

**ESTUDO DE TOPOLOGIA, PROJETO E CONSTRUÇÃO
DE UMA MÁQUINA DE SOLDAGEM BASEADA EM
INVERSOR DE ALTA FREQUÊNCIA.**

por

André de Souza Reis

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia
Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais,
como requisito parcial para obtenção do título de

Mestre em Engenharia Elétrica

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

2006

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela vida e por seus caminhos;

Ao CNPq e à Universidade Federal de Minas Gerais por mais uma vez ter me proporcionado a oportunidade de evoluir profissional e academicamente;

Ao professor, orientador e amigo Dr. Braz de J. Cardoso Filho, pelo incentivo, dedicação, apoio e orientação;

Aos meus pais e irmãos, pelo incentivo e pela presença constante que excedem palavras;

À minha noiva Adriana, que se fez presente em todas as fases desta caminhada me motivando com amor e palavras de incentivo;

A todos que direta ou indiretamente colaboraram na elaboração deste trabalho.

Resumo

Este trabalho surgiu de uma demanda apresentada pela ESAB Comércio e Indústria S/A, uma indústria da área de soldagem localizada em Contagem – MG, no que diz respeito ao estudo de uma nova topologia, projeto e construção de uma máquina de soldagem de 7,5 KW baseada em inversores de alta frequência.

O cenário econômico atual é marcado pelo surgimento de inúmeros mercados para a indústria da solda tanto para nações desenvolvidas quanto para nações em desenvolvimento. Ressalta-se, nesse contexto, a importância de estudos dos circuitos com inversores adotados em máquinas de soldagem de forma a conquistar competência tecnológica na área e dessa maneira manter-se competitivo no mercado global.

O objetivo desse trabalho é analisar e dimensionar o circuito de potência da máquina, uma vez que, por definição da ESAB, os circuitos de controle e de disparo dos semicondutores serão aproveitados de outro equipamento já produzido pela empresa. No decorrer do trabalho é feita uma descrição detalhada dos modos de operação da máquina e também é feito o dimensionamento de todos os seus componentes, com atenção especial para o inversor e o transformador.

No trabalho serão apresentadas as diferentes topologias de máquinas, desde as topologias convencionais até as topologias com inversores. Foi reservado também um capítulo onde serão apresentados os processos de soldagem existentes bem como suas aplicações típicas.

A relevância deste trabalho está também na ponte feita entre ciência, tecnologia e o setor produtivo. A passagem da ciência para a tecnologia e, daí, para as linhas de montagem, representa o nível máximo de amadurecimento industrial e tecnológico de um país.

Abstract

This work arose of ESAB Comércio and Indústria S/A demand, an welding machine industry located in Contagem - MG, in what concerns the study of a new topology, project and construction of a 7,5 kW high frequency inverter welding machine.

Current economical setting is marked by numerous markets are emerging in developed and developing nations for the welding industry exploit. It is alert to societal needs and has the appropriate technologies and manpower in local to maintain competitive in the global market.

The purpose of this work is to analyze and design the welding machine power circuit. By definition of ESAB, the control and gate driver circuits will be utilized of other equipment produced by the company. A detailed description of the operation modes of the welding machine and all components specification, with special attention for the inverter and the transformer is made in elapsing of the work.

Different welding machine topologies will be presented in this work; since conventional topologies until inverters topologies. A chapter was reserved to present the existent welding process and their typical applications.

The relevance of this work is also in the bridge done among science, technology and the productive field. The passage of the science for the technology and, then, for the assembly lines, represents the maximum level of industrial and technological maturing of a country.

Sumário

Agradecimentos	III
Resumo	IV
Abstract	V
Sumário	VI
Lista de figuras	VIII
Tabelas	XIII
1 INTRODUÇÃO	1
2 FONTES DE ENERGIA PARA MÁQUINAS DE SOLDAGEM	3
2.1 REQUISITOS BÁSICOS DAS FONTES	3
2.2 FONTES CONVENCIONAIS	4
2.3 FONTES COM CONTROLE ELETRÔNICO	8
2.4 PROCESSOS DE SOLDAGEM	12
2.4.1 Classificação pelos tipos de fonte de energia:	13
2.4.2 Classificação pela natureza da união	14
2.5 CONCLUSÃO	29
3 ESTRUTURA PROPOSTA	30
3.1 O INVERSOR	30
Seqüência de pulsos de disparo dos IGBT'S	32
Princípio de operação do circuito	33
3.2 RETIFICADOR DA ENTRADA	38
3.3 TRANSFORMADOR	39
3.4 RETIFICADOR DE SAÍDA	40
3.5 CIRCUITO DE CONTROLE	41
3.6 CONCLUSÃO	41

4 ESPECIFICAÇÃO	42
4.1 INVERSOR E RETIFICADOR DE SAÍDA.....	42
Dimensionamento térmico.....	43
Especificação do dissipador de calor	53
4.2 RETIFICADOR DE ENTRADA	57
4.3 BARRAMENTO CC	62
4.4 TRANSFORMADOR.....	64
Perdas por histerese	65
Perdas por corrente de Foucault	66
Material do núcleo	67
Perdas nos enrolamentos.....	68
Efeito pelicular	70
Efeito proximidade.....	74
Posicionamento dos enrolamentos	76
Especificação dos condutores.....	81
Aumento da temperatura.....	83
4.5 CONCLUSÃO	89
5 RESULTADO DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL	90
5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	90
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	94
5.3 CONCLUSÃO	99
6 CONCLUSÃO.....	100
PROPOSTA DE CONTINUIDADE	101
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	102

Lista de figuras

Fig. 2.1 – Característica $V \times I$ das máquinas de soldagem[16].	5
Fig. 2.2 – Variação do ciclo de trabalho da máquina de soldagem de acordo com o nível da corrente de saída.	6
Fig. 2.3 – Classificação das fontes de energia convencionais para soldagem [2].	7
Fig. 2.4 – (a) Diagrama esquemático de uma fonte tiristorizada trifásica. (b) Efeito do tempo de disparo do tiristor na forma de onda de corrente de saída. [2].	9
Fig. 2.5 – princípio de funcionamento da fonte transistorizada analógica.	10
Fig. 2.6 –Técnicas de modulação para controle da saída: (a) modulação da frequência e (b) controle da largura do pulso [2].	10
Fig. 2.7 – princípio de funcionamento da fonte transistorizada chaveada.	11
Fig. 2.8 – Estrutura básica de uma fonte de energia baseada em inversor de alta frequência.	11
Fig. 2.9 – Arranjo típico para soldagem por explosão: (a) paralela, (b) em ângulo [2].	15
Fig. 2.10 – Princípio da soldagem por fricção: (a) rotação rápida de uma das peças, (b) aplicação de pressão, (c) deformação plástica, (d) recalque final [2].	16
Fig. 2.11 – Esquemático do equipamento usado para soldagem por feixe de elétrons [2].	17
Fig. 2.12 – Esquemático do sistema básico para soldagem a laser [2].	18
Fig. 2.13 – Alguns equipamentos para brasagem [2].	19
Fig. 2.14 – Figura ilustrativa da soldagem oxiacetilênica [2].	19
Fig. 2.15 – Técnicas de soldagem oxiacetilênica: (a) soldagem para trás, (b) soldagem para frente [2].	20
Fig. 2.16 – Soldagem por eletroescória [2].	21
Fig. 2.17 – Soldagem a ponto [2].	22
Fig. 2.18 – Soldagem topo a topo [2].	22
Fig. 2.19 – Soldagem por costura [2].	23
Fig. 2.20 – Soldagem a arco plasma [2].	23
Fig. 2.21 – Soldagem TIG [2].	24
Fig. 2.22 – Soldagem MIG/MAG: (a) esquemático, (b) equipamento básico para soldagem.	25
Fig. 2.23 – Soldagem com arames tubulares	27

Fig. 2.24 – Soldagem por eletrodo revestido e influência do tipo de corrente e da polaridade na penetração: (a) CC+, (b) CC-, (c) CA	28
Fig. 2.25 – Soldagem a arco submerso.....	29
Fig. 3.1 – Estrutura básica de um inversor de alta frequência usado para construção de máquinas de soldagem	30
Fig. 3.2 - Diagrama esquemático da topologia proposta para construção da máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência.	31
Fig. 3.3 – Pulsos de comando para os componentes do inversor.....	32
Fig. 3.4 – Formas de onda de operação do conversor.....	33
Fig. 3.5 – Circuito equivalente do modo de operação 1 do conversor.	34
Fig. 3.6 – Circuito equivalente do modo de operação 2 do conversor.	34
Fig. 3.7 – Circuito equivalente do modo de operação 3 do conversor.	35
Fig. 3.8 – Circuito equivalente do modo de operação 4 do conversor.	35
Fig. 3.9 – Circuito equivalente do modo de operação 5 do conversor.	36
Fig. 3.10 – Circuito equivalente do modo de operação 6 do conversor.	36
Fig. 3.11 - Condições limite para os pulsos de comando do inversor	37
Fig. 3.12 - Circuito equivalente do filtro LC.....	38
Fig. 3.13 –Topologia genérica para o transformador.....	39
Fig. 3.14 –Topologia proposta para o transformador.	40
Fig. 4.1 – seção transversal de um IGBT e de um CoolMOS [18].....	42
Fig. 4.2 – Resultado de simulação para corrente nos diodos do retificador de saída. ($I_0 = 200A$).....	44
Fig. 4.3 - Corrente e potência dissipada nos diodos D_{1A} e D_{2A} do retificador de saída. ($I_0 = 165 A$).....	45
Fig. 4.4 - Corrente e potência dissipada nos diodos D_{1A} e D_{2A} do retificador de saída. ($I_0 = 200 A$).....	46
Fig. 4.5 - Corrente e potência dissipada nos diodos D_{1A} e D_{2A} do retificador de saída. ($I_0 = 250 A$).....	47

Fig. 4.6 - Curvas características dos diodos, obtidas experimentalmente. (a) diodo D_{2A} – 300A / 400V (b) diodo D_{2A} – 600A / 400V.....	48
Fig. 4.7 - Curvas características dos diodos, obtidas experimentalmente. (a) diodo D_{1A} – 200A / 600V (b) diodo D_{1A} – 150A / 600V.....	48
Fig. 4.8 - Circuito ilustrativo mostrando a corrente nos IGBT's e diodos do inversor.....	50
Fig. 4.9 - Corrente nos dispositivos do conversor ($I_0 = 165A$).	50
Fig. 4.10 - Corrente nos dispositivos do conversor ($I_0 = 200A$).	51
Fig. 4.11 - Corrente nos dispositivos do conversor ($I_0 = 250A$).	51
Fig. 4.12 - Comparativo de perdas entre as diferentes tecnologias de dispositivos semicondutores.	52
Fig. 4.13 – Circuito elétrico equivalente utilizado para dimensionamento do dissipador.	53
Fig. 4.14 - Montagem experimental para caracterização do arranjo dissipador.....	54
Fig. 4.15 - Curvas de aquecimento (a) e resfriamento (b) do arranjo dissipador experimental.....	55
Fig. 4.16 - Circuito equivalente do retificador de entrada e do filtro LC.....	58
Fig. 4.17 (a) - Tensão e corrente no retificador de entrada para o caso de ligação 220V monofásico, (b) – Espectro em frequência da corrente de entrada para o caso de ligação 220V monofásico.....	59
Fig. 4.18 (a) –Tensão e corrente no retificador de entrada para o caso de ligação 440V trifásico,	60
(b) – Espectro em frequência da corrente de entrada para o caso de ligação 440V trifásico.....	60
Fig. 4.19 - Retificador de entrada e filtro do barramento CC.....	63
Fig. 4.20 - Curva de histerese típica.....	65
Fig. 4.21 – Efeito pelicular causado por corrente de Foucault [10].	71
Fig. 4.22 – Consequências do efeito pelicular na distribuição de corrente em um condutor de cobre isolado.	72
Fig. 4.23 – Espessura da superfície condutora em função da frequência.....	73
Fig. 4.24 – Modelo equivalente do condutor [7].....	73
Fig. 4.25 – Mecanismo de funcionamento do efeito proximidade [10].	74
Fig. 4.26 – Enrolamento em transformador contendo (a) simples combinação, (b) distribuição da fmm versus posição.....	76

Fig. 4.27 – Separação dos enrolamentos de primário e de secundário em múltiplas seções para reduzir as perdas por corrente de Foucault.....	77
Fig. 4.28 – Variação da indutância de dispersão de acordo com o aumento do número de interfaces entre primário e secundário.....	79
Fig. 4.29 - Corrente nos diodos principais do retificador de saída, tensão e corrente de saída da máquina.	80
Fig. 4.30 – Perdas por corrente de Foucault – R_{AC} / R_{DC} [7].....	81
Fig. 4.31 – Desenho ilustrativo da composição do fio de Litz para o primário do transformador.	82
Fig. 4.32 – Representação da construção do núcleo do transformador utilizando-se fio de Litz.	83
Fig. 4.33 – Resistência térmica versus área total do dissipador. Potência considerada 1W [10].....	84
Fig. 4.34 – Aumento da temperatura versus potência dissipada para diferentes áreas de dissipação.	85
Fig. 4.35 – Excursão máxima do fluxo no núcleo do transformador.....	86
Fig. 4.36 – Máxima densidade de fluxo no núcleo do transformador sem gap.	87
Fig. 4.37 – Variação do fluxo no núcleo do transformador de acordo com a corrente.	87
Fig. 4.38 – Característica BxH do material usado na construção do transformador [6].	88
Fig. 4.39 – Aumento da temperatura do transformador versus corrente conduzida.	89
Fig. 5.1 – Diagrama esquemático da máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência.	90
Fig. 5.2 - Formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador do circuito simulado.	91
Fig. 5.3 - Sinal de comando de disparo para os IGBT's.....	91
Fig. 5.4 - Forma de onda de tensão, corrente e sinal de comando de disparo do IGBT.....	92
Fig. 5.5 - Forma de onda da corrente no primário do transformador.....	93
Fig. 5.6 – Forma de onda de corrente nos diodos do retificador de saída. ($I_0 = 200A$)	93
Fig. 5.7 – Formas de onda de corrente e tensão de saída da máquina de soldagem.	94

Fig. 5.8 - Forma de onda da tensão no primário do transformador (50V/div).....	95
Fig. 5.9 - Forma de onda da corrente no primário do transformador (10A/div)	95
Fig. 5.10 – Forma de onda de corrente no diodo D2A ($I_0 = 200A$).....	96
Fig. 5.11 – Forma de onda de corrente do diodo D1A ($I_0 = 200A$).....	96
Fig. 5.12 - Sinais de comando de disparo dos IGBT's.	97
Fig. 5.13 - Sinais de comando de disparo dos IGBT's.	97
Fig. 5.14 - Formas de onda de tensão e corrente de saída do protótipo construído.....	98

Tabelas

Tabela 2.1 – Classificação dos processos de soldagem a partir da natureza da união.....	14
Tabela 4.1 - Potência dissipada nos diodos do retificador de saída (estimada).	49
Tabela 4.2 - Potência total dissipada no inversor.....	52
Tabela 4.3 - Temperaturas (estimadas) do dissipador e junções dos dispositivos.	57
Tabela 4.4 – fator de potência (FP) e taxa de distorção harmônica (THD) da corrente.....	62

Introdução

Neste capítulo é apresentada uma descrição da abordagem deste trabalho no sentido de avaliar e caracterizar a utilização de uma nova topologia de máquina de soldagem construída com inversores de alta frequência, mostrando algumas justificativas e motivações para a sua realização.

Embora os equipamentos elétricos sejam bem conhecidos, as possibilidades futuras para condicionamento de energia e processos de conversão de energia estão sendo afetados profundamente pelos atuais e futuros desenvolvimentos de componentes semicondutores. Recentemente circuitos com inversores têm sido adotados em máquinas de soldagem para garantir melhores desempenhos na solda, diminuindo a quantidade de respingos produzidos durante o processo, e também diminuindo o peso e volume das máquinas. Atualmente, as máquinas de soldagem nacionais mais comuns de serem encontradas são as máquinas baseadas em tiristores. Este tipo de tecnologia empregada na construção da máquina tem como vantagens a sua simplicidade e robustez. Como desvantagem, pode-se citar o peso e o tamanho devido a baixa frequência de operação e também a baixa velocidade de resposta do sistema, que é limitada pela necessidade da corrente se anular antes do dispositivo poder ser novamente comandado para condução de corrente.

A maneira de se avaliar o desempenho de uma máquina de soldagem é através da quantidade de respingo produzido durante a soldagem. Em um processo automatizado, a produção excessiva de respingos impede que a máquina opere por um período prolongado de tempo sem a intervenção humana para limpeza. A necessidade de redução de peso e do volume das máquinas está diretamente ligada à portabilidade do equipamento e ao custo elevado do *Fe* e *Cu*.

Pensando nisso, este estudo irá avaliar uma nova topologia de construção de máquina de soldagem usando inversores de alta frequência com o objetivo de melhorar o desempenho da máquina, reduzir seu peso e volume e de adequar o produto ao mercado globalizado. Existem hoje, nesse setor da indústria, dois concorrentes diretos da ESAB produzindo máquinas baseadas em inversores de alta frequência. O principal impedimento para utilização dos equipamentos produzidos por essas empresas é o nível de tensão que as máquinas podem operar. Por exemplo, as máquinas produzidas na Europa são projetadas para operarem em 400V. No Brasil existe a possibilidade de utilização de tensões

que variam de 220V monofásico até 440V trifásico para esse tipo de equipamento. A vantagem da topologia proposta é a versatilidade no quesito tensão de operação. Acionando-se apenas uma chave consegue-se operar o equipamento desde 220V monofásico até 440V trifásico.

No capítulo 2 serão apresentadas as fontes de energia utilizadas para fornecer tensão e corrente para a soldagem a arco, bem como os diversos processos de soldagem existentes, seus conceitos fundamentais, características gerais e aplicações.

No capítulo 3 é feita uma análise da estrutura proposta para a máquina de soldagem, caracterização dos modos de operação da máquina e análise da topologia do transformador.

O capítulo 4 visa a especificação dos componentes constituintes da máquina. Nesse capítulo é feita uma avaliação das potências dissipadas e elevação de temperatura nos componentes e também é feito um estudo comparativo entre diferentes tecnologias e fabricante de dispositivos semicondutores para inversor.

O capítulo 5 visa a caracterização de desempenho da máquina. Neste capítulo são apresentados resultados de simulações, resultados experimentais focados na potência e também resultados que caracterizam soldabilidade da máquina.

O capítulo 6 aponta uma série de questões levantadas no decorrer desse trabalho, visando identificação de pontos merecedores de estudos e avaliações mais centralizadas e aprofundadas.

Capítulo 2

Fontes de energia para máquinas de soldagem

Neste capítulo é feita uma apresentação das diferentes fontes de energia que são utilizadas na construção de máquinas de soldagem, bem como seus requisitos básicos e características de funcionamento. Também são apresentados os diversos processos de soldagem existentes, suas características e aplicações.

