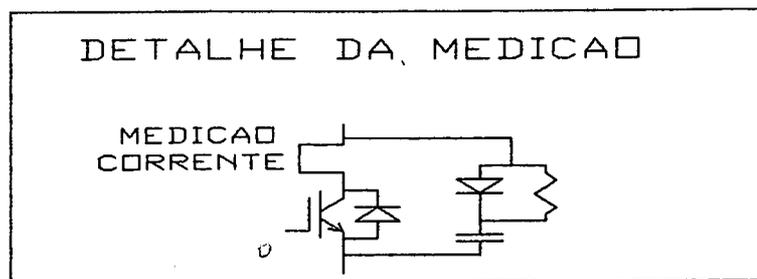


Fig. 81 - Detalhe medição da corrente no IGBT.

6.2.2 - Tensão Máxima sobre o IGBT.

O valor da tensão máxima sobre o IGBT para uma corrente de 250 A ficou em torno de 120 V. Este valor é inferior ao previsto teoricamente que para uma corrente de 250 A e tensão de 60 V (obtida no ensaio prático), é de aproximadamente 170 V, obtido da eq. 58, considerando-se uma indutância parasita de 100 nH. O valor inferior da tensão máxima é devido ao modo como foram montados os IGBT's, que reduziu bastante as indutâncias parasitas, e conseqüentemente, o pico de tensão sobre o capacitor, e também porque desconsiderou-se a descarga do capacitor do circuito de ajuda à comutação em paralelo com o diodo de roda livre, quando este entra em condução, como foi visto no item 5.8.

Para estimar o valor aproximado da indutância parasita, isolou-se a indutância na eq. 58 e através dos valores obtidos na prática, obteve-se um valor em torno de 30 nH, conforme é calculado abaixo.

Dados obtidos do ensaio prático:

$$VC_{\text{máxb}} = 120 \text{ V}, I_s = 250 \text{ A}, E = 60 \text{ V}, c_b = 1 \text{ } \mu\text{F}$$

$$l_p = ((VC_{\text{máxb}} - E)/I_s)^2 * c_b$$

$$l_p = 28 \text{ nH}$$

6.2.3 - Ondulação da Corrente

O circuito de controle foi ajustado para fornecer uma ondulação de corrente próxima de 4 A. A fig. 82 mostra a ondulação da corrente de aproximadamente 4 A, obtida na prática para uma corrente média de 250 A, com a saída da fonte em curto.

Na situação ensaiada, a frequência de comutação ficou em torno de 8.5 k Hz. A subida da corrente é bastante rápida, enquanto a descida é lenta devido a indutância se desmagnetizar em roda livre sobre sua própria resistência e sobre as resistências dos componentes (IGBT, Diodo) e dos cabos e conexões.

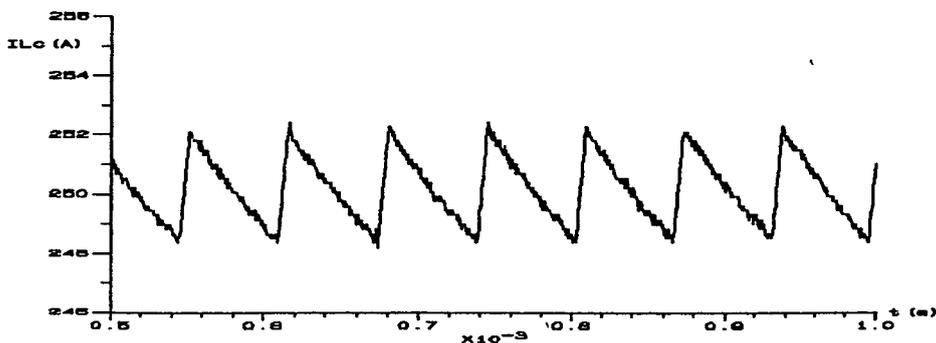


Fig. 82 - Ondulação da corrente com a saída em curto.

6.2.4 - Valor da Indutância de filtro de saída obtida na Prática.

Para determinação do valor real da indutância L_{fs} , foi realizado um ensaio com a saída da fonte em curto para uma corrente alternada de 160 A de pico, onde nesta situação a carga

vista pelo conversor é basicamente a indutância de filtro de saída. A fig. 83 mostra a descida da corrente e a tensão na indutância de filtro de saída. Com os dados abaixo relacionados, que foram retirados do gráfico é possível se calcular o valor da indutância.

Dados obtidos do ensaio:

$$\Delta I_L = 320 \text{ A}; \quad \Delta t = 400 \text{ } \mu\text{s}; \quad E = 60 \text{ V}$$

$$L_f = E * \Delta t / \Delta I_L = 75 \text{ } \mu\text{H}$$

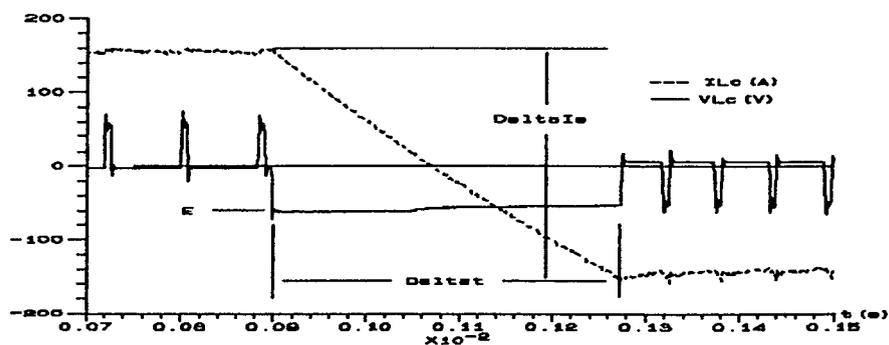


Fig. 83 - Corrente e tensão na indutância L_f em curto.

6.3 - LEVANTAMENTO DA CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO PROTÓTIPO.

Para levantamento da característica estática, utilizou-se uma carga com característica resistiva. A carga era formada por um recipiente de aço inox com uma solução de água com sal. Um dos eletrodos era o próprio recipiente e o outro era um eletrodo móvel de carvão. Para variação do valor da resistência ajustava-se a área de mergulho do eletrodo móvel.

6.3.1 - Característica Estática de Corrente.