2.1 REQUISITOS BÁSICOS DAS FONTES

A soldagem a arco utiliza uma fonte de energia (ou máquina de soldagem) projetada especificamente para esta aplicação e capaz de fornecer tensão e corrente, em geral, na faixa de 10 a 40 V e 10 a 1200 A. Nas últimas três décadas, ocorreu um grande desenvolvimento no projeto e construção de fontes para soldagem com a introdução de sistemas de controle eletrônicos nestes equipamentos. Atualmente, pode-se encontrar no mercado tanto máquinas convencionais, como máquinas eletrônicas. No Brasil, a grande maioria das fontes para máquina de soldagem ainda é convencional. Em países industrializados, a maior parte dos equipamentos fabricados é eletrônica.

Uma fonte de energia para soldagem a arco deve atender a três requisitos básicos:

- i) Produzir saídas de corrente e tensão com características adequadas para um ou mais processos de soldagem;
- ii) Permitir o ajuste de corrente e/ou tensão;
- iii) Controlar, durante a soldagem, a variação dos níveis de corrente e tensão de acordo com os requisitos do processo e aplicação.

Adicionalmente, o projeto da fonte precisa considerar os seguintes requisitos:

- Estar em conformidade com exigências de normas e códigos relacionados com a segurança e funcionabilidade;
- Apresentar resistência e durabilidade em ambientes fabris, com instalação e operação simples e segura;
- Ter controles/interface de fácil uso para o usuário;
- Quando necessário, ter interface ou saída para sistemas de automação.

2.2 FONTES CONVENCIONAIS

O funcionamento de uma fonte de energia depende de suas características estáticas e dinâmicas. Ambas afetam a estabilidade do arco, mas de forma diferente. As características estáticas se relacionam com os valores médios de corrente e tensão de saída. As características dinâmicas envolvem variações transientes de tensão e corrente fornecidas pela fonte em resposta durante a soldagem. As características dinâmicas são importantes, em particular:

- Durante a abertura do arco;
- Durante mudanças rápidas de comprimento de arco;
- Durante a transferência de metal através do arco;
- No caso de soldagem com corrente alternada, durante a extinção e reabertura do arco a cada meio ciclo de corrente.

As características dinâmicas das fontes são afetadas por:

- Dispositivos para armazenamento temporário de energia, como banco de capacitores ou reatores;
- Controles retroalimentados em sistemas regulados automaticamente;
- Mudanças na forma de saída da fonte.

As características estáticas da fonte são indicadas na forma de curvas características, obtidas através de testes com cargas resistivas, e que são, muitas vezes, publicadas pelo fabricante da fonte no seu manual. Uma fonte pode ser classificada como de corrente constante ou de tensão constante. A Fig. 2.1 ilustra os diferentes tipos de curva característica. Máquinas que apresentam uma curva característica $V \times I$ abrupta, aproximam-se mais da máquina de corrente constante ideal, onde a corrente de soldagem é pouco influenciada pelas variações do comprimento do arco [16].

O ponto nominal de funcionamento da máquina de soldagem é o ponto de interseção da curva característica da máquina com a curva característica do arco elétrico, como mostra a Fig. 2.1.

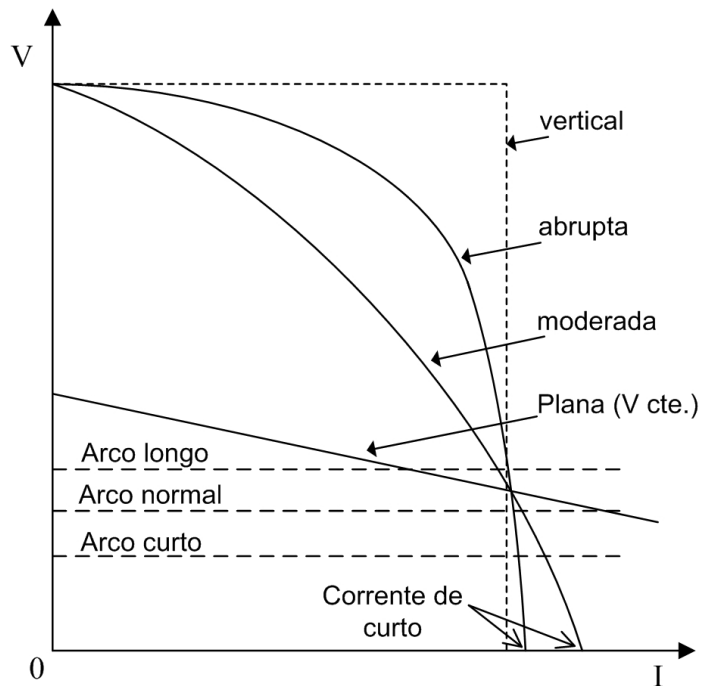


Fig. 2.1 – Característica $V \times I$ das máquinas de soldagem[16].

Fontes de corrente constante permitem que, durante a soldagem, o comprimento do arco varie sem que a corrente sofra grandes alterações. Eventuais curtos-circuitos do eletrodo com o metal de base, não causam, também, uma elevação importante de corrente. Equipamentos com fontes de corrente constante são empregados em vários processos:

- Processos de soldagem manual, nos quais o soldador controla manualmente o comprimento do arco;
- Processos mecanizados de soldagem com eletrodo não consumível;
- Processos semi-automáticos (em alguns casos);
- Processos mecanizados ou automáticos com eletrodo consumível, quando o equipamento apresenta algum mecanismo de controle do comprimento do arco.

O ciclo de trabalho de uma máquina de soldagem, considerando um processo manual, é, usualmente, 60%, ou seja, 6 minutos de arco em cada 10 minutos. (O resto do tempo é reservado para troca de eletrodo, posicionamento da peça, etc). Este ciclo varia de acordo com a corrente, como pode ser visto na Fig. 2.2.

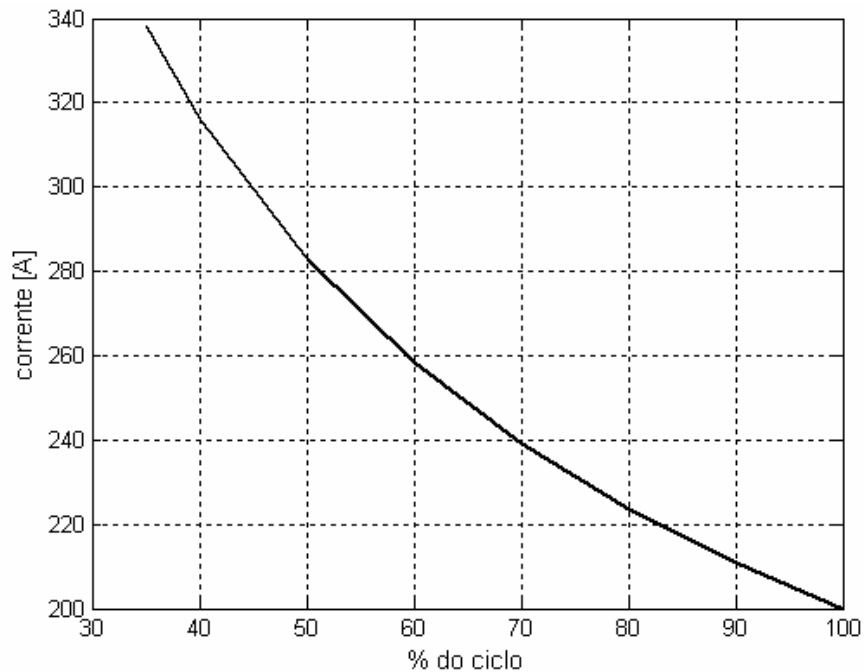


Fig. 2.2 – Variação do ciclo de trabalho da máquina de soldagem de acordo com o nível da corrente de saída.

Conforme pode ser observado na Fig. 2.2, a fonte de energia pode operar em diferentes níveis de corrente de trabalho. Por exemplo, uma máquina de 260A (60%) pode operar num ciclo de 100% (continuamente) a 200A. Para se estimar o ciclo de trabalho de uma fonte para correntes de soldagem diferentes das especificadas pelo fabricante, pode-se utilizar a fórmula abaixo:

$$Ct_1 * I_1^2 = Ct_2 * I_2^2 \quad (2.1)$$

onde

Ct_1 é o ciclo de trabalho 1

I_1 é a corrente na condição de operação 1

Ct_2 é o ciclo de trabalho 2

I_2 é a corrente na condição de operação 2

Fontes de tensão constante fornecem basicamente a mesma tensão em toda a sua faixa de operação. Estas fontes permitem grandes variações de corrente durante a soldagem quando o comprimento do arco varia ou ocorre um curto-circuito. Para solda semi-automática e automática onde o avanço do eletrodo é uniforme, são usadas as máquinas de tensão constante, que asseguram a fusão uniforme do eletrodo, variando a corrente, mas

mantendo a tensão. O ciclo de trabalho desta máquina deve ser 100% (pode trabalhar sem interrupção).

Fontes convencionais de energia para soldagem podem ser classificadas de diversas maneiras [2]. A Fig. 2.3 mostra uma classificação dessas fontes.

Nesta classificação, as fontes são separadas em dois grupos principais:

- Fontes que geram a energia elétrica no próprio local de soldagem pela conversão de uma dada forma de energia em energia mecânica e a conversão desta em energia elétrica;
- Fontes que convertem a energia elétrica da rede de distribuição em uma energia adequada para a soldagem

Em ambos os casos, a corrente pode ser fornecida para soldagem na forma alternada ou contínua.

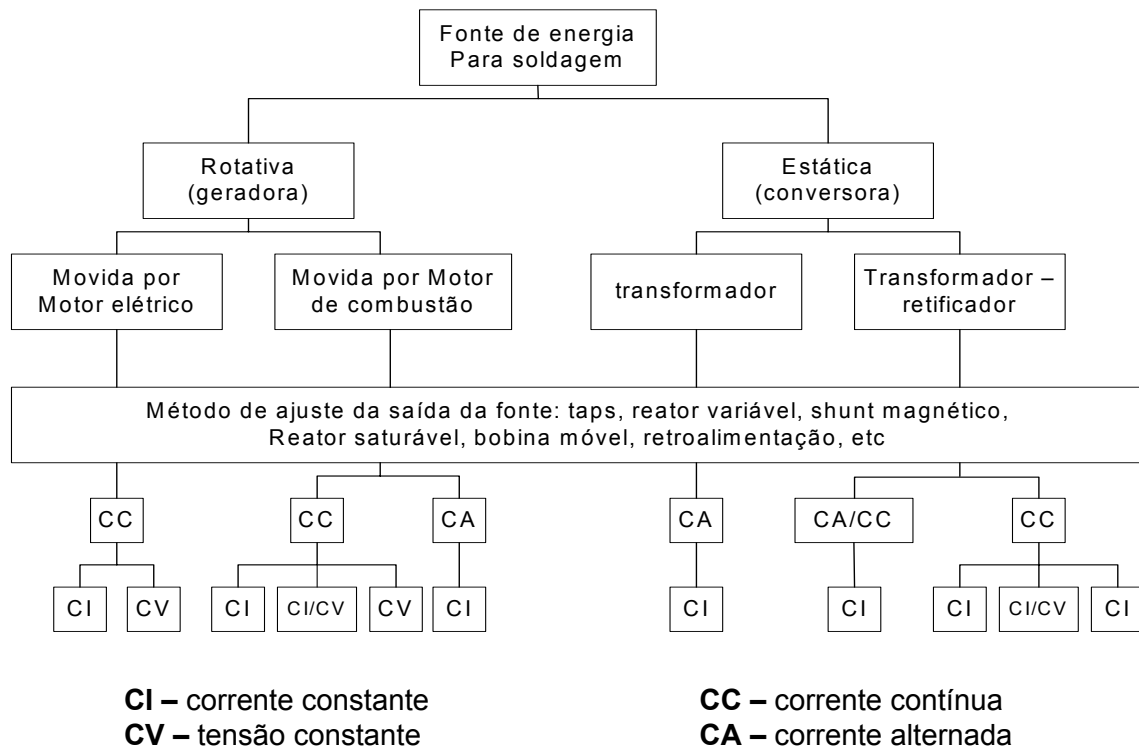


Fig. 2.3 – Classificação das fontes de energia convencionais para soldagem [2].

2.3 FONTES COM CONTROLE ELETRÔNICO

Fontes convencionais estáticas dependem de sistemas mecânicos ou elétricos para o controle e ajuste de sua saída. Estas fontes pouco mudaram nos últimos 40 anos. Estes equipamentos têm, em geral, um formato fixo de sua curva característica, velocidade de resposta baixa (da ordem de 100 ms), insuficiente para controlar diversos eventos que ocorrem no arco e na transferência de metal, além de serem de difícil interação com sistemas digitais de controle. A partir da década de 60 e, de forma importante, nas décadas de 80 e 90, novos conceitos foram introduzidos no projeto e fabricação de fontes de energia para soldagem. Estes conceitos têm em comum a introdução de dispositivos eletrônicos, muito mais versáteis e rápidos para o controle da saída da fonte.

Em comparação com as fontes convencionais, as fontes com controle eletrônico são caracterizadas por:

- Desempenho superior: apresentam resposta dinâmica e reprodutibilidade superior às fontes convencionais;
- Funções múltiplas: podem possuir múltiplas curvas características, e a elevada velocidade de resposta permite a mudança, durante a operação, da saída da fonte ou, mesmo, de sua curva característica, adequando-a, por exemplo, a eventos que estejam ocorrendo no arco;
- Conexão mais fácil com equipamentos periféricos e capacidade de ser programada: o controle eletrônico permite que a fonte troque sinais com sensores externos, microprocessadores internos, computadores, robôs, etc. Condições de soldagem otimizadas ou regras preestabelecidas para a seleção de parâmetros de soldagem podem ser armazenadas em alguma forma de memória eletrônica e usadas para definir a operação do equipamento;
- Redução de peso e dimensões: a introdução, na década de 80, de fontes inversoras levou a uma grande redução nas dimensões do transformador devido ao uso de corrente alternada de alta frequência.
- Maior custo e manutenção mais complexa.

Existem diferentes projetos de fontes que podem ser classificadas como de comando eletrônico [2]. As formas mais conhecidas são:

- Fontes tiristorizadas;

As vantagens do controle por SCR (Retificador Controlado por Silício) são: a sua simplicidade, robustez e a possibilidade de controle da saída da fonte com pequenos sinais eletrônicos. Para regular a saída da fonte, o momento de disparo do dispositivo é controlado a cada meio ciclo de corrente, conforme ilustra a Fig. 2.4.

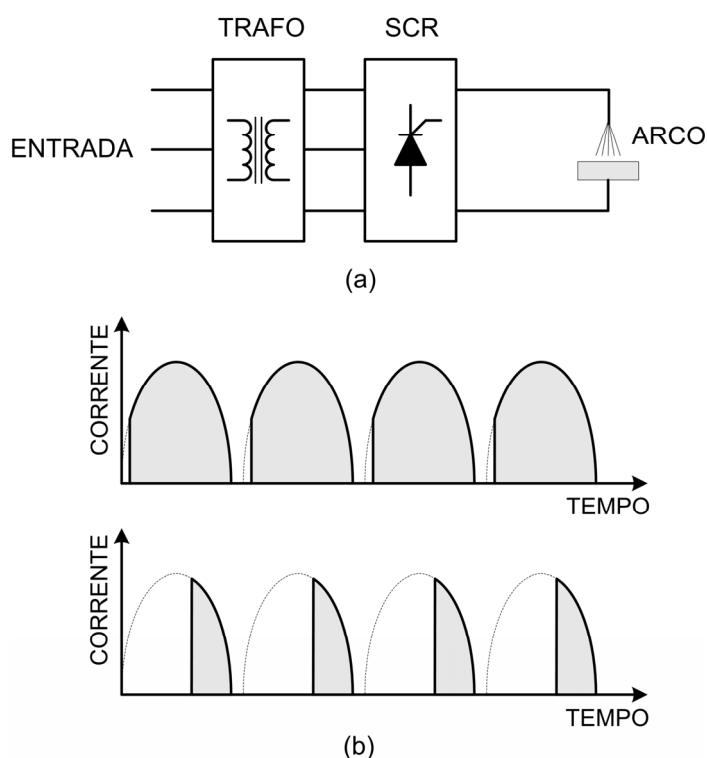


Fig. 2.4 – (a) Diagrama esquemático de uma fonte tiristorizada trifásica. (b) Efeito do tempo de disparo do tiristor na forma de onda de corrente de saída. [2].

Uma vez disparado, o dispositivo continua a conduzir corrente até que esta se anule ou inverta o seu sentido. Essa característica torna esse tipo de fonte com baixa velocidade de resposta, porém, ainda com desempenho muito superior às fontes convencionais.

- Fontes transistorizadas em série;

Neste tipo de fonte de energia a corrente na saída da máquina de soldagem é controlada variando-se o nível de corrente a base do transistor inserido em série com o

retificador, conforme mostra a Fig. 2.5. Desta maneira a corrente na saída da fonte pode ser continuamente variada [2].

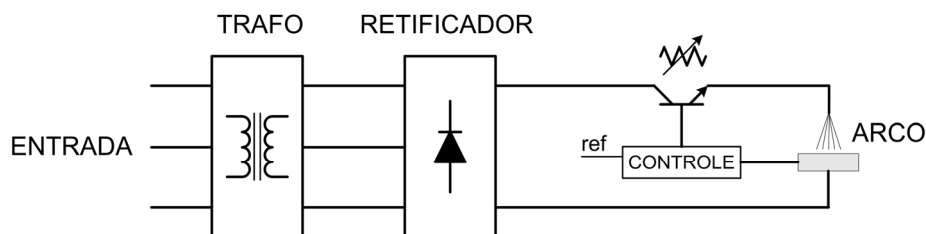


Fig. 2.5 – princípio de funcionamento da fonte transistorizada analógica.

- Fontes transistorizadas chaveadas (“Chopper”);

Nas fontes chaveadas os transistores operam como chaves que são abertas e fechadas a uma elevada velocidade. A saída da fonte é controlada pela razão dos tempos que os transistores permanecem abertos ou fechados. A Fig. 2.6 ilustra as técnicas de modulação para controle da saída [2].

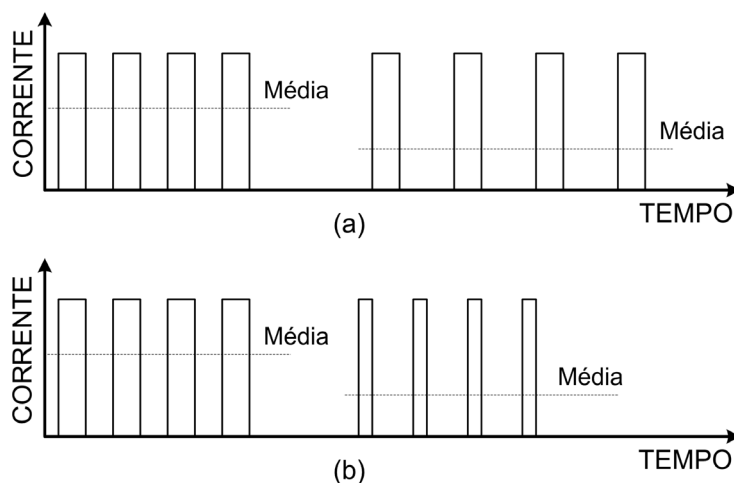


Fig. 2.6 – Técnicas de modulação para controle da saída: (a) modulação da freqüência e (b) controle da largura do pulso [2].

Embora o circuito básico destas fontes seja similar ao das fontes analógicas, conforme ilustra a Fig. 2.7, a utilização dos transistores no modo chaveado permite grande aumento de eficiência na utilização de energia pela fonte.

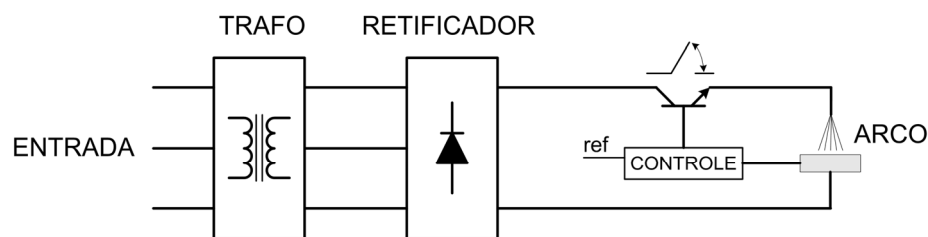


Fig. 2.7 – princípio de funcionamento da fonte transistorizada chaveada.

A velocidade de resposta da fonte depende da frequência de chaveamento. Nesse tipo de fonte frequências de 1 a 30 kHz são comumente usadas. Sendo assim, essas fontes são capazes de responder em poucos microsegundos.

- Fontes inversoras.

As fontes inversoras trabalham com alta frequência (5 a 70 kHz) garantindo desta forma uma maior velocidade de resposta. A maior velocidade de resposta garante um arco mais estável na saída da máquina, minimizando desta maneira a formação de respingos e, conseqüentemente, aumentando a eficiência da máquina. A Fig. 2.8 apresenta um diagrama em blocos básico de uma fonte inversora.

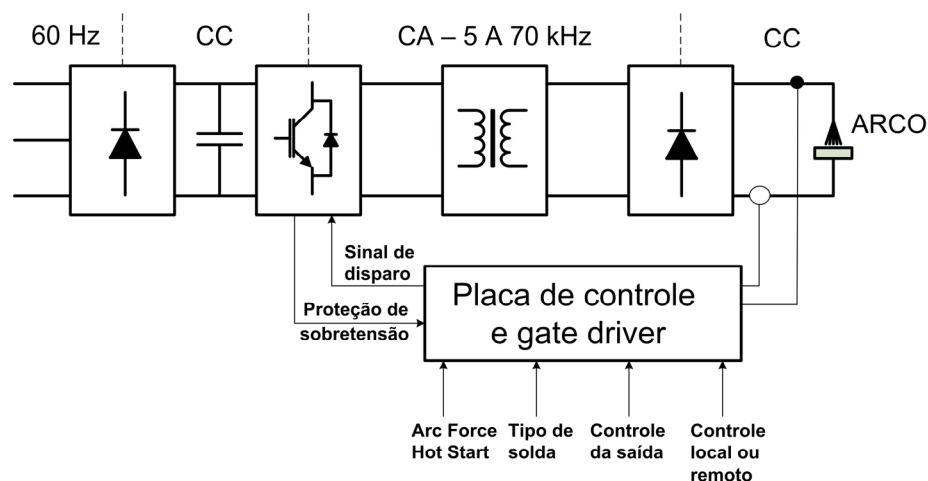


Fig. 2.8 – Estrutura básica de uma fonte de energia baseada em inversor de alta frequência.

Devido a sua alta frequência, a tensão pode ser reduzida eficientemente com um transformador de pequenas dimensões. Adicionalmente, a saída da fonte é controlada atuando-se no inversor. A saída do transformador é novamente retificada para obtenção da corrente de soldagem contínua.

2.4 PROCESSOS DE SOLDAGEM

Um grande número de diferentes processos utilizados na fabricação e recuperação de peças, equipamentos e estruturas são abrangidos pelo termo “soldagem”. Classicamente, a soldagem é considerada como um processo de união, porém, na atualidade, muitos processos de soldagem ou variações destes são usados para a deposição de material sobre uma superfície, visando à recuperação de peças desgastadas ou para a formação de um revestimento com características especiais.

Na literatura encontram-se algumas tentativas de definição da soldagem:

- “Processo de união de metais por fusão”

Deve-se ressaltar que não apenas os metais são soldáveis e que é possível se soldar sem fusão.

- “Operação que visa obter a união de duas ou mais peças, assegurando na junta a continuidade das propriedades físicas e químicas”.

Nessa definição, o termo “continuidade” é utilizado com o significado similar ao adotado na matemática. Isto é, considera-se que, embora as propriedades possam variar ao longo de uma junta soldada, esta variação não apresenta quebras abruptas como ocorre, por exemplo, em uma junta colada na qual a resistência mecânica muda abruptamente entre um componente da junta e a cola.

- “Processo de união de materiais usado para obter a coalescência (união) localizada de metais e não-metais, produzido por aquecimento até uma temperatura adequada, com ou sem a utilização de pressão e/ou material de adição”.

Esta definição, adotada pela Associação Americana de Soldagem (AWS), é meramente operacional, não contribuindo com o aspecto conceitual.

- “Processo de união de materiais baseado no estabelecimento de forças de ligação química de natureza similar às atuantes no interior dos próprios materiais, na região de ligação entre os materiais que estão sendo unidos”.

Esta definição é baseada no tipo de forças responsáveis pela união dos materiais e engloba também a brasagem, que pode ser considerada como um sub-processo de soldagem.

Nenhuma outra técnica é tão largamente usada por fabricantes para unir metais e ligas de metais eficientemente e para adicionar valor a seus produtos. A maioria dos objetos da sociedade moderna como estruturas metálicas, aviões e veículos espaciais, navios, locomotivas, veículos ferroviários e rodoviários, pontes, prédios, oleodutos, gasodutos, plataformas marítimas, reatores nucleares, trocadores de calor, utilidades domésticas, componentes eletrônicos, etc, não poderia ser produzida sem o uso da solda. O futuro da solda é poder unir objetos não similares e não metálicos e poder criar produtos de formas inovadoras.

Os processos de soldagem podem ser classificados pelo tipo de fonte de energia ou pela natureza da união.

2.4.1 CLASSIFICAÇÃO PELOS TIPOS DE FONTE DE ENERGIA:

As fontes de energia empregadas nos processos de soldagem são:

Fonte mecânica – o calor é gerado por atrito ou por ondas de choque, ou deformação plástica do material.

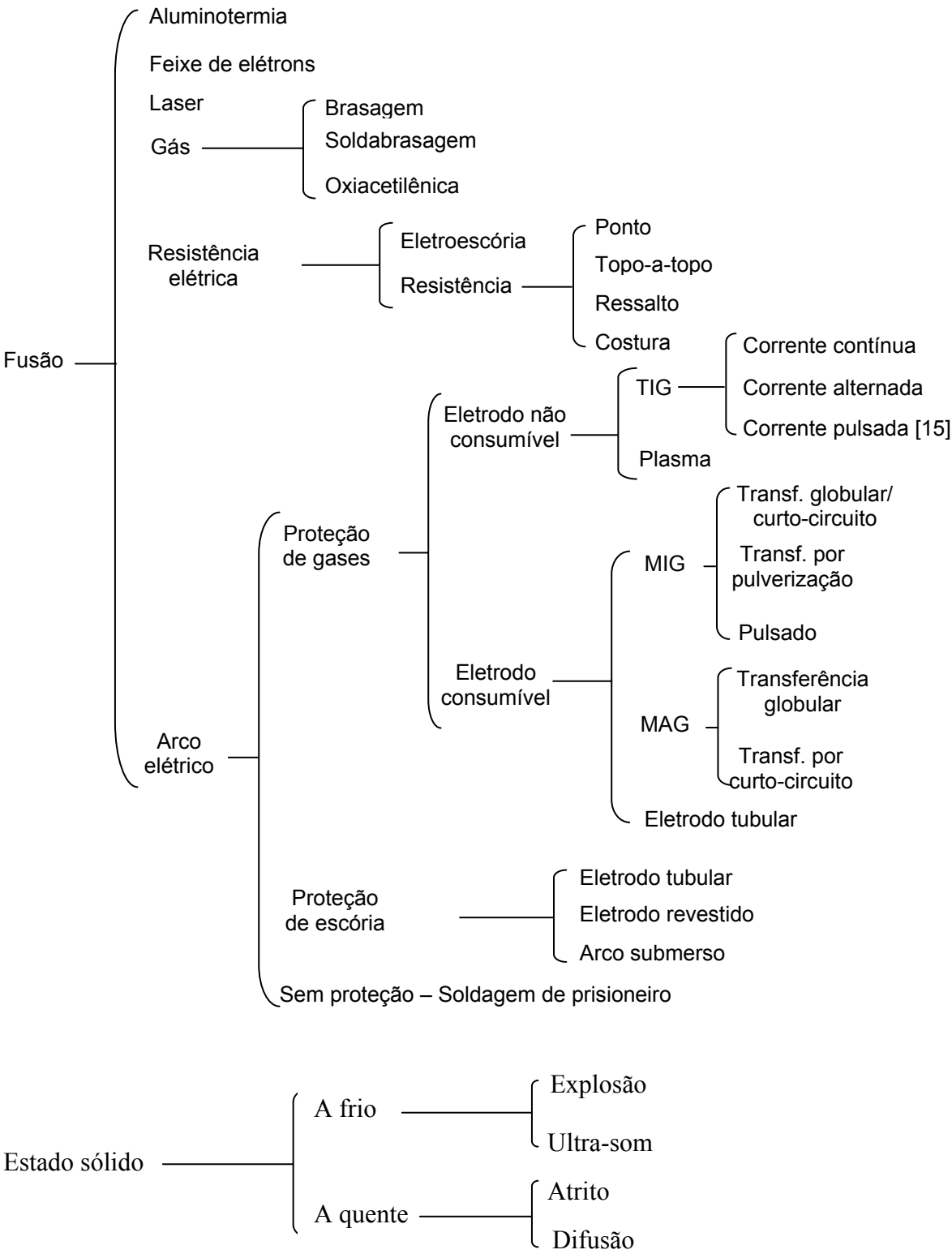
Fonte química – o calor é gerado por reações químicas exotérmicas como, por exemplo, a queima de um combustível (chama) ou a reação de oxidação do alumínio.

Fonte elétrica – o calor é gerado pela passagem de corrente elétrica ou com a formação de um arco elétrico. No primeiro caso, o aquecimento é realizado por efeito Joule, enquanto no segundo é através do potencial de ionização, corrente e outros parâmetros de soldagem.

Fonte radiante – o calor é gerado por radiação eletromagnética (laser) ou por um feixe de elétrons acelerados através de um potencial.

2.4.2 CLASSIFICAÇÃO PELA NATUREZA DA UNIÃO

Tabela 2.1 – Classificação dos processos de soldagem a partir da natureza da união.



A tabela 2.1 apresenta a classificação dos processos de soldagem de acordo a natureza da união, partindo da distinção entre soldagem por fusão e no estado sólido.

A seguir serão apresentados os conceitos fundamentais dos diversos processos de soldagem.

Soldagem por explosão: a solda é realizada através da colisão de uma peça impelida por explosão contra a outra. A colisão gera calor suficiente para liquefazer uma delgada camada superficial que, apesar de expelida na sua maioria, permite uma união muito boa, sem a presença de zona termicamente afetada. A soldagem por explosão (Fig. 2.9) pode ser usada para soldar praticamente todos os metais que possuam resistência e ductibilidade suficientes para suportar a deformação em alta velocidade associada ao processo.

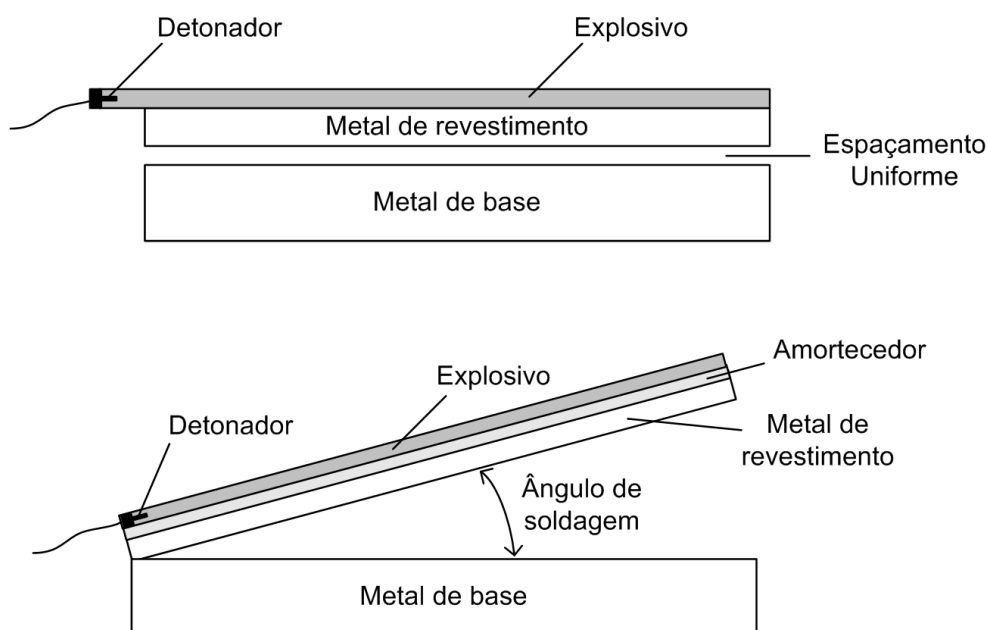


Fig. 2.9 – Arranjo típico para soldagem por explosão: (a) paralela, (b) em ângulo [2].

Em casos especiais, metais com baixa ductibilidade podem ser soldados com um pré-aquecimento do componente a uma temperatura em que se tenha uma resistência ao impacto adequada. Este processo tem sido utilizado industrialmente para revestimentos, fabricação de chapas bimetálicas e união de metais metalurgicamente incompatíveis. O revestimento de chapas planas constitui a maior aplicação industrial da soldagem por explosão. O processo pode também ser utilizado para revestir as superfícies interna e

externa de cilindros, para a fabricação de juntas de tubos com espelhos de trocadores de calor, etc.

Soldagem por ultra-som: na soldagem por ultra-som, a união de metais é produzida pela introdução de energia vibratória de alta frequência na zona de junção enquanto as peças a serem unidas são mantidas sob pressão. As forças de cisalhamento de alta frequência quebram e removem os contaminantes superficiais e produzem a ligação superficial dos metais. A vibração induzida é paralela à superfície das peças e a união se dá por aquecimento e deformação plástica das superfícies em contato. Este processo tem sido usado em união de metais não ferrosos diferentes sem a utilização de consumíveis, com um tempo de soldagem relativamente baixo ($< 1\text{seg}$), baixo consumo de energia e quase nenhuma dissipação de calor e ainda na união de plásticos e na fabricação de embalagens herméticas. Algumas aplicações industriais importantes são: a fabricação de juntas de transição cobre-alumínio nos reatores do motor de arranque de automóveis, soldagem de fios de grande bitola e de múltiplos fios em terminais. Os metais mais adequados para soldagem por ultra-som são os metais não ferrosos como cobre, alumínio e suas ligas.

Soldagem por atrito: a união é feita pelo calor de atrito gerado entre duas peças, que são submetidas a uma força ortogonal à junção (Fig. 2.10). Girando as duas peças, encostadas uma na outra, em sentido oposto, ou girando uma delas com a outra parada, desenvolve-se um atrito suficiente para aquecê-las até o ponto de próximo de fusão.

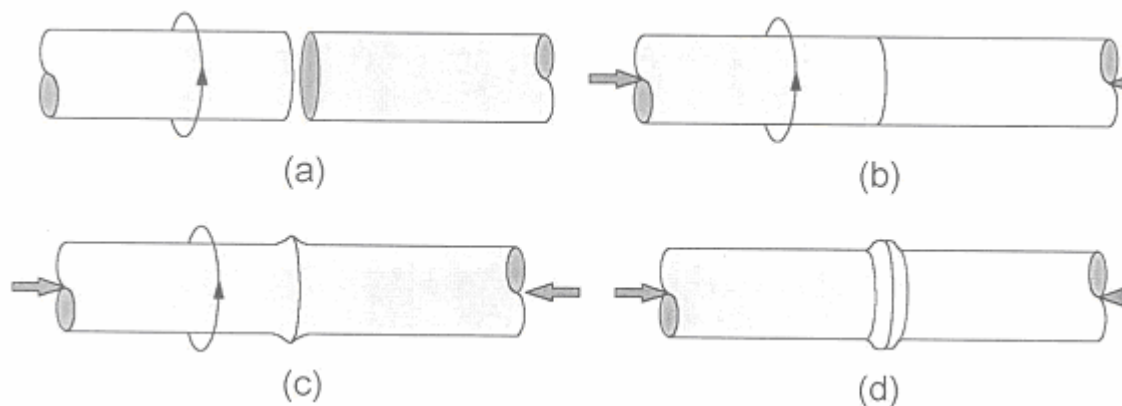


Fig. 2.10 – Princípio da soldagem por fricção: (a) rotação rápida de uma das peças, (b) aplicação de pressão, (c) deformação plástica, (d) recalque final [2].

A pressão aplicada em seguida assegura a união perfeita com o mínimo de alterações estruturais. A soldagem por atrito é aplicada em diversas indústrias: aeronáutica, metal-mecânica, petrolífera (soldagem subaquática), militar, agrícola e automobilística. A maioria dos metais pode ser soldada por atrito, com exceção do ferro fundido, porque, a

grafite age como lubrificante; e também certas ligas que possuem baixo coeficiente de atrito, como bronze e latão com mais de 0,3% de chumbo.

Soldagem por difusão: a soldagem é realizada através do aquecimento das peças até temperaturas abaixo da de fusão em vácuo. Logo em seguida, é aplicada uma leve pressão que permite a união sem deformações.

Soldagem por feixe de elétrons (EBW): este processo é usado para materiais difíceis de serem soldados, como aços de alta liga, tungstênio, titânio, zircônio, metais dissimilares como cobre e alumínio, aço e cobre, cobre e aço inoxidável e formas complexas e de difícil acesso, aproveitando um feixe de elétrons de diâmetro desde alguns décimos de milímetros até 3mm, produzido num emissor catódico e devidamente concentrado (Fig. 2.11).