Para levantamento da característica estática de corrente, fixou-se os valores da mesma e variou-se a área de contato entre os dois eletrodos. Com isto, a tensão se modificava, obtendo-se diferentes valores de carga. O gráfico da tensão em função da corrente obtida dos experimentos é mostrado na Fig. 84

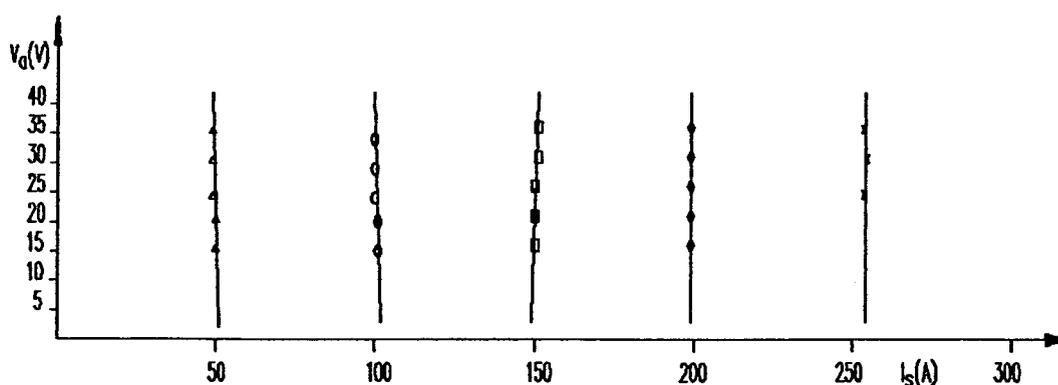


Fig. 84 - Característica estática de corrente

6.3.2 - Característica Estática de Tensão.

Para levantamento da característica estática de tensão, fixou-se valores da mesma e variou-se a área de contato entre os dois eletrodos. Com isto, a corrente se modificava, obtendo-se diferentes valores de carga. O gráfico da tensão em função da corrente obtida dos experimentos é mostrado na Fig. 85

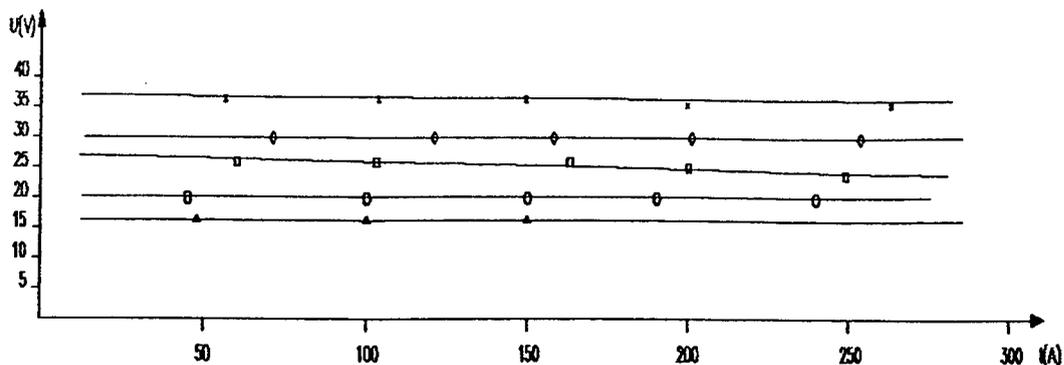


Fig. 85 - Característica estática de tensão.

6.4 - Desempenho dinâmico do protótipo.

6.4.1 - Processo TIG

Para o processo TIG foi realizado ensaio com imposição de corrente alternada (Fig. 86), que reúne as características dos demais modos de operação (imposição de corrente contínua e pulsada).

A ondulação da corrente é quase imperceptível, como pode-se observar na fig. 86. A taxa de subida está na ordem de 500 A/ms e a de descida de 625 A/ms. O decréscimo mais rápido da corrente é devido a tensão da fonte de alimentação se somar com a do ARCO quando os IGBT's são abertos. Este fato não ocorre na subida da corrente, onde a tensão do arco se opõe a da fonte, como foi visto no capítulo III.