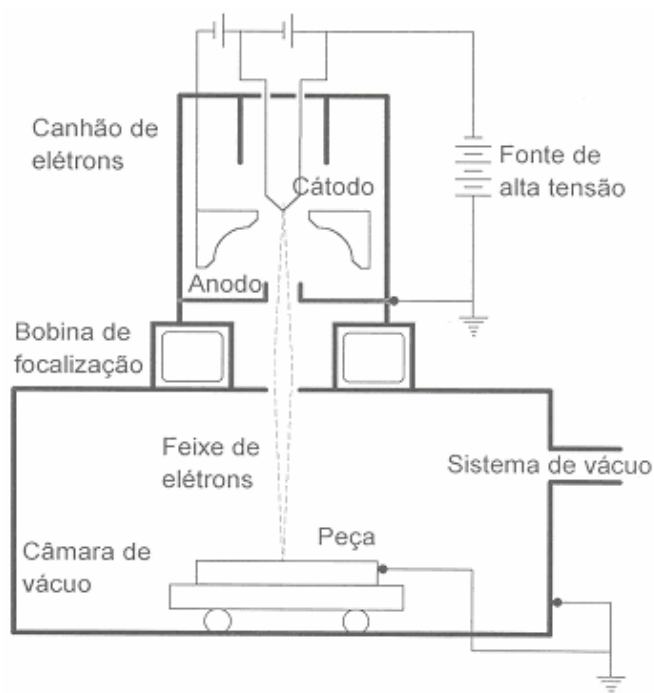


Fig. 2.11 – Esquemático do equipamento usado para soldagem por feixe de elétrons [2].

Este feixe trabalha, geralmente, numa câmara de vácuo, não havendo necessidade de fluxos ou gases protetores e pode ser dirigido até o ponto de aplicação de distâncias relativamente grandes, por exemplo, 1m. A concentração de potência normalmente é de 1 a 100 kW/mm², podendo-se obter potências até da ordem de 10 MW/mm². As espessuras soldáveis vão desde uma tão fina quanto uma folha de papel até aproximadamente 150 mm em cobre, 250 mm em aço e 450 mm ligas leves.

Soldagem alumino-térmica ou aluminotermia: a soldagem alumino-térmica é um processo na qual a união de peças é obtida a partir do calor e do metal produzidos numa reação química entre um óxido metálico e o alumínio. Esta reação química é uma reação exotérmica que pode ser iniciada por uma fonte externa de calor gerando altas temperaturas. O processo é bastante utilizado em aplicações específicas, nas quais outros processos de soldagem existentes não apresentam flexibilidade e condições adequadas para realização da solda no campo. Uma das vantagens desse processo é que a reação pode ser auto-sustentada com ou sem pressão.

Soldagem por laser: o processo de soldagem por laser (*"light amplification by stimulated emission of radiation"*) usa a concentração e a amplificação de radiação num cristal, acelerando os elétrons até saírem da ponta do cristal num feixe (Fig 2.12).

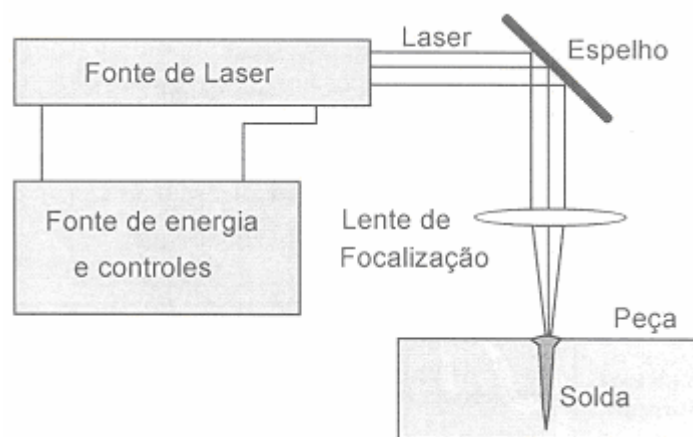


Fig. 2.12 – Esquemático do sistema básico para soldagem a laser [2].

A tecnologia de soldagem a laser evoluiu muito. Dois tipos de lasers estão sendo usados para soldagem: o de CO₂ e o de Nd:YAG ("Neodymium – Yttrium Aluminium Garnet"). Ambos emitem radiação eletromagnética em comprimento de ondas entre as faixas do ultravioleta e do infravermelho. Em vista da alta concentração, este processo é utilizado com vantagem para microssoldas a ponto e para materiais difíceis de soldar, de seções pequenas, como, por exemplo, arames de níquel, de tungstênio, circuitos impressos, etc, sem necessidade de vácuo. Oferece um alto grau de pureza espectral e baixa divergência, permitindo focalizar a radiação laser em áreas altamente precisas.

Brasagem: a brasagem é usada nas peças cujo desenho assegura a ação capilar do metal de adição e pode ser aplicada através de muitos processos de aquecimento, dos

quais os mais comuns são: maçarico, forno, resistência elétrica, indução e mergulho em sais ou no próprio metal de adição, que pode ser também aplicado por jato ou por respingos. As peças são inicialmente limpas e cobertas com fundente. Com o aquecimento, funde-se inicialmente o fundente, limpando as peças. Em seguida, funde-se o material de adição que, por ação capilar, preenche o espaço vazio. A Fig. 2.13 apresenta alguns equipamentos empregados na brasagem. Para a brasagem em forno, são usados fornos a gás, a óleo ou elétricos. Os fornos devem permitir um bom controle de temperatura e uma distribuição homogênea de calor em seu interior. A brasagem por imersão em metal fundido normalmente é feita em peças pequenas e o aquecimento é feito por resistência elétrica ou tocha.

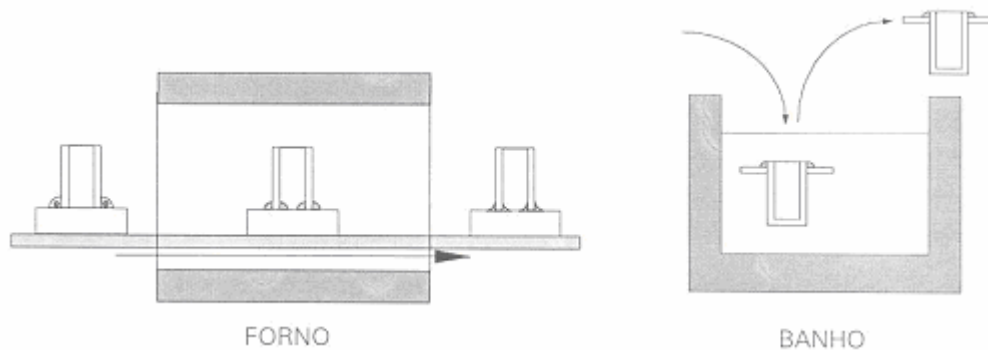


Fig. 2.13 – Alguns equipamentos para brasagem [2].

Soldagem oxiacetilênica: este é o processo no qual a união dos metais é obtida pelo aquecimento destes até a fusão com uma chama de um gás combustível e oxigênio. O metal de adição, se usado, também é fundido durante a operação. A Fig. 2.14 mostra esquematicamente o processo.

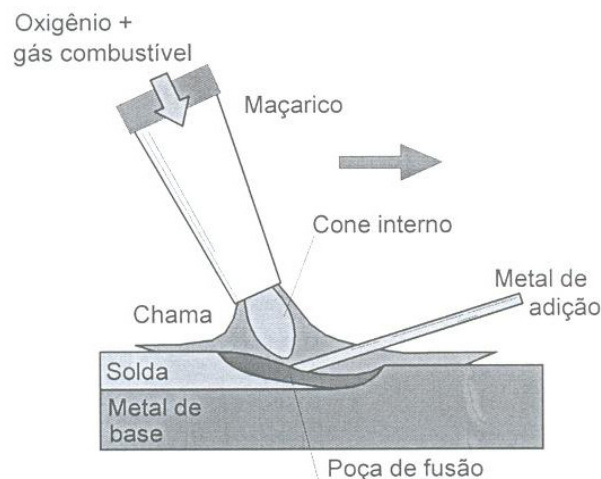


Fig. 2.14 – Figura ilustrativa da soldagem oxiacetilênica [2].

Existem basicamente duas técnicas para execução da soldagem oxiacetilênica, ilustradas na Fig. 2.15.

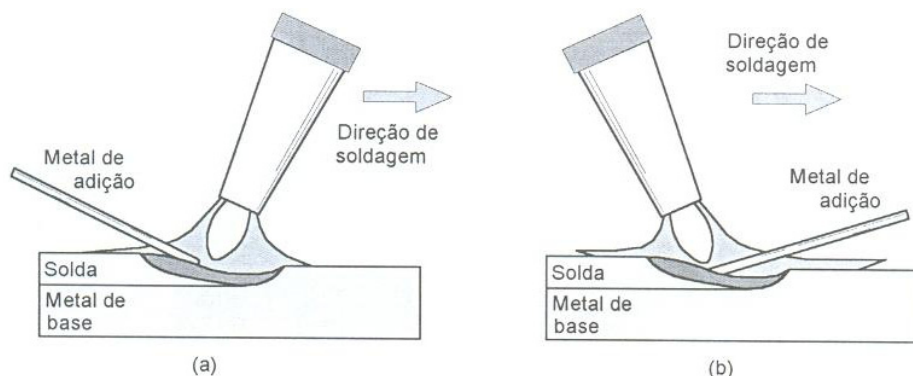


Fig. 2.15 – Técnicas de soldagem oxiacetilênica: (a) soldagem para trás, (b) soldagem para frente [2].

O uso da soldagem para trás produz um cordão de solda estreito e com maior penetração, permitindo o uso de maior velocidade de soldagem e a soldagem de peças de maior espessura. Já a soldagem para frente, resulta num cordão mais raso, sendo adequado para soldagem de chapas finas (até 3mm). Isso se deve à aplicação do calor mais diretamente sobre a superfície da chapa no primeiro caso, enquanto que no segundo, o calor é mais aplicado sobre o cordão de solda já depositado.

Soldabrasagem: é essencialmente parecida com a soldagem comum. As juntas são preparadas de maneira semelhante, mas são mais largas e com ângulo de abertura maior e é aplicado fundente. O material base é aquecido e o material de adição é aplicado por deposição, preenchendo o vão da junta.

Eletroescória: denomina-se eletroescória o processo de soldagem no qual a fusão do eletrodo de consumo e da superfície das partes a serem soldadas é promovida pelo calor proveniente de uma escória (ou fundente), mantida a alta temperatura. Neste processo a soldagem se processa no sentido vertical ascendente por baixo do fluxo. O arco é aberto somente no início da soldagem através de um chumaço de lã de aço, ou outro meio semelhante. Depois da fusão do pó, o calor é gerado através da resistência elétrica que a poça do fluxo derretido oferece à passagem da corrente (Fig 2.16).

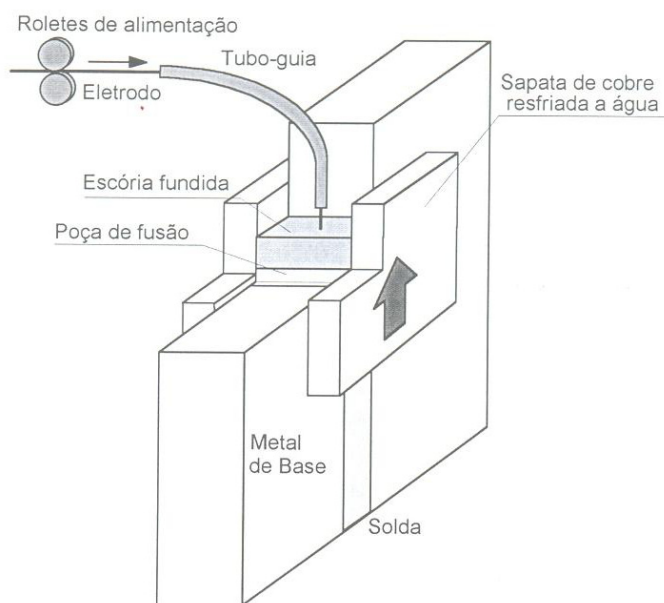


Fig. 2.16 – Soldagem por eletroescória [2].

Apesar de suas limitações quanto à posição de soldagem, este processo permite produzir união de peças estruturais, revestimento e recuperação. A principal aplicação da soldagem por eletroescória é, provavelmente, a união de componentes estruturais como soldagem de flanges, de enrijecedores e, colunas, união de chapas para obtenção de peças com largura superior àquelas normalmente produzidas por laminação e união de peças forjadas ou fundidas de grande porte. Equipamentos de grande porte como base de prensas, fornos, carros-torpedo, anéis de turbina e cascos de navio têm sido soldados por eletroescória com excelentes resultados.

Soldagem por ressalto: este processo é uma variação da solda a ponto, onde a concentração da corrente é feita nas protuberâncias das peças a serem unidas. Soldagem por ressalto é usada, freqüentemente, na soldagem de porcas, alças e outras peças nas chapas.

Soldagem a ponto: esta soldagem é feita por meio de eletrodos de liga de cobre entre os quais são introduzidas as peças a serem unidas (Fig. 2.17).

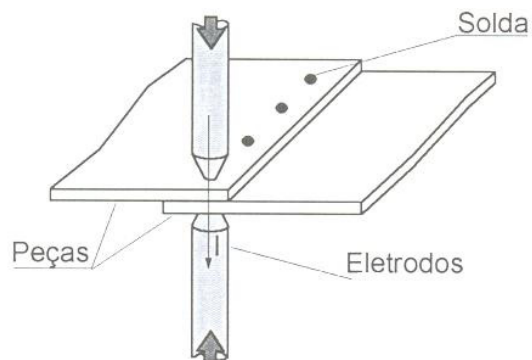


Fig. 2.17 – Soldagem a ponto [2].

Uma alta corrente, aplicada por curto período, aquece uma pequena área e a pressão aplicada, com sincronização apropriada, assegura a união das partes. O processo é usado na união de chapas de vários materiais, tendo uma grande aplicação na indústria automobilística.

Soldagem topo a topo: este processo consiste na aplicação da corrente através das pontas das peças a serem unidas, encostadas firmemente. Após seu aquecimento as peças são prensadas uma contra a outra. A área unida sofre uma expansão característica vista no desenho abaixo (Fig. 2.18).

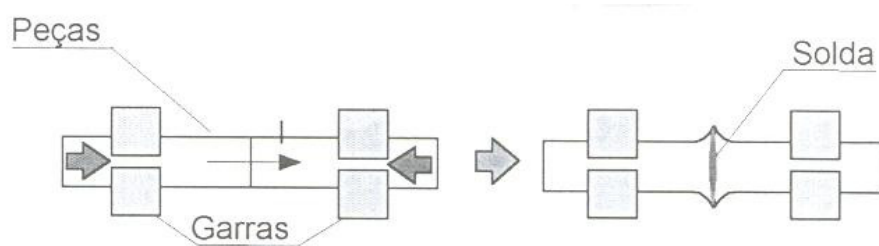


Fig. 2.18 – Soldagem topo a topo [2].

Soldagem por costura: este processo é semelhante à soldagem a ponto. Substituindo-se os dois eletrodos de cobre estacionários por discos do mesmo material, pode ser feita a soldagem equivalente a uma série de pontos sobrepostos (Fig. 2.19).

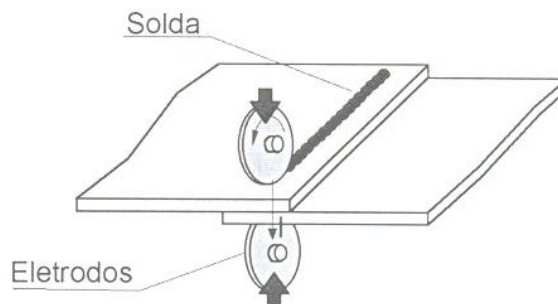


Fig. 2.19 – Soldagem por costura [2].

Plasma: este processo, que desenvolve altas temperaturas através da ionização de gases, é usado tanto para soldagem como para corte e processos afins. O arco é gerado por corrente contínua com alta tensão entre o eletrodo e um anel de cobre resfriado a água numa câmara que contém um gás inerte, transformando-o em plasma, que sai com grande velocidade e temperatura altíssima na forma de um dardo (Fig. 2.20).

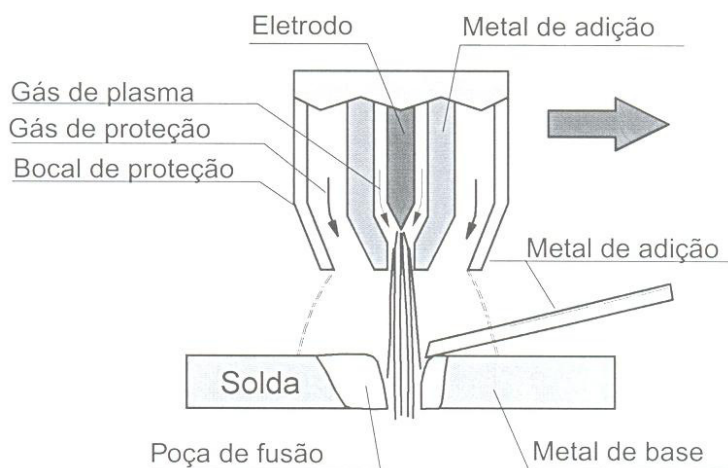


Fig. 2.20 – Soldagem a arco plasma [2].

Existem tochas com eletrodo não consumível de tungstênio toriado e outras com eletrodo consumível. As temperaturas podem ultrapassar 30.000 Kelvin necessitando-se uma boa refrigeração da tocha. Os gases inertes usados para a soldagem são: argônio ou mistura de argônio com hélio, ou o hidrogênio. Usando-se ar ou oxigênio a tocha pode ser usada para corte, permitindo-se cortar aço inox, alumínio, ferro fundido, cobre e outros. Todos os materiais de alto ponto de fusão podem ser soldados por este processo.

TIG (Tungsten Inert Gas): este processo de soldagem, aplicável com vantagem para soldagem de aços inoxidáveis e metais não ferrosos, utiliza um eletrodo de tungstênio

envolto em gás inerte, geralmente argônio, podendo ser usado também hélio e misturas destes dois gases com CO_2 e H_2 , evitando-se o contato da atmosfera. A fonte de corrente elétrica é do tipo corrente constante para vencer as variações do comprimento do arco ou curto-circuitos momentâneos, já que o processo é usado, geralmente, para soldagem manual. O valor de saída é ajustável para cada operação e pode ser contínua, alternada ou pulsada [15]. O processo pode ser usado para soldagem de chapas relativamente finas, de 0,15 a 6,0 mm em todas as posições, com ou sem adição, para todos os metais, exceto ligas de chumbo. Na maioria dos casos é usada corrente contínua com polaridade negativa que permite, neste processo, uma maior penetração. Para chapas muito finas ou sujas, usa-se polaridade positiva que reduz a penetração e alarga o cordão. Para metais leves e ligas de cobre é mais usada a corrente alternada e argônio, o que facilita a remoção de óxidos (Fig. 2.21).