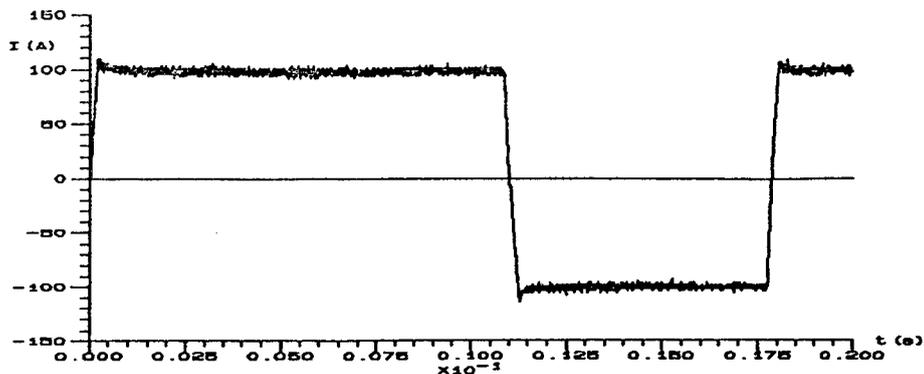


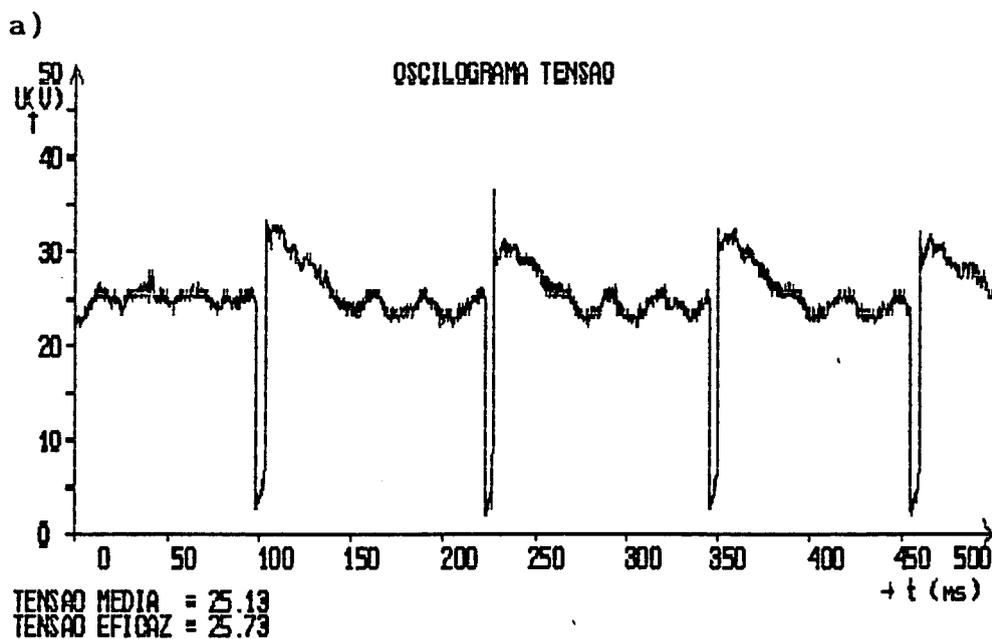
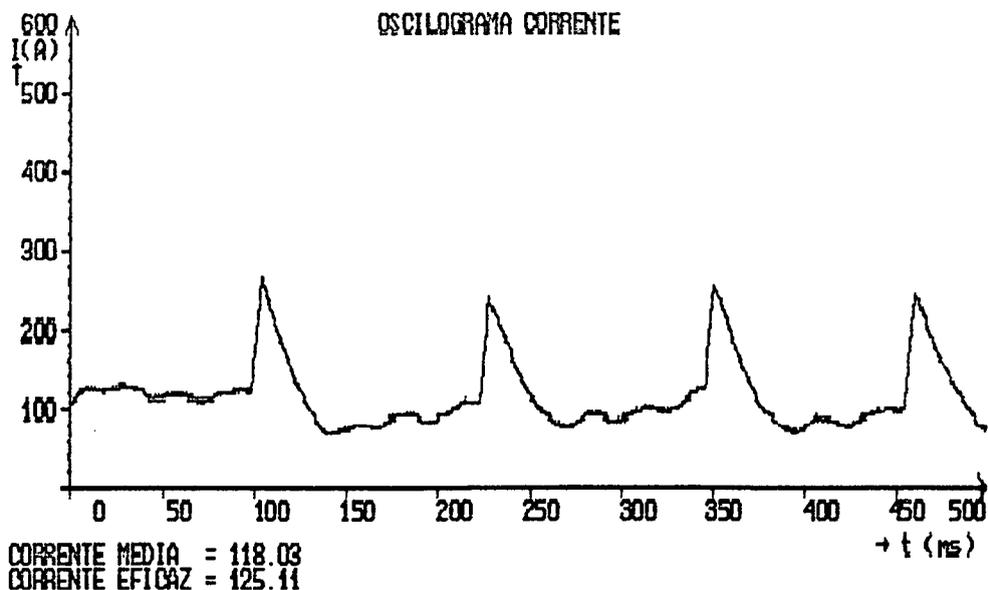
Fig. 86 - Corrente de soldagem com o TIG em corrente alternada.

6.4.2 - Processo MIG.

Para o processo MIG/MAG foram realizados ensaios para soldagem no modo tensão (Fig. 87), no modo imposição de corrente pulsada (Fig. 88) e no modo misto (Fig. 89), onde é imposta a corrente na base e controlada a tensão no pulso.

No modo tensão, a taxa de variação da corrente, como foi visto no item 3.5.2, pode ser ajustada através da constante $R_i C_i$ do circuito integrador. Na soldagem apresentada na fig. 87 ajustou-se uma taxa bastante lenta.

O ensaio no modo tensão serviu também para testar o circuito de controle da tensão, que apresentou um bom desempenho. Pode-se notar também, a semelhança existente entre os oscilogramas do ensaio prático da fig. 87, obtido com este protótipo, com o da fig. 15, obtido com uma fonte analógica, o que demonstra uma excelente performance dinâmica.



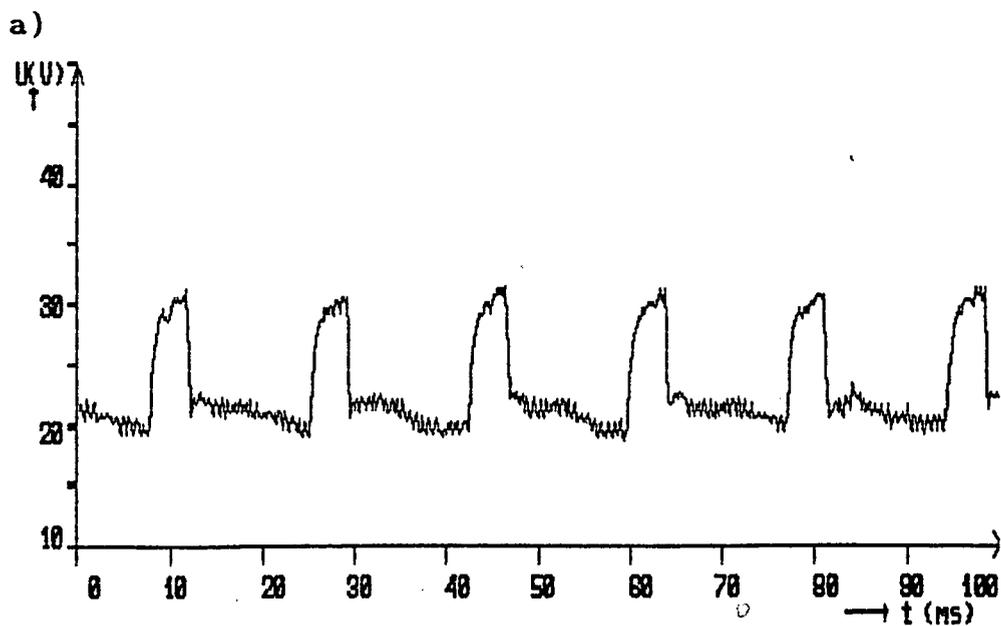
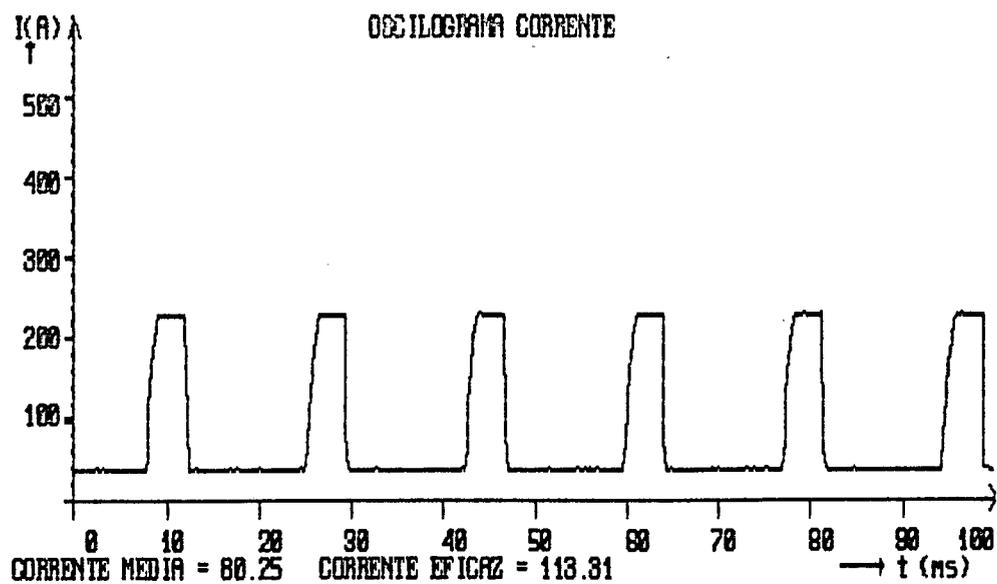
b)