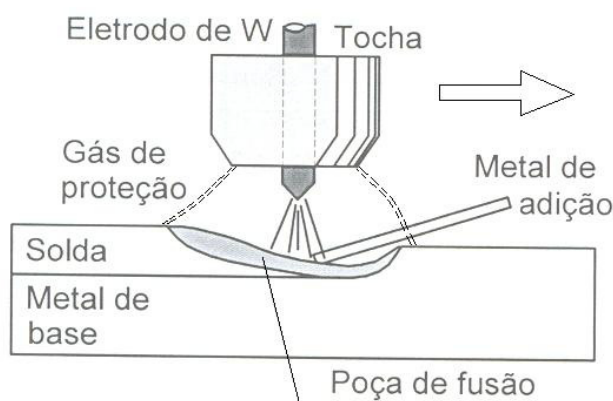


Fig. 2.21 – Soldagem TIG [2].

Soldagem por MIG: o processo MIG (*Metal Inert Gas*) utiliza um eletrodo consumível na forma de arame, alimentado continuamente para a zona de soldagem. O equipamento é composto de um gerador de corrente contínua com eletrodo positivo ou um retificador com característica de tensão constante; de um conjunto alimentador que controla o avanço de arame e o suprimento de gás protetor; um cilindro de gás com regulador; um suporte de rolo de arame e uma tocha especial com bocal refratário, refrigerada a ar ou a água (Fig. 2.22).

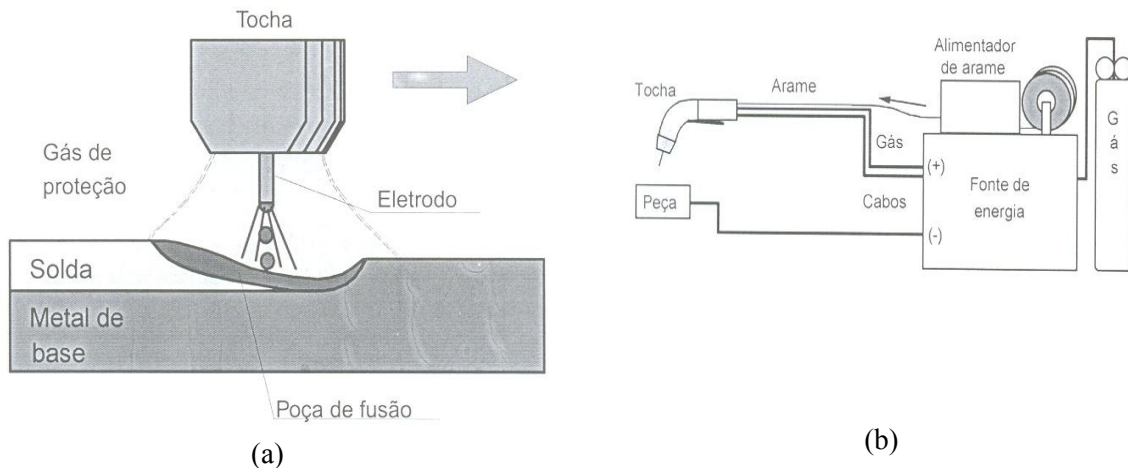


Fig. 2.22 – Soldagem MIG / MAG: (a) esquemático, (b) equipamento básico para soldagem [2].

A soldagem pode ser realizada por processo semi-automático, mecanizado. Corrente alternada quase não é usada.

- **Transferência por curto-circuito:** ocorre para eletrodos nus menores que os convencionais (0,8 a 1,2 mm), para valores mais baixos de corrente que a transferência globular e para qualquer tipo de gás de proteção. O metal é transferido por contato direto entre o eletrodo e a poça de fusão através de uma gota, que é puxada para a poça de fusão pela tensão superficial desta e, por isso, este modo de transferência é adequado para todas as posições.
- **Transferência por pulverização:** ocorre para elevadas densidades de corrente. O metal é transferido por gotas pequenas, que se formam na ponta do eletrodo e tem diâmetro bem menor que o diâmetro do eletrodo nu, ou alma do eletrodo. A penetração é bem elevada e o arco é bastante suave. Pode ser utilizada na soldagem em posição plana ou horizontal. A transferência por pulverização pode ser axial, onde o jato tem o formato cônico na direção do eixo do eletrodo, ou rotacional, onde o jato gira em torno do eixo do eletrodo. Como esta transferência só é possível com corrente relativamente elevadas ($> 150 \text{ A}$), não pode ser usada na soldagem de chapas finas.
- **Transferência por arco pulsado:** similar à transferência por pulverização, diferindo apenas porque a gota é transferida por pulso. A corrente pulsada caracteriza-se por: uma variação da intensidade entre dois patamares, um inferior a corrente de transição e outro superior a esta, de modo que durante o

período de tempo em que a corrente é baixa, uma gota se forma e cresce na ponta do arame e esta é transferida quando o valor da corrente salta para o valor elevado. O tipo de onda geralmente usada é a onda quadrada. Solda em todas as posições.

Soldagem por MAG: o processo MAG (*Metal Active Gas*) utiliza o mesmo equipamento MIG, porém a metalurgia da solda é diferente. No caso de MAG, usa-se freqüentemente um aquecedor no regulador de gás, em vista da tendência de se formar gelo seco.

- **Transferência globular:** o metal é transferido por glóbulos com diâmetro próximo ao eletrodo nu. A transferência globular é caracterizada por um nível elevado de respingos e, como gotas de metal fundido se transferem principalmente por ação da gravidade, sua utilização não é adequada para soldagem fora de posição.
- **Transferência por curto-circuito:** igual para processo MIG.

Eletrodo tubular: A soldagem a arco com proteção gasosa é um processo em que a união de peças metálicas é produzida pelo aquecimento destas com um arco elétrico estabelecido entre o eletrodo metálico nu, consumível, e a peça de trabalho. A proteção do arco e da região da solda contra contaminação pela atmosfera é feita por um gás ou mistura de gases. Este tipo de soldagem tem apresentado um grande crescimento na sua utilização devido à tendência em substituir, sempre que possível, a soldagem manual por processos semi-automáticos e mecanizados, para a obtenção de maior produtividade durante a soldagem. Estes processos têm se mostrado os mais adequados, dentre os processos de soldagem a arco, à soldagem automática e soldagem com utilização de robôs.

Soldagem com proteção de escória:

Eletrodo tubular: esta soldagem dispensa os gases protetores, já que todos os elementos necessários para desoxidar e proteger estão contidos no próprio arame tubular, usa o equipamento parecido a do MIG/MAG, mas sem os alimentadores de gás (Fig. 2.23).

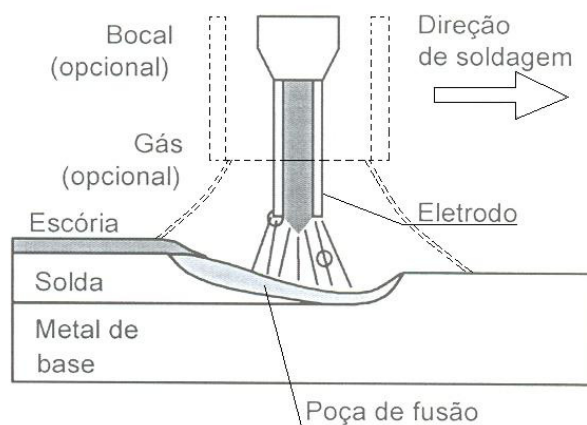


Fig. 2.23 – Soldagem com arames tubulares

A soldagem com arame tubular é normalmente um processo semi-automático e muito semelhante ao processo MIG/MAG, no que diz respeito a equipamentos e princípios de funcionamento. Por outro lado, o processo também tem suas semelhanças com a soldagem com eletrodos revestidos, do ponto de vista metalúrgico. Assim, a soldagem com arames tubulares é um processo que acumula as principais vantagens da soldagem MIG/MAG, como alto fator de trabalho do soldador e alta taxa de deposição com as vantagens da soldagem com eletrodos revestidos como a alta versatilidade, possibilidade de ajustes de composição química do metal de solda e facilidade de operação no campo. A penetração da solda é menor do que com gases e este processo pode ser usado com vantagens para revestimentos ou para soldagem de juntas mal preparadas. A utilização da soldagem com arames tubulares tem aumentado muito nos últimos anos, devido às suas características e ao desenvolvimento de novos consumíveis. Assim, além de ser uma alternativa à soldagem com eletrodos revestidos e arames sólidos em muitas situações, a soldagem com arames tubulares tem sido usada nas indústrias naval e nuclear, na construção de plataformas marítimas para exploração de petróleo e na fabricação de componentes e estruturas de aços carbono, de baixa liga e aços inoxidáveis.

Eletrodo revestido: o mais antigo e mais difundido processo de soldagem é a soldagem por arco elétrico, com eletrodo consumível. O material fundido da ponta da vareta revestida com fundentes de várias composições e espessuras preenche a poça de fusão, enquanto o arco mantém o material base em fusão para assegurar uma união perfeita (Fig. 2.24).

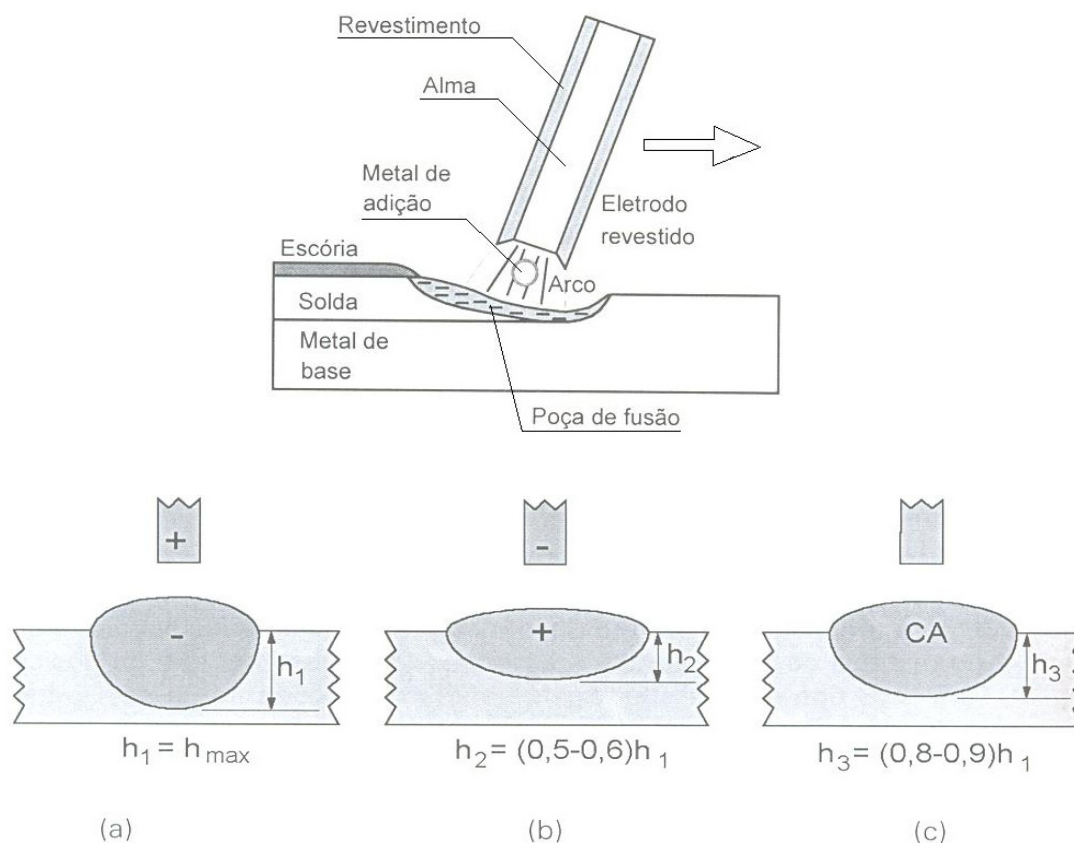


Fig. 2.24 – Soldagem por eletrodo revestido e influência do tipo de corrente e da polaridade na penetração: (a) CC+, (b) CC-, (c) CA

Esta soldagem pode ser feita por corrente alternada ou contínua, com polaridade negativa ou positiva. No caso do eletrodo positivo, há um fluxo de elétrons na direção do metal base e um fluxo de íons positivos na direção do eletrodo. Como os elétrons incidem no metal base, este se torna mais aquecido que o eletrodo, dando em consequência uma penetração grande e estreita. No caso do eletrodo negativo, o eletrodo ficará mais aquecido, necessitando nesta situação ser mais espesso, e a penetração será mais rasa e larga. Com corrente alternada, estes valores são intermediários, entretanto, a escolha do tipo e valor de corrente não é totalmente livre e depende do tipo e do diâmetro do eletrodo a ser usado na operação.

Arco submerso: neste processo de soldagem, um arco elétrico é estabelecido entre o arame eletrodo e o material a ser soldado, com a diferença que o arco permanece totalmente submerso em uma camada de fluxo, não sendo, pois, visível. Desta forma, a solda se desenvolve sem faíscas, luminosidades e respingos (Fig. 2.25).

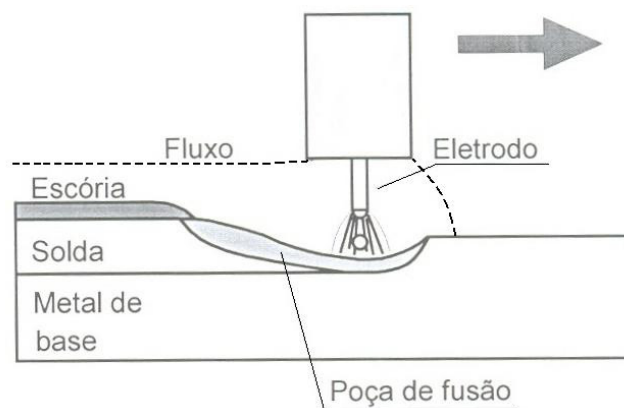


Fig. 2.25 – Soldagem a arco submerso

O fluxo, na forma de grânulos, age como fundente, protegendo de contaminações o metal de solda, líquido; atua ainda como isolante térmico, concentrando o calor, na parte sólida. O processo pode ser semi ou totalmente automático, e em ambos os casos o eletrodo é alimentado mecanicamente. A fonte de energia pode ser do tipo transformador (CA) e transformador-retificador (CC), com capacidade de fornecer corrente entre 400 e 1500 A, num ciclo de trabalho de 100%. A soldagem a arco submerso é usada em uma larga faixa de aplicações industriais como estaleiros, caldeirarias de médio e grande porte, mineradoras, siderúrgicas, fábricas de perfis e estruturas metálicas, fabricação de vasos de pressão, navios e barcos, vagões, tubos de revestimento ou recuperação de peças que necessitam de ligas com propriedades específicas como resistência ao desgaste abrasivo. O processo é usado para soldar peças com espessura a partir de 1,5 mm até chapas com 300 mm de espessura, porém não é aplicado para todos os metais e ligas. Ele é largamente usado em aços carbono, aços estruturais de baixa liga e aços inoxidáveis e alguns aços estruturais de alta resistência. A maior limitação do arco submerso é que o processo não permite a soldagem fora da posição plana ou horizontal, pois a gota de solda é sustentada por gravidade.

2.5 CONCLUSÃO

Foram apresentadas as diferentes fontes de energia utilizadas na construção de máquinas de soldagem atualmente disponíveis no mercado. A topologia de máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência é a mais atraente em termos de desempenho, peso e volume, características essas, essenciais para manter-se competitivo no mercado de máquinas de soldagem atual. Assim sendo, como proposta de trabalho será adotada esta topologia.

Capítulo 3

Estrutura proposta

Neste capítulo é feita uma análise da topologia proposta para a construção da máquina de soldagem utilizando-se inversores de alta frequência.

3.1 O INVERSOR

A Fig. 3.1 apresenta uma topologia básica para a construção de máquinas de soldagem utilizando-se inversores de alta frequência.

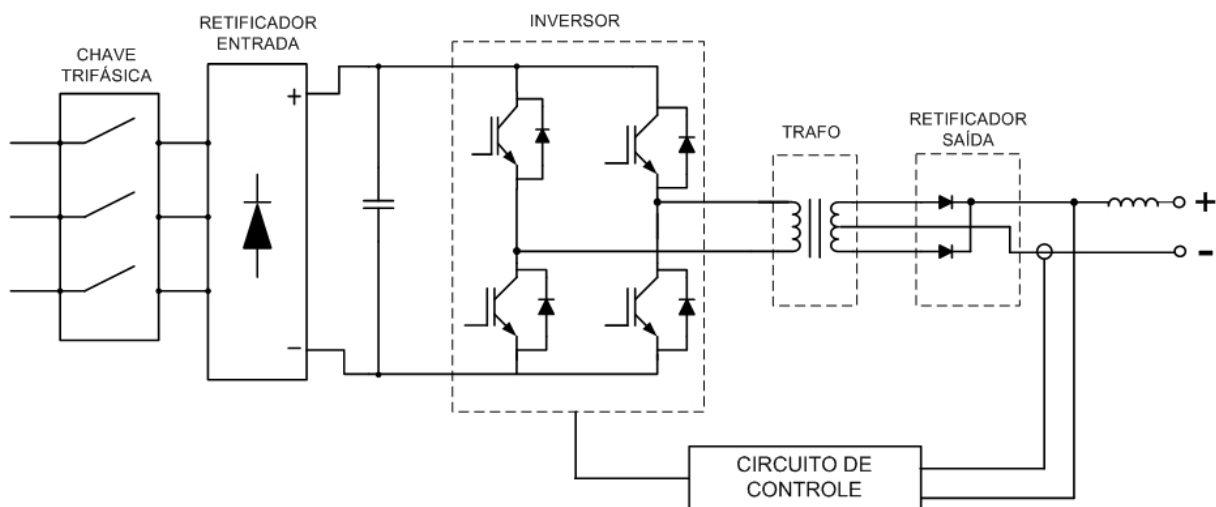


Fig. 3.1 – Estrutura básica de um inversor de alta frequência usado para construção de máquinas de soldagem .

Como pode ser observado na Fig. 3.1, a estrutura básica de um conversor é composta por uma chave trifásica para conectar a máquina à rede elétrica, um retificador trifásico a diodos, o barramento CC, o inversor em ponte completa, um transformador de alta frequência para reduzir a tensão até o nível apropriado para soldagem e um retificador de saída para garantir corrente constante na saída da máquina. Também é usado um reator na saída da máquina a fim de se minimizar o “ripple” de corrente na saída da máquina. A saída da fonte é controlada atuando-se no inversor.