Fig. 87 - Ensaio de soldagem MIG com controle da tensão.

a) Corrente de soldagem, b) Tensão de soldagem.

No modo imposição de corrente pulsada pode-se verificar que a corrente é realmente imposta (Fig. 88). O fato da taxa de subida/descida da corrente ser limitada pela indutância de filtro de saída L_{fs} causou um arco mais suave e menos ruidoso

comparado com as fontes analógicas, onde as taxas são mais elevadas.

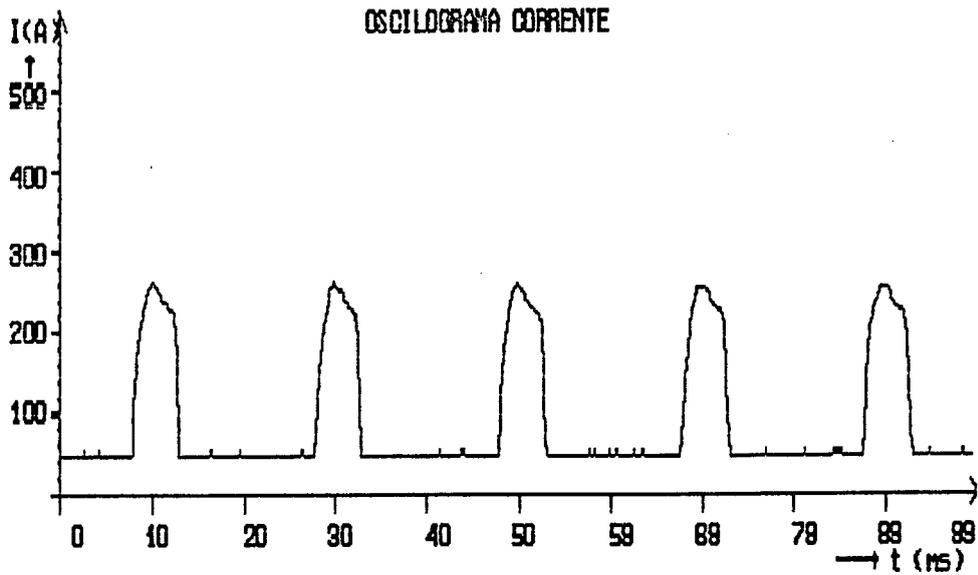


b)

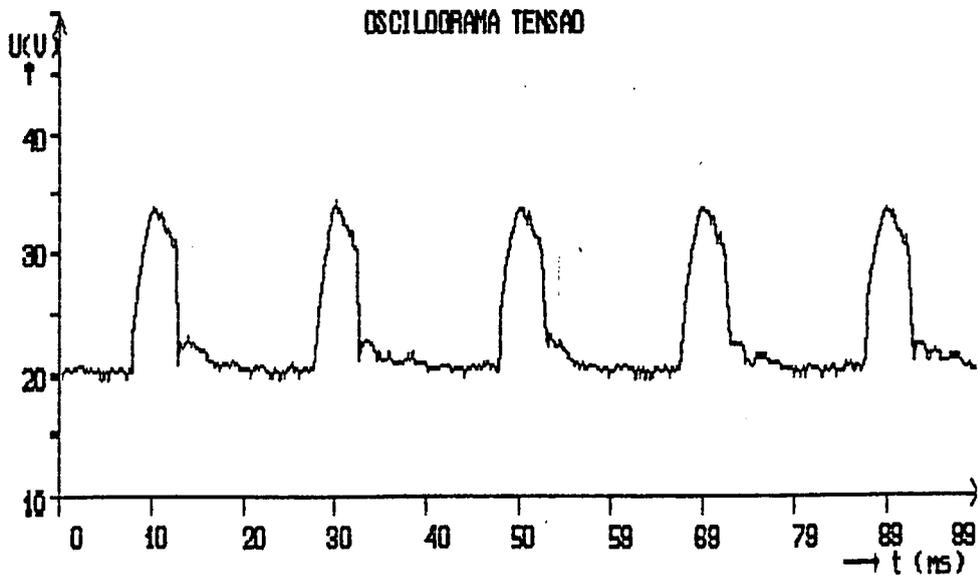
Fig. 88 - Ensaio de soldagem com imposição de corrente pulsada.

a) Corrente de soldagem, b) Tensão de soldagem.

No modo misto para a situação ensaiada obteve-se uma boa estabilidade no arco, comprovando, também, o funcionamento do circuito de controle nesse modo de operação.



a)



b)

Fig. 89 - Ensaio de soldagem com o processo MIG no modo misto

a) Corrente de soldagem, b) Tensão de soldagem.

6.4.3 - Eletrodo revestido

O ensaio com eletrodo revestido foi realizado com imposição de corrente contínua.