Comparada com as demais topologias, essa construção apresenta as vantagens já comentadas no capítulo anterior: menor peso, menor volume, maior velocidade de resposta e conseqüentemente maior desempenho. Um ponto que não é favorável na topologia mostrada na Fig. 3.1 é o fato do nível de tensão no barramento CC variar de acordo com a tensão de alimentação. Essa característica causa impacto no custo do equipamento uma vez que o preço dos semicondutores aumenta de acordo com a tensão que o semicondutor é capaz de bloquear. Esse é um ponto importante a ser considerado uma vez que no Brasil a tensão pode ser 220 V monofásico, 220 V trifásico, 380 V trifásico ou 440 V trifásico.

Essa limitação da topologia básica foi um dos fatores que motivaram esse trabalho. A Fig. 3.2 mostra a topologia proposta para a construção da máquina.

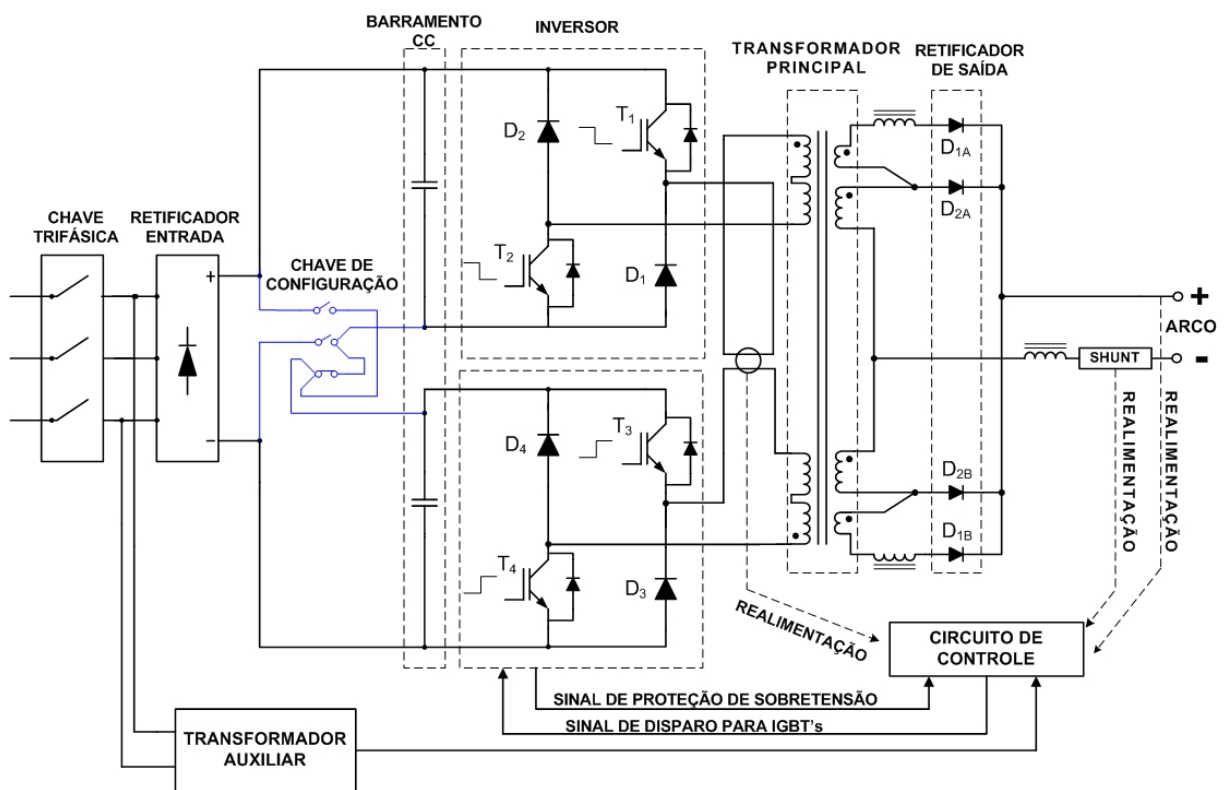


Fig. 3.2 - Diagrama esquemático da topologia proposta para construção da máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência.

A Fig 3.2 mostra a configuração da topologia proposta. Trata-se de um conversor CC – CA - CC operando em PWM “hard switching” que é composto por um inversor unidirecional em corrente e bidirecional em tensão. O transformador de alta frequência usado para abaixar a tensão para o nível apropriado para a soldagem possui um primário com enrolamentos separados e acoplados magneticamente. Essa topologia tem o objetivo

de reduzir o peso e o volume do transformador, uma vez que, o inversor operando com defasagem de 180° consegue-se utilizar um único núcleo no transformador para os dois inversores. O secundário do transformador é dividido em 2 enrolamentos para permitir maior capacidade de corrente sem a necessidade de utilização de componentes no retificador de saída com grande capacidade de condução. Além disso, existe um indutor na saída da máquina para estabilizar a corrente de saída.

A vantagem dessa topologia quando comparada com a topologia básica de conversores de alta frequência é o fato da tensão no barramento CC não ser dependente da tensão de alimentação de alimentação da máquina. Nessa topologia, basta a ajuste da chave de configuração para que os capacitores do barramento CC fiquem conectados em série ou em paralelo. Sendo assim, pode-se garantir que a tensão em cada um dos inversores será sempre igual a 311 V e conseqüentemente os dispositivos semicondutores empregados no inversor poderão ser dimensionados para capacidade de bloqueio de 600V. Isso implica em redução de custos do equipamento.

Seqüência de pulsos de disparo dos IGBT'S

A Fig. 3.3 mostra a seqüência padrão dos pulsos de disparo para garantir o chaveamento dos IGBT's. Os pulsos de tensão possuem tempo morto (t_d) para evitar curto-circuito no barramento CC.

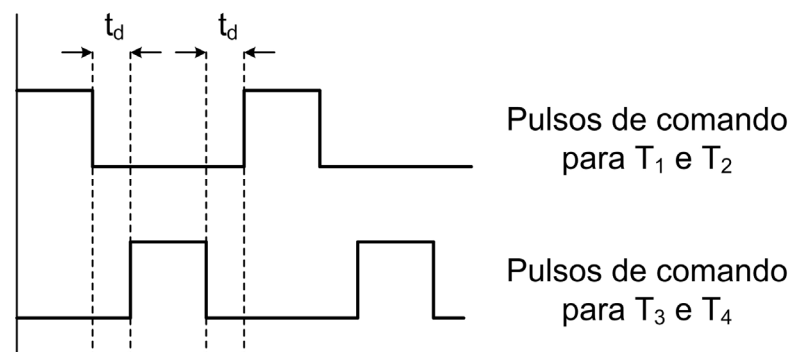


Fig. 3.3 – Pulsos de comando para os componentes do inversor.

Princípio de operação do circuito

A Fig 3.4 ilustra as formas de onda para operação do conversor para o padrão de pulsos de disparo mostrado na Fig 3.3. São 6 os principais modos de operação.

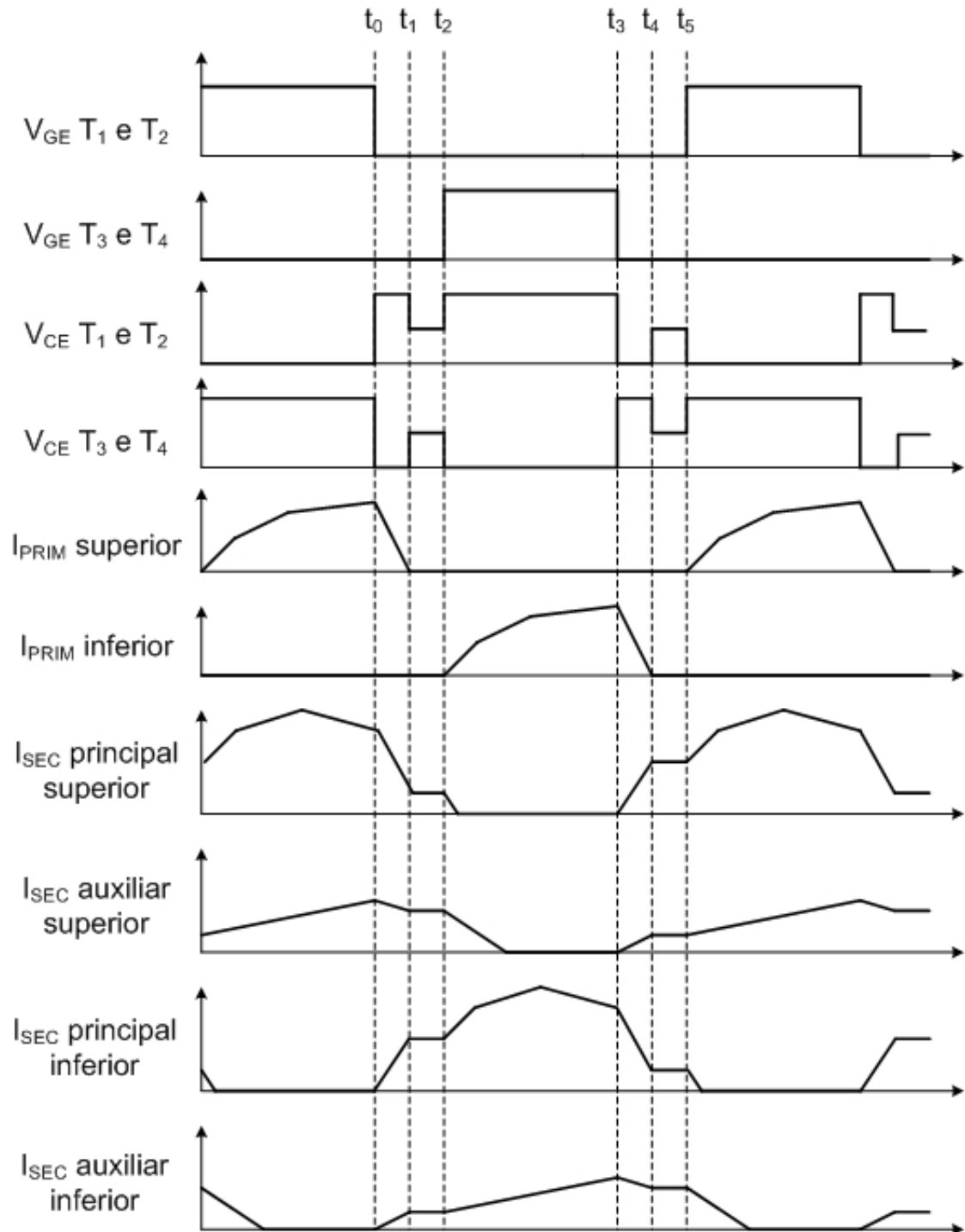


Fig. 3.4 – Formas de onda de operação do conversor.

- 1) **Modo1: $\sim t_0$** Antes do tempo t_0 os IGBT's T_1 e T_2 estão ligados. Durante este intervalo de tempo a energia do primário do transformador é fornecida para a carga no circuito secundário através do transformador.

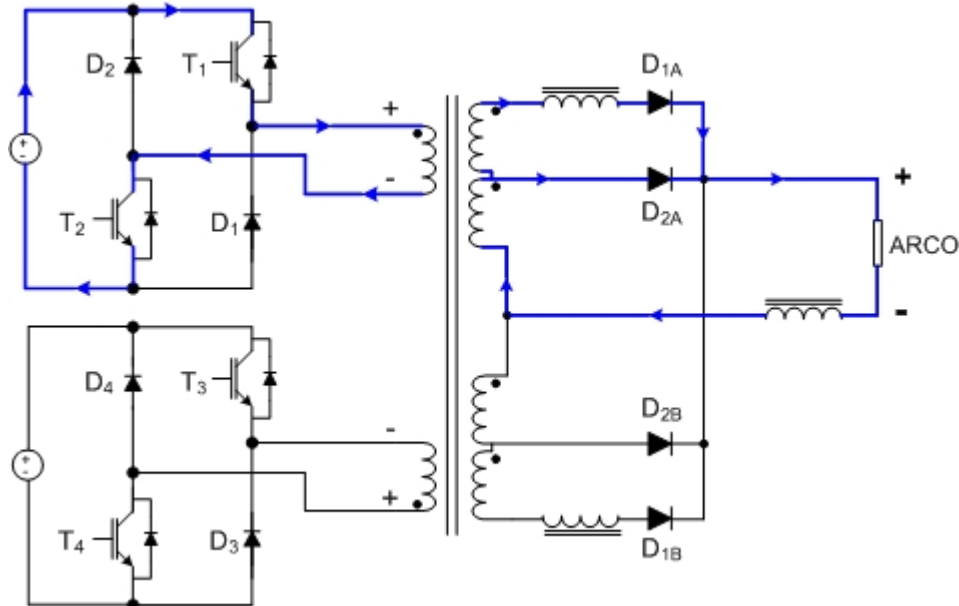


Fig. 3.5 – Circuito equivalente do modo de operação 1 do conversor.

- 2) **Modo2: $t_0 \sim t_1$** No instante de tempo $t = t_0$, os IGBT's T_1 e T_2 são desligados. Nesse instante, os diodos D_1 e D_2 imediatamente entram em condução desmagnetizando o transformador e carregando o capacitor do barramento CC.

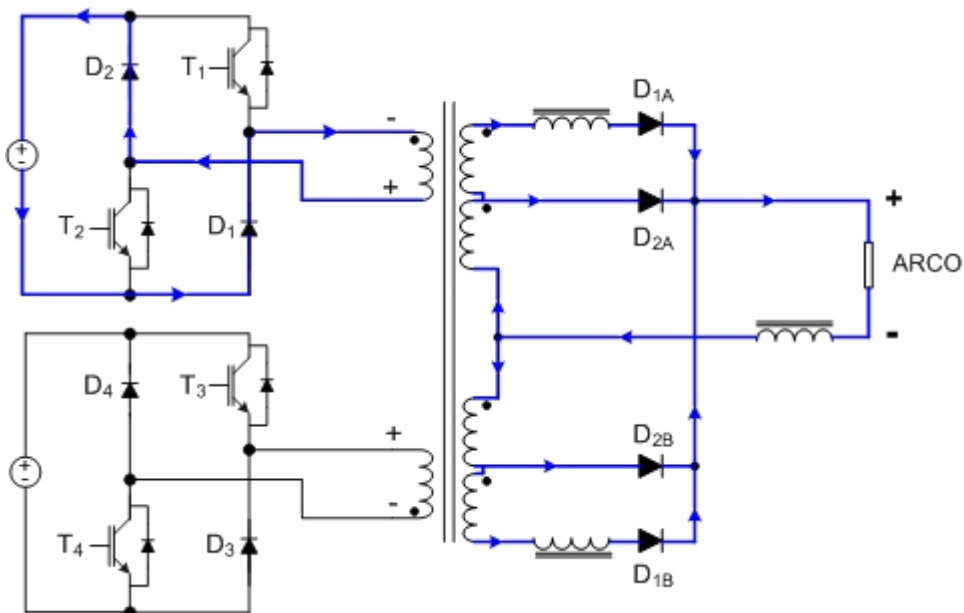


Fig. 3.6 – Circuito equivalente do modo de operação 2 do conversor.

- 3) **Modo3: $t_1 \sim t_2$** Neste modo, nenhum dos dispositivos do inversor está em condução e a tensão do barramento CC fica distribuída igualmente nos componentes do inversor.

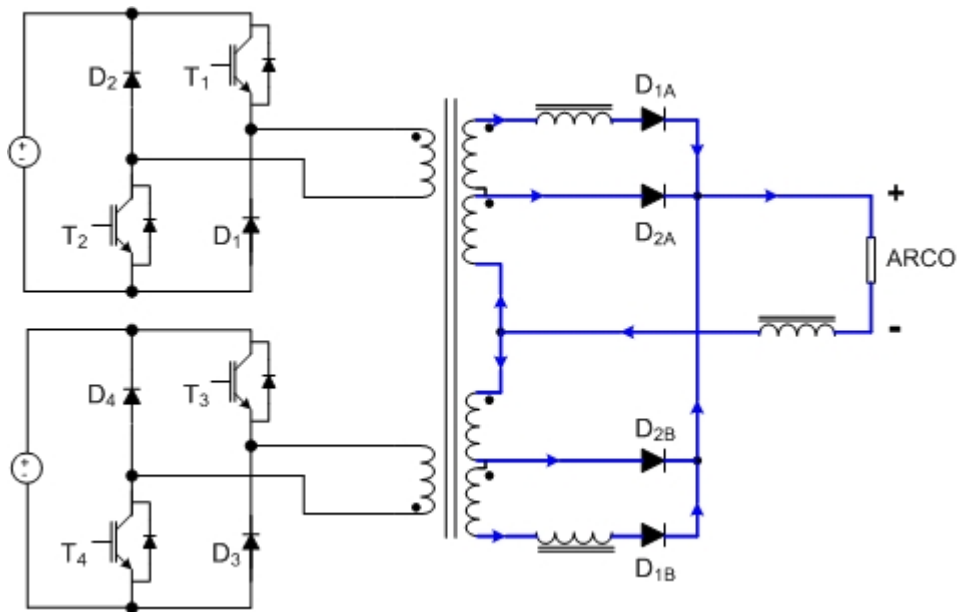


Fig. 3.7 – Circuito equivalente do modo de operação 3 do conversor.

- 4) **Modo4: $t_2 \sim t_3$** No instante de tempo $t = t_2$ os IGBT's T_3 e T_4 são ligados e a energia do primário do transformador é fornecida para a carga no circuito secundário do transformador.

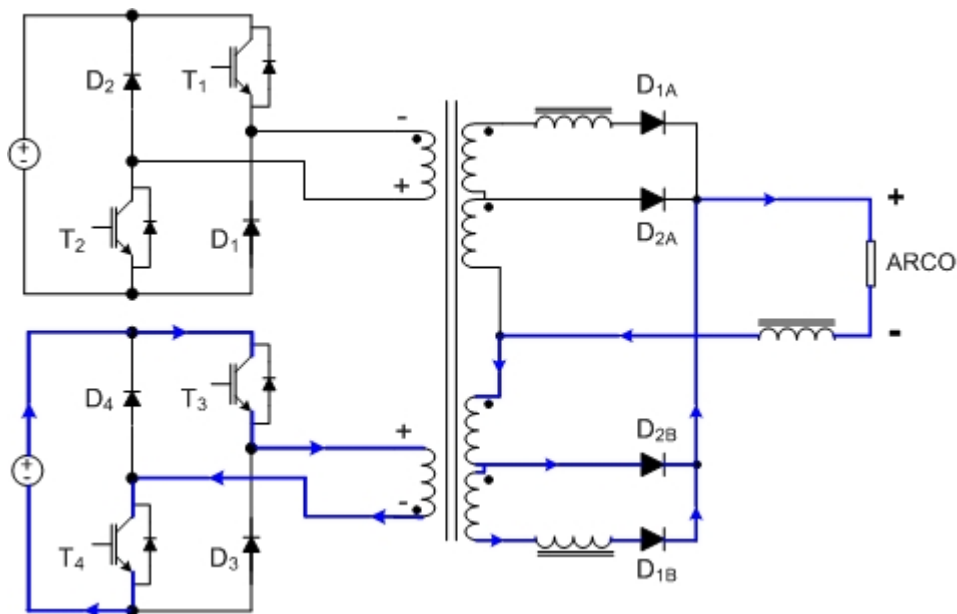


Fig. 3.8 – Circuito equivalente do modo de operação 4 do conversor.

- 5) **Modo5: $t_3 \sim t_4$** No instante de tempo $t = t_3$ os IGBT's T_3 e T_4 são desligados. Nesse instante os diodos D_3 e D_4 imediatamente entram em condução desmagnetizando o transformador e carregando o capacitor do barramento CC.

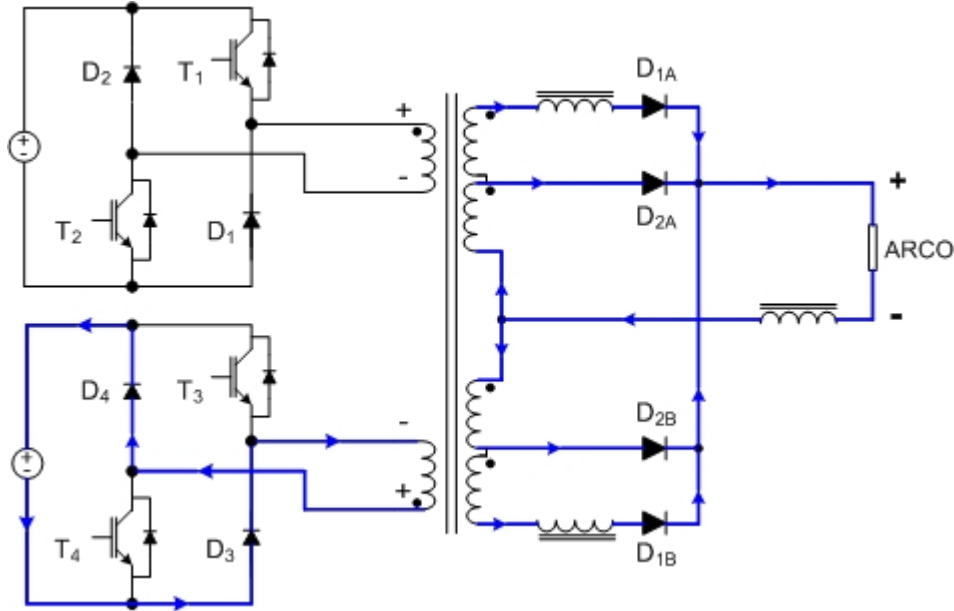


Fig. 3.9 – Circuito equivalente do modo de operação 5 do conversor.

- 6) **Modo6: $t_4 \sim t_5$** igual ao modo3.

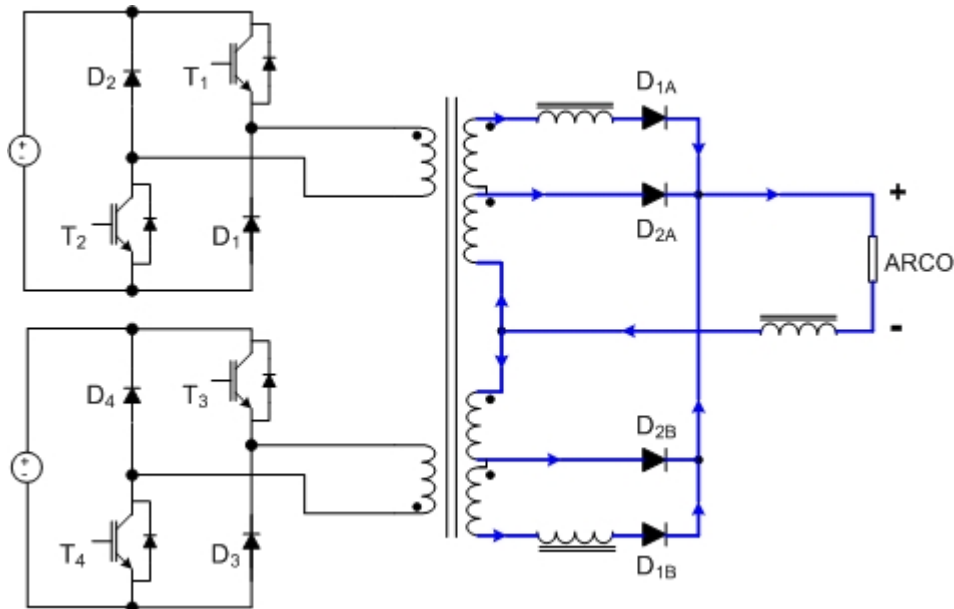
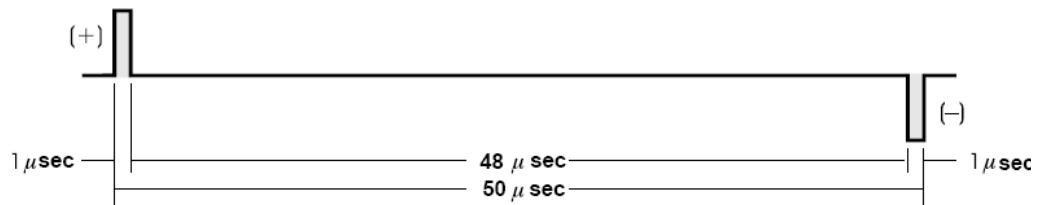
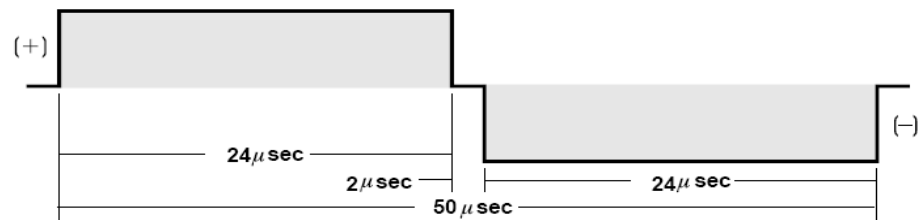


Fig. 3.10 – Circuito equivalente do modo de operação 6 do conversor.

A Fig. 3.11 ilustra os pulsos de comando do inversor, considerando os limites de operação da máquina. Conforme a corrente de saída é aumentada, a largura dos pulsos de comando aumenta, sendo respeitado o limite indicado na Fig. 3.11(b).



(a) corrente de saída nula



(b) corrente de saída máxima

Fig. 3.11 - Condições limite para os pulsos de comando do inversor

3.2 RETIFICADOR DA ENTRADA

Este elemento é responsável pela conversão da corrente alternada em corrente contínua. Por se tratar da topologia de menor custo e também de maior simplicidade (não exige nenhum tipo de controle), a ponte retificadora a diodos é a alternativa mais atraente para esse projeto.

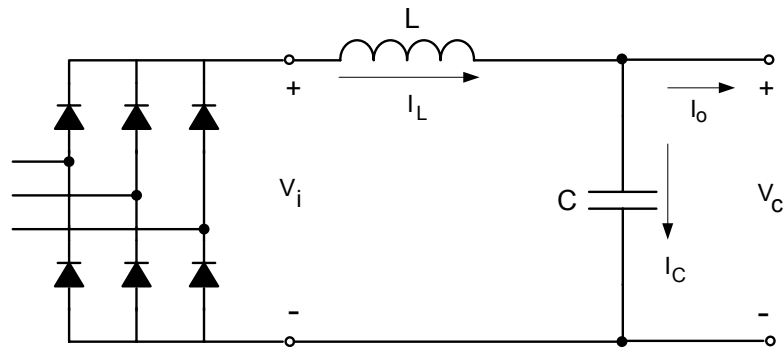


Fig. 3.12 - Circuito equivalente do filtro LC.

A Fig. 3.12 apresenta a estrutura básica da ponte retificadora a diodos conectada a um filtro LC. A desvantagem do retificador a diodos é o baixo fator de potência. A forma de onda de corrente de entrada do retificador é não senoidal contendo harmônicas da frequência fundamental. Estas correntes harmônicas circulando nas impedâncias da rede de alimentação provocam quedas de tensão distorcendo a tensão de alimentação do próprio equipamento ou de outros consumidores em desacordo com as normas IEC 60974 para equipamentos de soldagem. Como efeito destas distorções harmônicas de correntes e tensão pode-se ter o aumento de perdas elétricas nas instalações com sobre-aquecimento dos seus componentes (cabos, transformadores, motores, etc), falhas no funcionamento de equipamentos eletrônicos bem como baixo fator de potência.

O indutor 'L' representado na Fig. 3.12, conectado na saída do retificador, é uma maneira de se conseguir melhorar o fator de potência dessa estrutura, porém, nesse projeto não será utilizado o indutor, pois, no Brasil, não existe uma legislação específica para fator de potência de equipamentos de pequeno porte e esse indutor causa um aumento de peso e de volume da máquina. Como proposta de continuidade desse trabalho poderá ser avaliada as formas de se obter melhor fator de potência para o retificador e que implique no menor impacto possível no peso e volume da máquina.

3.3 TRANSFORMADOR

Componentes magnéticos, indutores e transformadores, são partes indispensáveis da maioria dos conversores em eletrônica de potência. Entretanto, eles não são comercialmente disponíveis com uma ampla faixa de propriedades, mas são usualmente projetados e construídos para aplicações particulares. Nessa situação o projetista do equipamento deve ter um bom entendimento das propriedades dos materiais a fim de especificar e usá-los corretamente em uma dada aplicação.

Esta etapa do trabalho tem como objetivo a definição do transformador a ser utilizado na máquina de soldagem. A Fig. 3.13 apresenta uma topologia genérica para o transformador que pode ser utilizada em um conversor do tipo do que está sendo proposto nesse trabalho.

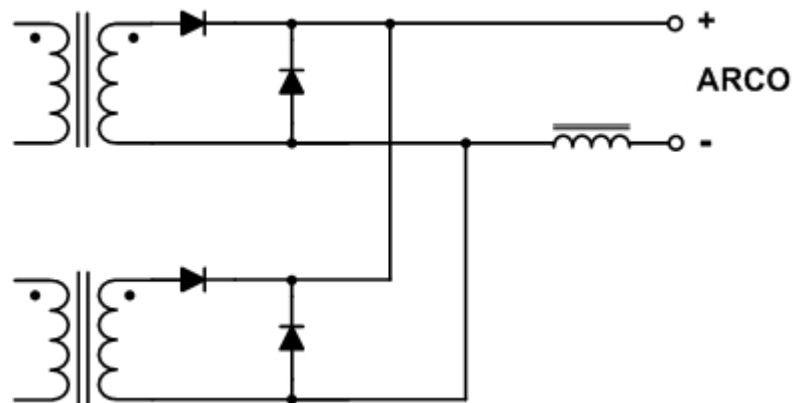


Fig. 3.13 – Topologia genérica para o transformador.

Como pode ser observado na Fig. 3.13, esta topologia apresenta como vantagem o desacoplamento magnético dos circuitos no primário do transformador. Como desvantagem, a máquina terá maior volume e peso final devido ao fato do transformador possuir dois núcleos.

É desejável ter transformadores de potência que sejam pequenos no tamanho e no peso e possuam baixas perdas, uma vez que o tamanho e capacidade nominal são definidos pela perda elétrica nos componentes. A motivação para usar alta frequência de chaveamento é reduzir o tamanho do transformador de potência e dos componentes do filtro. Com o intuito de reduzir ainda mais o peso e volume da máquina, foi proposta uma topologia na qual o transformador possui os primários acoplados magneticamente (Fig. 3.14).

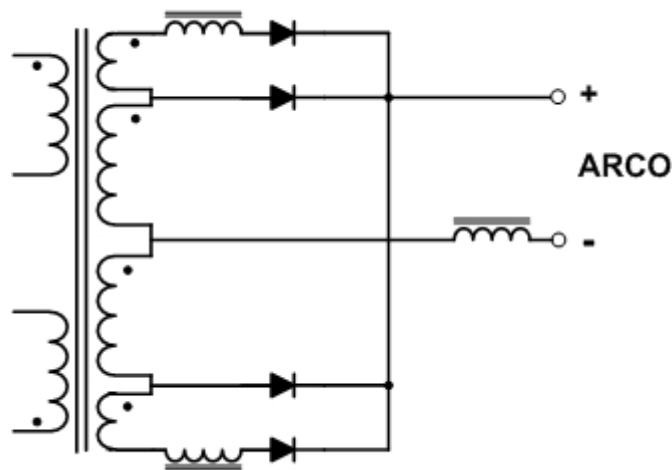


Fig. 3.14 – Topologia proposta para o transformador.

A topologia de transformador mostrado na Fig. 3.14 pode ser aplicada no projeto da máquina de soldagem proposta neste trabalho uma vez que os inversores operam com defasagem de 180° , ou seja, o segundo inversor só é comandado para entrar em condução após o primeiro inversor já ter terminado o período de condução e sendo assim o núcleo do transformador já encontra completamente desmagnetizado.

Devido à operação em alta frequência (40kHz) o núcleo transformador deve ser de ferrite a fim de se minimizar as perdas por corrente de Foucault.

O secundário do transformador é dividido em dois enrolamentos: um principal e um auxiliar com a finalidade de permitir que a máquina seja capaz de fornecer maior nível de corrente de saída sem a necessidade, no retificador de saída, de diodos com grande capacidade de condução.

3.4 RETIFICADOR DE SAÍDA

O retificador de saída é construído com diodos e tem como objetivo garantir corrente constante na saída da máquina. Como pode ser visto na Fig. 3.14, no retificador de saída está presente também um indutor, cuja função é limitar o nível da corrente que circula no diodo auxiliar do retificador. Com a variação desse indutor consegue-se obter níveis maiores ou menores de corrente na saída da máquina.

3.5 CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle empregado na máquina de soldagem desenvolvida é um circuito já existente em outros equipamentos produzidos pela ESAB. Por se tratar de uma área estratégica da empresa, esse circuito não será detalhado nesse trabalho.

Como funções do circuito podem ser citadas:

- Geração dos sinais de disparos par os IGBT's;
- Proteção de sobre tensão;
- Ajuste da intensidade do arco durante a sua abertura;
- Controle do tipo de solda a ser realizada;
- Controle da corrente e da tensão de saída;
- Ajuste de controle de corrente: local ou remoto.

3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a estrutura proposta para construção da máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência. Pode-se concluir que a topologia proposta se mostra bastante interessante se comparada com a topologia básica de inversores de alta frequência considerando a versatilidade de utilização da máquina, no que diz respeito aos diferentes níveis de tensão que a máquina pode ser alimentada mantendo-se o mesmo nível de tensão no seu barramento CC. O retificador de entrada a diodos atende às necessidades atuais para operação da máquina, mas, pode ser melhorado com finalidade de ficar em concordância com a norma IEC 60974.

A topologia usada para a construção do transformador mostrou-se mais vantajosa quando comparada à topologia convencional com 2 núcleos separados no que diz respeito ao peso e volume da máquina, e conseqüentemente ao custo final do equipamento.

Com a topologia usada para construção do retificador de saída consegue-se altos níveis de corrente na saída da máquina com diodos de capacidade de condução relativamente baixa.

Capítulo 4

Especificação

Neste capítulo é feita a especificação dos componentes constituintes da máquina bem como será feito o dimensionamento térmico do inversor e do retificador de saída.

4.1 INVERSOR E RETIFICADOR DE SAÍDA

Nesta etapa do projeto foi realizado um estudo comparativo de dispositivos semicondutores de potência de diferentes tecnologias e fabricantes, com a finalidade de garantir a opção mais viável do ponto de vista técnico e econômico. Uma avaliação do atual mercado de dispositivos semicondutores apontou para um estudo mais detalhado de duas alternativas para o projeto em pauta: dispositivo tipo IGBT (vários fabricantes internacionais) e uma tecnologia avançada de dispositivo tipo MOSFET, a tecnologia CoolMOS (Infineon) [17, 18, 19 e 20]. Essa tecnologia tem como principal característica a sua baixa dissipação de potência em regime de chaveamento. Esta característica implica que estes dispositivos são mais eficientes, podendo ser construídos em encapsulamentos menores e demandando dissipadores de calor também mais compactos, o que proporciona menor volume e menor peso final para o equipamento. A Fig. 4.1 ilustra a seção transversal do IGBT e do CoolMOS.

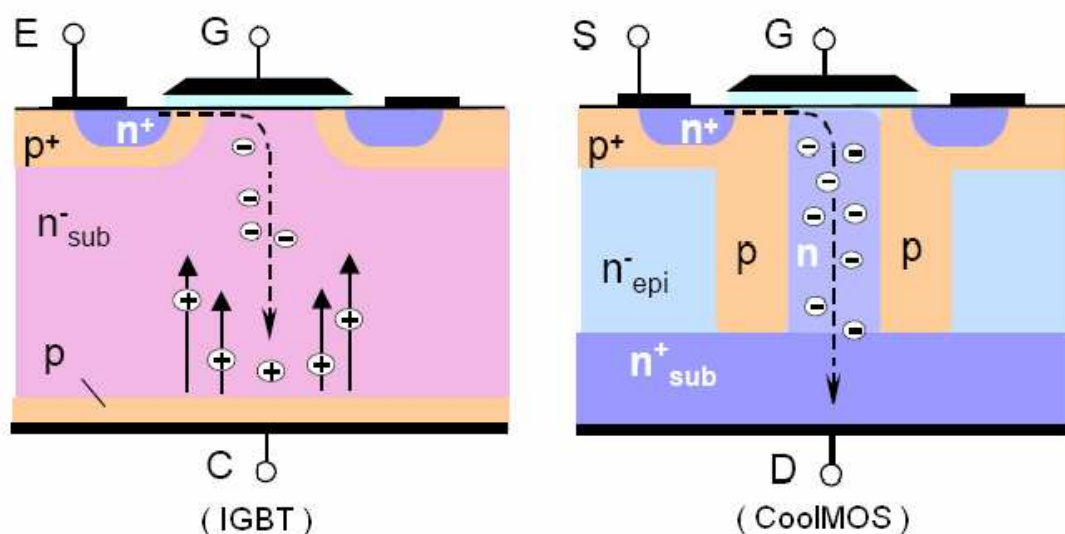


Fig. 4.1 – seção transversal de um IGBT e de um CoolMOS [18].

Como pode ser visto na Fig. 4.1, existe uma diferença construtiva entre as duas tecnologias mostradas. No caso do IGBT, existe uma grande região (n_{sub}^-) fracamente dopada com a finalidade de aumentar a capacidade bloqueio do dispositivo. Quando o IGBT entra em condução, a concentração de portadores se eleva rapidamente através de injeção de portadores feita pela camada 'P' inferior (Fig. 4.1). No momento que o IGBT é desligado, os portadores de cargas adicionais devem ser removidos da região, causando a “corrente de cauda” característica dos IGBT's e conseqüentemente aumentando-se as perdas do IGBT. Já o CoolMOS, apresenta um outro conceito construtivo, no qual a condutividade elétrica é feita apenas por portadores majoritários. A maneira com que a camada 'P' é construída, duas barras laterais (Fig. 4.1), permite que se consiga bloquear tensões elevadas com uma região 'n' não tão fracamente dopada como ocorre nos IGBT's. Isso garante ao CoolMOS perdas significativamente menores quando comparadas às perdas em IGBT's.