Na fig. 90 é mostrada a ondulação da corrente de soldagem para uma corrente de 250 A. O valor da ondulação é igual ao obtido com o ensaio realizado com a saída em curto circuito (fig. 83). Neste caso, a frequência da ondulação da corrente ficou em torno de 35 k Hz. Este valor de frequência é superior ao obtido com o ensaio com a saída em curto (fig. 82). Isto se deve, principalmente, a tensão do arco, que força a descida da corrente, tornando-a bastante rápida. A subida da corrente, neste caso, é mais lenta porque a tensão do arco se opõe a tensão da fonte, durante o tempo em que os IGBT's permanecem fechados.

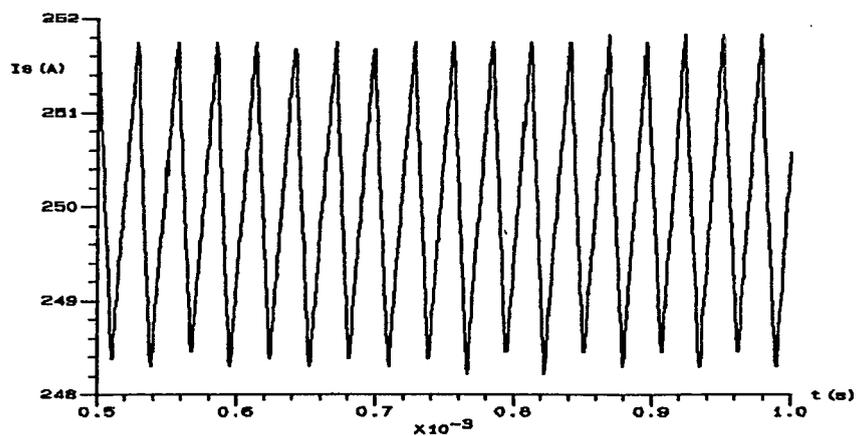


Fig. 90 - Corrente de soldagem com eletrodo revestido.

6 - CONCLUSÕES

O objetivo principal de obter um protótipo operacional compatível com os processos MIG / TIG / PLASMA / Elet. Revestido, a base de IGBT's com bom fator de potência foi alcançado.

O protótipo implementado apresenta bom desempenho estático e dinâmico, para todos os processos previstos.

A operação do circuito de ajuda à comutação adaptada a esse conversor ficou um pouco prejudicada, devido principalmente a elevada indutância que o próprio capacitor possui internamente e em seus terminais. Contudo sua utilização é indispensável para limitação dos picos de tensão sobre os IGBT's.

A forma na qual os IGBT's foram montados foi um dos principais fatores que contribuíram para o funcionamento do conversor, devido a redução das indutâncias parasitas, e conseqüentemente das sobre-tensões e perdas causadas por estas.

O filtro de reativos indutivo, aplicado na saída do retificador, apresenta bons resultados e pode ser calculado com boa precisão. A indutância de dispersão do transformador pode aumentar um pouco o fator de potência, além do fornecido pelo filtro. Isso porque a indutância de dispersão auxilia na filtragem das harmônicas de ordem mais elevadas, de forma a suavizar as transições da corrente na entrada do transformador, deixando-a com uma forma mais próxima de uma senóide. Entretanto, se o valor da indutância de dispersão for muito

elevado, o fator de potência pode diminuir devido a defasagem introduzida pela mesma.

Devido ao tipo de conversor utilizado, parte deste protótipo pode ser transformado num módulo e ser adaptado em outras fontes de soldagem tecnologicamente inferiores, como por exemplo fontes de tensão constante. A vantagem é que o custo do módulo, constituído basicamente pelo conversor e circuitos de controle, seria bastante inferior ao da fonte Multi-Processo, uma vez que o transformador, a ponte retificadora e o filtro de reativos, dependendo da situação, seriam substituídos pela fonte no qual o módulo seria adaptado.

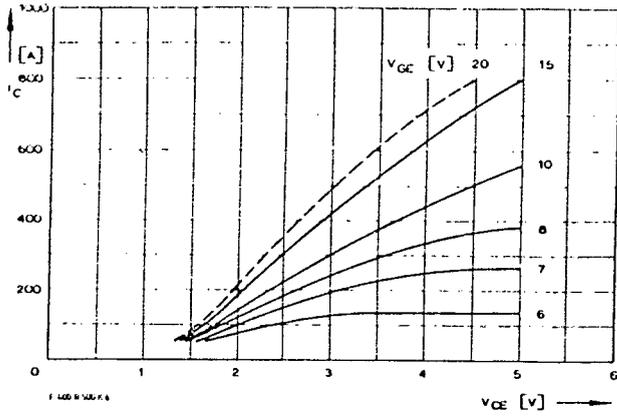
A técnica de se comandar alternadamente os IGBT's diminuiu bastante a frequência de comutação, com isso as perdas devido a mesma foram reduzidas.

Para este protótipo, resta ainda a otimização dos componentes do conversor e do filtro, para melhorar ainda mais o desempenho e a confiabilidade.

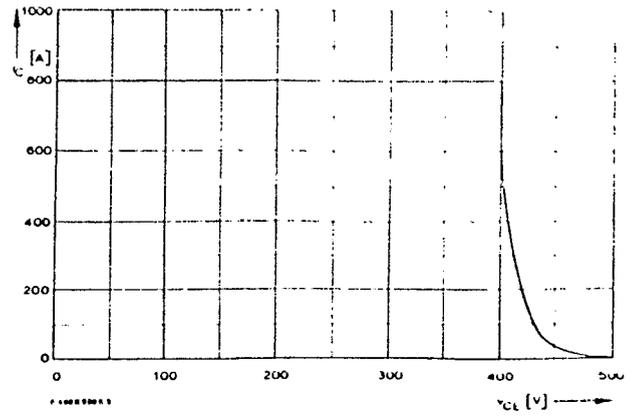
APÊNDICE

CATÁLOGOS DOS IGBT'S

(AEG e EUPEC)

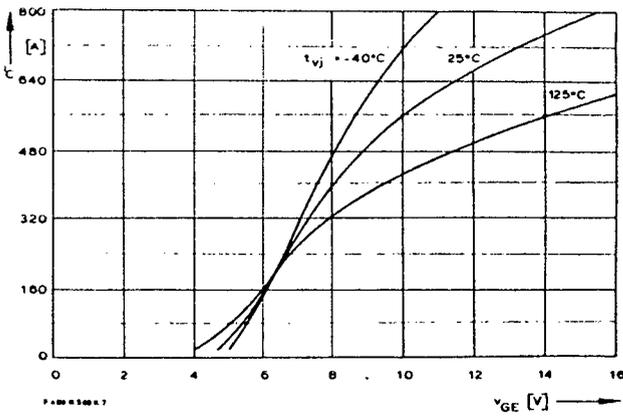


1 Kollektor-Emitter-Spannung im Sättigungsbereich (typisch).
Collector-emitter-voltage in saturation region (typical).
 $t_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$

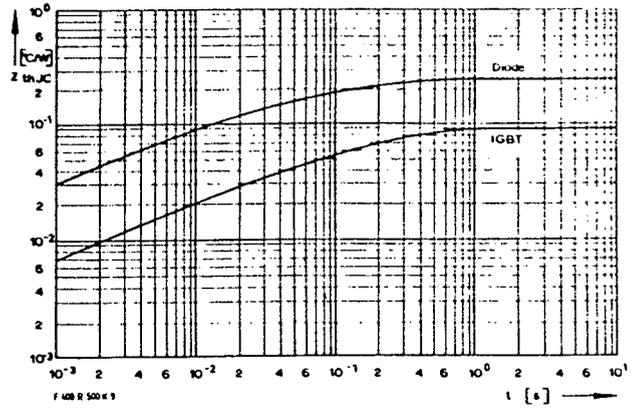


4 Erlaubter Arbeitsbereich in Rückwärtsrichtung
Reverse biased safe operating area
 $t_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$, $v_{LF} = v_{LR} = 15\text{ V}$, $R_G = 6,2\ \Omega$

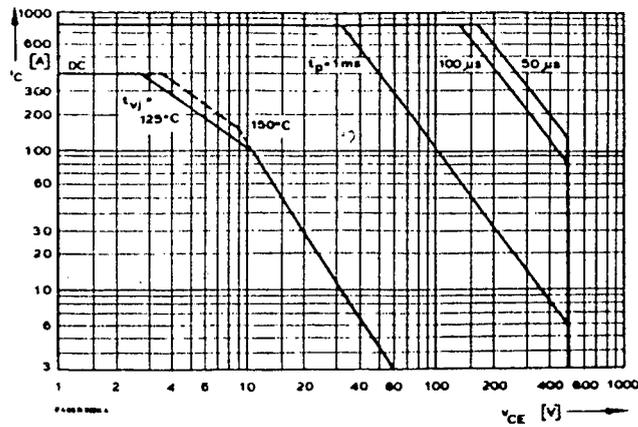
SISDATA 2000 PA
Eng. Med./GIBDC



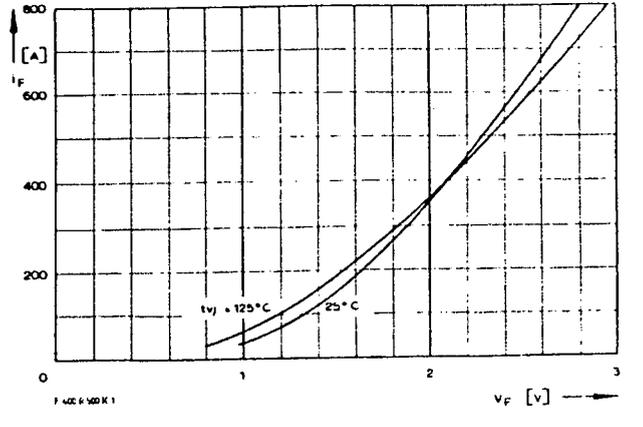
2 Übertragungscharakteristik (typisch).
Transfer characteristic (typical).
 $v_{CE} = 5\text{ V}$



5 Transienter innerer Wärmewiderstand je Zweig (DC).
Transient thermal impedance per arm (DC)



3 Erlaubter Arbeitsbereich in Vorwärtsrichtung (Einzelimpuls, nicht periodisch).
Forward biased safe operating area (single pulse, non repetitive).
 $t_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$



6 Durchlaßkennlinie der Inversdiode (typisch)
Forward characteristic of the inverse diode (typical).
 $v_{GE} = 0\text{ V}$

F 400 R 600 KF

Transistor		Transistor	
Elektrische Eigenschaften		Electrical properties	
Höchstzulässige Werte		Maximum permissible values	
V _{CEs}		600	V
I _C		400	A
I _{CRM}	t _p = 1 ms	800	A
I _{CAVM}	DC, t _C = 85°C, V _{GE} = 15 V		A
V _{GE}		20	V
V _{EG}		20	V
Charakteristische Werte		Characteristic values	
V _{CE sat}	i _{CM} = 400 A, V _{GE} = 15 V, t _{vj} = 25°C typ.	3	V
	i _{CM} = 400 A, V _{GE} = 15 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		V
V _{GE (th)}	V _{CE} = 5 V, i _C = 400 mA, t _{vj} = 25°C min.	3	V
	V _{CE} = 5 V, i _C = 400 mA, t _{vj} = 25°C max.	6	V
C _{GE}	V _{CE} = 10 V, V _{GE} = 0 V, f _o = 1 MHz, t _{vj} = 25°C	typ.	33 nF
i _{CFS}	V _{CE} = 600 V, V _{GE} = 0 V, t _{vj} = 25°C	typ.	2 mA
	V _{CE} = 600 V, V _{GE} = 0 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		mA
i _{GES}	V _{GE} = 20 V, t _{vj} = 25°C	typ.	50 nA
	V _{GE} = 20 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		nA
i _{EGS}	V _{EG} = 20 V, t _{vj} = 25°C	typ.	50 nA
	V _{EG} = 20 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		nA
t _{on}	i _{CM} = 400 A, V _{CE} = 300 V, V _{LF} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = 25°C	typ.	0,4 μs
	i _{CM} = 400 A, V _{CE} = 300 V, V _{LF} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = t _{vjmax} max.		μs
t _s	i _{CM} = 400 A, V _{CE} = 300 V, V _{LF} = 15 V, V _{LR} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = 25°C	typ.	0,4 μs
	i _{CM} = 400 A, V _{CE} = 300 V, V _{LF} = 15 V, V _{LR} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = t _{vjmax} max.		μs
t _f	i _{CM} = 400 A, V _{CE} = 300 V, V _{LF} = 15 V, V _{LR} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = 25°C	typ.	0,2 μs
	i _{CM} = 400 A, V _{CE} = 300 V, V _{LF} = 15 V, V _{LR} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = t _{vjmax} max.		μs
Bedingungen für den Kurzschlußschutz		Conditions for protection against short circuits	
	t _{iq} = 10 μs, V _{LF} = V _{LR} = 15 V, R _G = 4,7 Ω, t _{vj} = t _{vjmax}		
		V _{CC} = 350 V, V _{CEM} = 500 V, i _{CMK1} ≈ 1500 A, i _{CMK2} ≈ 1200 A	

Thermische Eigenschaften		Thermal properties	
R _{thJC}	DC, pro Baustein / per module	0,09	°C/W
	DC, pro Zweig / per arm		°C/W
R _{thCK}	pro Baustein / per module	0,03	°C/W
	pro Zweig / per arm		°C/W
t _{vjmax}		125	°C
t _{vjop}		-40 / + 125	°C
t _{stg}		-40 / + 125	°C

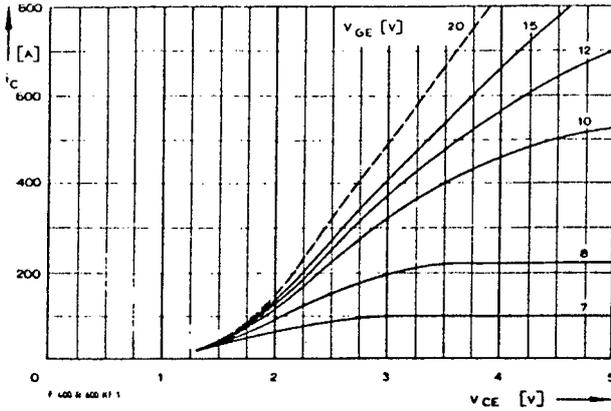
Inversdiode		Inverse diode	
Elektrische Eigenschaften		Electrical properties	
Höchstzulässige Werte		Maximum permissible values	
I _{F (max)}		400	A
t _{FRM}	t _p = 1 ms	800	A
I _{FAVM}	DC, t _C = 85°C		A
I _{FSM}	t _p = 10 ms, t _{vj} = 25°C		A
	t _p = 10 ms, t _{vj} = t _{vjmax}		A
∫ i ² dt	t _p = 10 ms, t _{vj} = 25°C		A ² s
	t _p = 10 ms, t _{vj} = t _{vjmax}		A ² s

Charakteristische Werte		Characteristic values	
V _F	i _F = 400 A, V _{GE} = 0 V, t _{vj} = 25°C	typ.	1,8 V
	i _F = 400 A, V _{GE} = 0 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		V
I _{RRM}	i _{FM} = 400 A, -di _F /dt = 300 A/μs, V _{EG} = 10 V, t _{vj} = 25°C	typ.	27 A
	i _{FM} = 400 A, -di _F /dt = 300 A/μs, V _{EG} = 10 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		A
Q _{rr}	i _{FM} = 400 A, -di _F /dt = 300 A/μs, V _{EG} = 10 V, t _{vj} = 25°C	typ.	9 μAs
	i _{FM} = 400 A, -di _F /dt = 300 A/μs, V _{EG} = 10 V, t _{vj} = t _{vjmax} max.		μAs

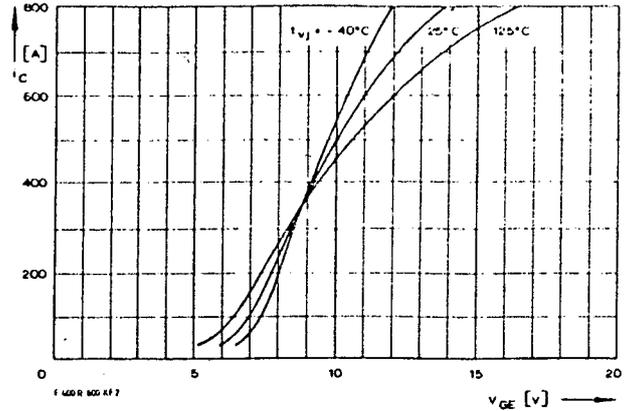
Thermische Eigenschaften		Thermal properties	
R _{thJC}	DC, pro Baustein / per module	0,25	°C/W
	DC, pro Zweig / per arm		°C/W
R _{thCK}	pro Baustein / per module	0,03	°C/W
	pro Zweig / per arm		°C/W
t _{vjmax}		125	°C
t _{vjop}		-40 / + 125	°C
t _{stg}		-40 / + 125	°C

Innere Isolation		Internal insulation	
Isoliermaterial: AlN	Insulating material: AlN		
V _{ISOL} RMS		2,5	kV

Mechanische Eigenschaften		Mechanical properties	
G		465	g
M1		3	Nm
M2	terminals M4 / M6	2 Nm / 3 Nm	
	Maßbild Seite 47, Nr. 5	outline page 47, no. 5	

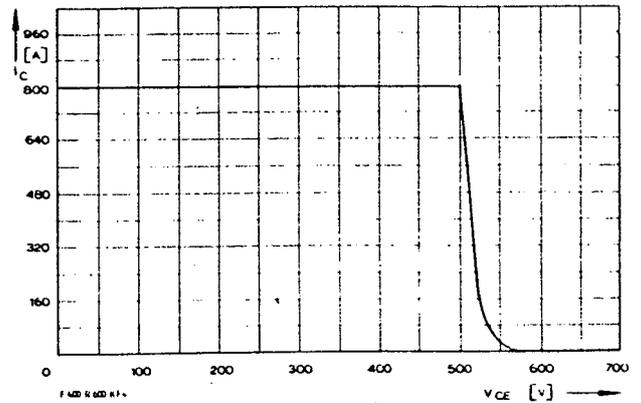


1 Kollektor-Emitter-Spannung im Sättigungsbereich (typisch).
Collector-emitter-voltage in saturation region (typical).
 $t_{vj} = 25^\circ\text{C}$



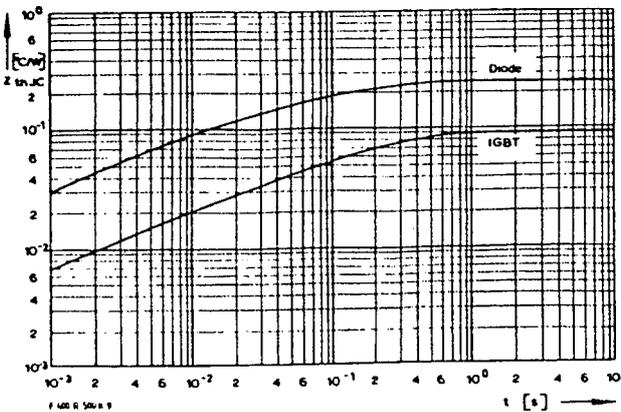
2 Übertragungscharakteristik (typisch).
Transfer characteristic (typical).
 $V_{CE} = 5\text{ V}$

Diagramm in Vorbereitung
Diagram in preparation

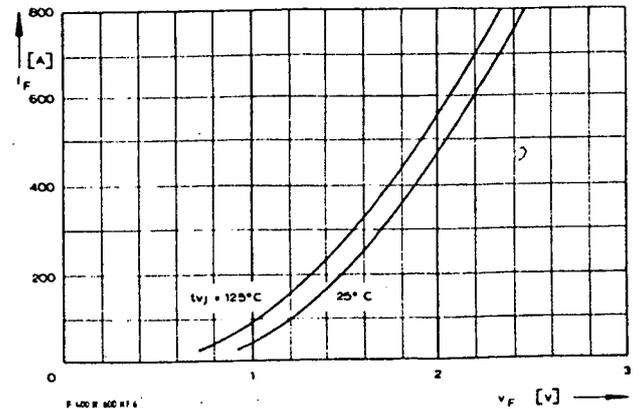


3 Erlaubter Arbeitsbereich in Vorwärtsrichtung (Einzelimpuls, nicht periodisch).
Forward biased safe operating area (single pulse, non-repetitive).
 $t_C = 25^\circ\text{C}$

4 Erlaubter Arbeitsbereich in Rückwärtsrichtung.
Reverse biased safe operating area.
 $t_{vj} = 125^\circ\text{C}$, $V_{LF} = V_{LR} = 15\text{ V}$, $R_G = 4,7\ \Omega$



5 Transienter innerer Wärmewiderstand je Zweig (DC).
Transient thermal impedance per arm (DC).



6 Durchlaßkennlinie der Inversdiode (typisch).
Forward characteristic of the inverse diode (typical).
 $V_{GE} = 0\text{ V}$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] - XAVIER, P. W. "Estudo de uma fonte de energia para soldagem a Arco Submerso" - Dissertação de mestrado, UFSC, 1986.

[2] - BET, I. "Fonte de Corrente Constante Realizada a Transistores de Potência, com Forma de Onda do Tipo Retangular, para Soldagem a Arco", Dissertação de mestrado, UFSC, 1981.

[3] - TOMISC, M. e BARHORST, S. " Keyhole Plasma Arc Welding of Aluminium with Variable Polarity Power" - Welding Journal - Fevereiro de 1984.

[4] - RANKIN, T. "New Power Source Breaks with Tradicional" Welding Journal - maio de 1990.

[5] - DUTRA, J. C.; BAIXO, C. E.; OLLÉ, F. L. e GOHR Jr., R. "Estabilidade do Arco Voltaico TIG em corrente Alternada" - XVII Encontro Nacional De Tecnologia da Soldagem.

[6] - DUTRA, J. C. " Procedimento Computadorizado de Determinação, Seleção e Controle de Variáveis na Soldagem MIG/MAG " - Tese de Doutorado, UFSC, 1989

[7] - QUITES, A. M. e DUTRA, J. C. - "Tecnologia de Soldagem a Arco Voltaico" - EDEME - 1979

[8] - OLLÉ, L. F. "Estudo e Realização de um conversor direto à transistor para Acionamento de Servomotores de Corrente Contínua" - Dissertação de Mestrado , UFSC, 1986.

[9] - PINHEIRO, H. "Fonte de Corrente de 200 A a Transistores para Processo de Soldagem TIG Pulsado" - Dissertação de mestrado, UFSC, 1987.

[10] - FLORERO, H. J. "Inversor Monofásico com modulação PWM Otimizada a Três Níveis" - Dissertação de Mestrado, UFSC, 1989.

[11] - "Le Transistor De Puissance Dans Son Enviroment" - THOMSOM - 1978.

[12] - ARCHES, J. P e FOCH, H. "Evolution des Circuits D' Aide a la Commutation des Transistors de Puissance" - Institut Polytechnique de Toulouse - INPT, França - Julho de 1979.

[13] - IGBT Powerbloccs, IGBT Modules - Catálogo EUPEC 1989.

[14] - PERIN, A. J. "Pulsadores a Transistor de Potência para Controle de Máquinas de Corrente Contínua" - Dissertação de Mestrado, UFSC, 1980

[15] - MILLMAN, J. e HALKIAS, C. C. "Eletrônica Vol. 1" - MacGraw Hill, 1981.

[16] - GOHR Jr, R. e PERIN, A. J. "Three Phase Rectifier Filters Analysis" - COBEP'91.

[17] - RAY, W. F.; DAVIS, R. M. e WEATHERHOGG, I. D. "The Three-Phase Bridge Rectifier with a Capacitive Load" - Power Eletronics and Variable Speed Drivers 1988 record.

[18] - PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D. e MANIAS, S. "A Novel Passive Wave Shaping Method for Single-Phase Diode Rectifier" - IECON'90 Record.

[19] - DEWAN, S. B.; e SHAHRODI "Design of Input Filter for the Six-Pulse Bridge Rectifier" - IEEE Transaction on Magnetics, vol. mag-21, no. 5, september 1985.

[20] - DEWAN, S. B. "Optimum Input and Output Filters For a Single-Phase Rectifier Power Supply" - IEEE transaction on Industry applications, vol. ia-17, no. 3, may/june 1981.

[21] - ABREU, E. C. "Inversor Trifásico com Frequência Variável a Transistor de Potência" - Dissertação de Mestrado, UFSC, 1981.

[22] - BARBI, I. "Eletrônica de Potência" - Editora da UFSC, 1986.