Dimensionamento térmico

Nesta seção são apresentadas estimativas das potências dissipadas nos semicondutores do inversor e do retificador de saída. A importância deste estudo se deve à geração de dados necessários ao dimensionamento do dissipador de calor a ser utilizado na montagem sem a necessidade de realização de testes empíricos. Estes dados são gerados a partir de uma metodologia e modelos para cálculos de perdas.

Inicialmente será realizada uma análise comparativa da potência dissipada nos diodos do retificador de saída, em regime de condução.

A fim de se ter uma especificação inicial do retificador a ser utilizado, foi realizada uma simulação utilizando-se o software Simplorer®. O regime de condução principal da máquina de soldagem é de 200A, com ciclo de trabalho 100%, sendo assim será feita a análise para esta condição de operação. A Fig. 4.2 mostra os resultados obtidos através da simulação.

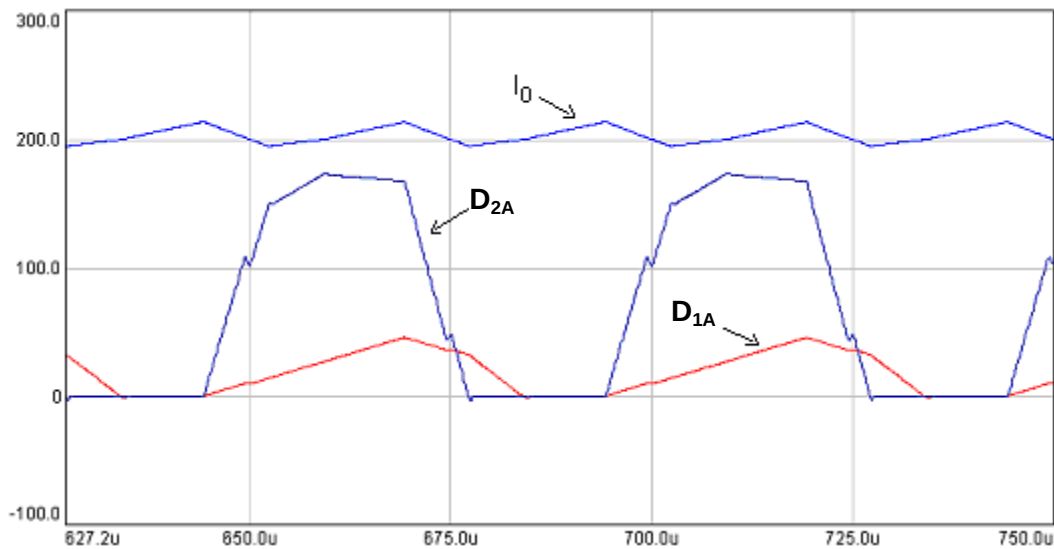


Fig. 4.2 – Resultado de simulação para corrente nos diodos do retificador de saída. ($I_0 = 200A$)

A Fig. 4.2 mostra os níveis de corrente na saída da máquina, no diodo principal (D_{2A}) e no diodo auxiliar (D_{1A}) do retificador. A vantagem de se obter um bom modelo de simulação é a possibilidade de previsão do funcionamento do circuito sem a necessidade de montagens, o que reduz o tempo e os custos de desenvolvimento de projetos.

De acordo com esta especificação inicial foram adquiridos os módulos de diodos do retificador de saída para ensaios no protótipo. Com os resultados obtidos nos ensaios, foram estimativas as potências dissipadas nos semicondutores do retificador de saída.

Para realização desse estudo foi elaborado um programa em ambiente Matlab® que processa dados de corrente e tensão obtidos por simulação e medição direta e das curvas características de cada dispositivo semicondutor considerado.

As formas de onda de corrente e de potência dissipada nos diodos, obtidas para três diferentes ciclos de operação da máquina de soldagem, são apresentadas nas Fig. 4.3 a Fig. 4.5.

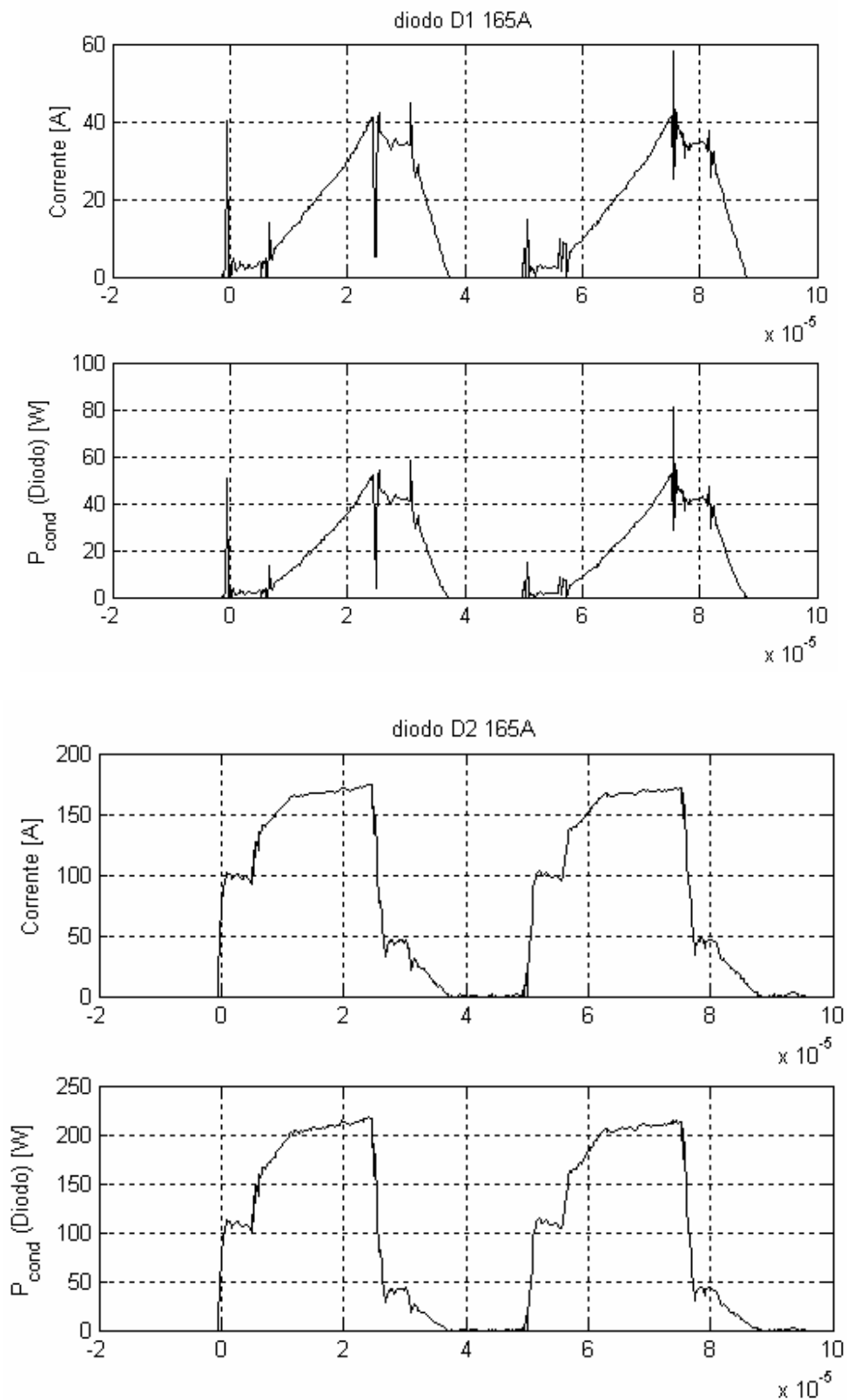


Fig. 4.3 - Corrente e potência dissipada nos diodos D_{1A} e D_{2A} do retificador de saída. ($I = 165$ A).

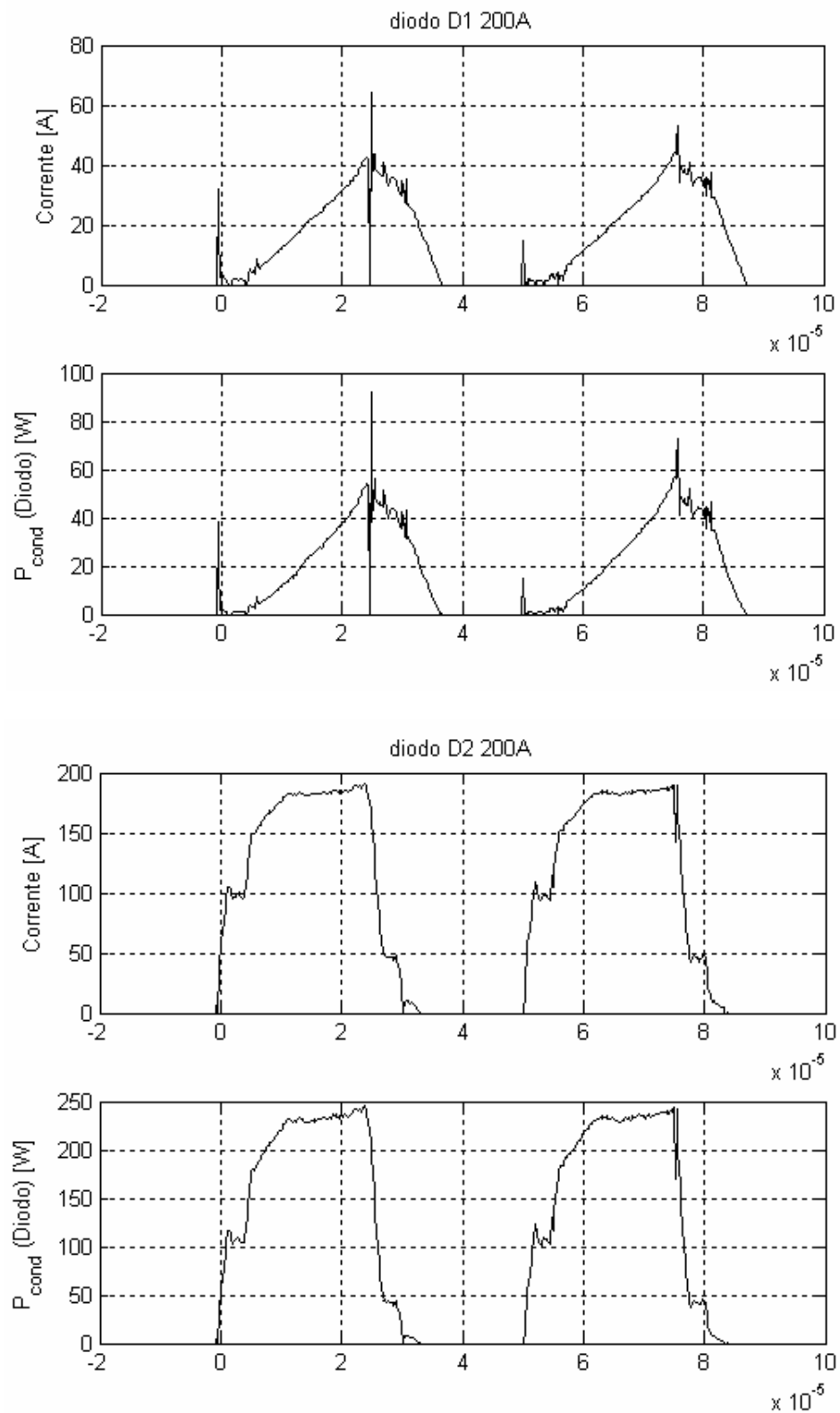


Fig. 4.4 - Corrente e potência dissipada nos diodos D_{1A} e D_{2A} do retificador de saída. ($I = 200 \text{ A}$).

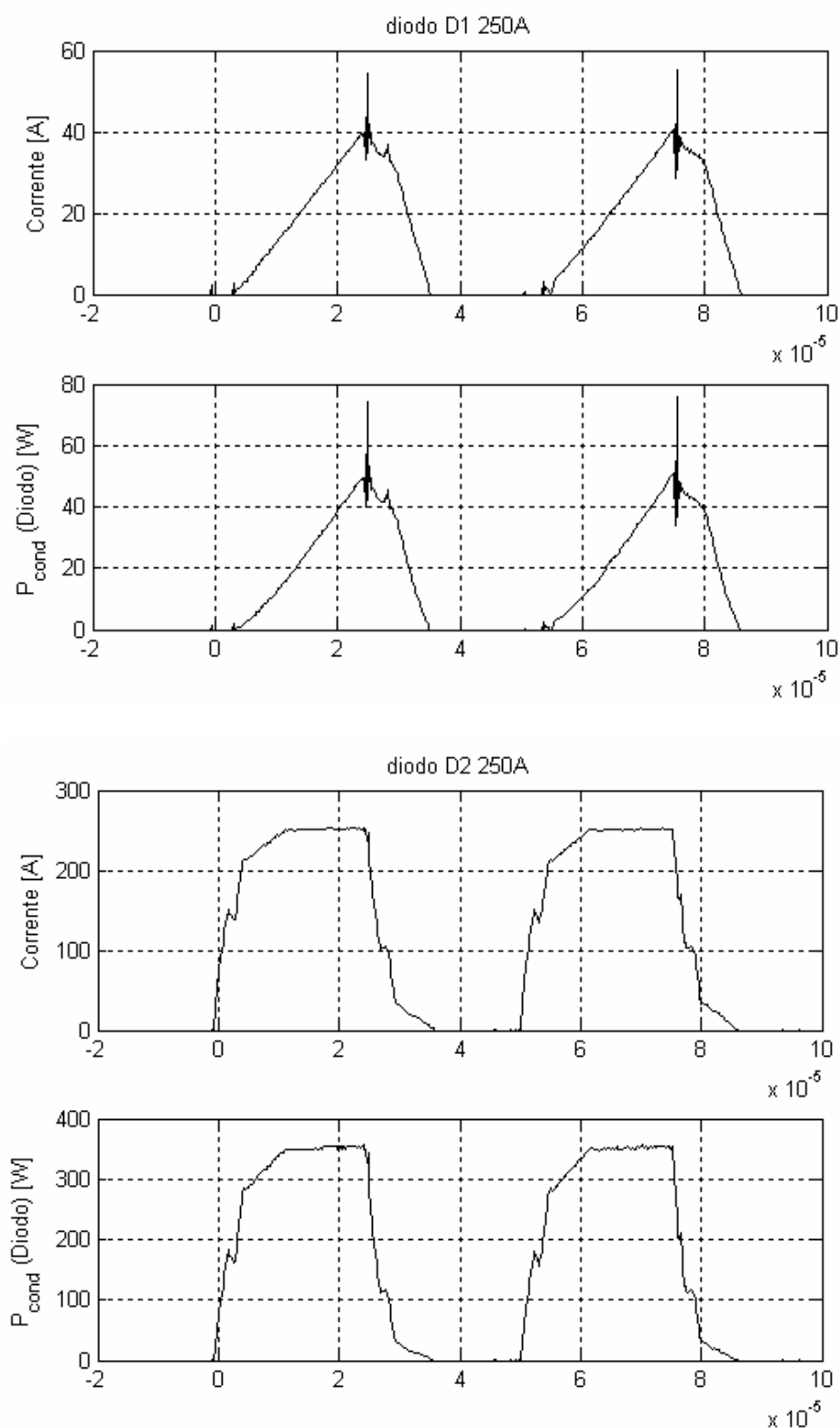


Fig. 4.5 - Corrente e potência dissipada nos diodos D_{1A} e D_{2A} do retificador de saída. ($I = 250$ A)

A metodologia utilizada para a realização dos cálculos relativos à estimação das perdas nos dispositivos semicondutores é implementada em um programa elaborado no ambiente Matlab® e consiste nas seguintes etapas:

- Levantamento das curvas $V_f \times I_f$ características dos dispositivos; disponibilizada pelos fabricantes;
- Cálculo da potência dissipada em regime de condução, a partir da curva $V_f \times I_f$ e das medições de corrente.

Não se dispõe da curva $V_f \times I_f$ dos módulos de diodos utilizados nesse projeto, o que demandou a realização de ensaios em laboratório para o levantamento dessa curva. Neste ensaio foi utilizada uma fonte de corrente capaz de fornecer 1000 Acc / 10 V. As curvas características $V_f \times I_f$ obtidas dos diodos considerados neste projeto são apresentadas nas Fig. 4.6 e Fig. 4.7.

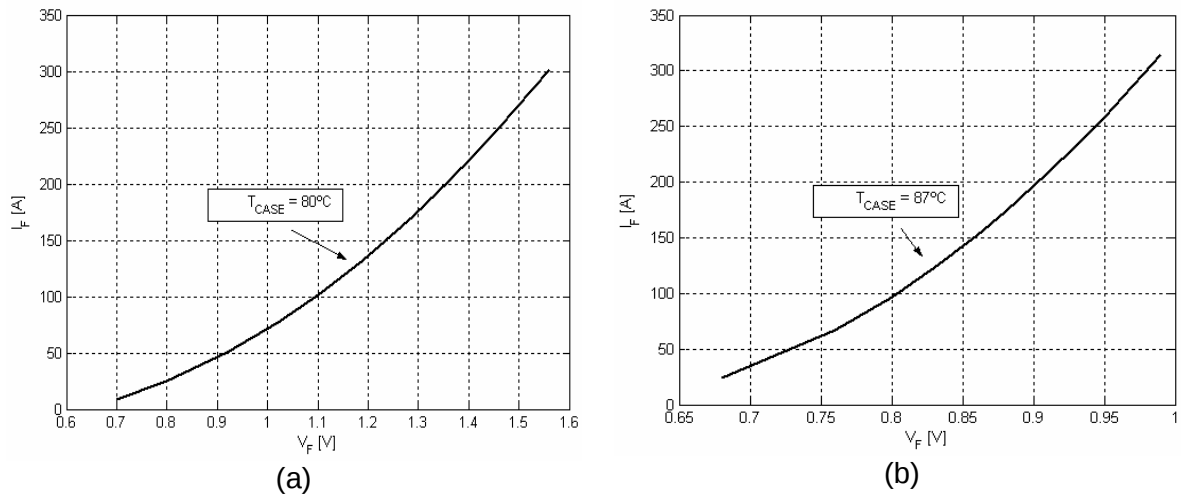


Fig. 4.6 - Curvas características dos diodos, obtidas experimentalmente. (a) diodo $D_{2A} - 300A / 400V$
(b) diodo $D_{2A} - 600A / 400V$

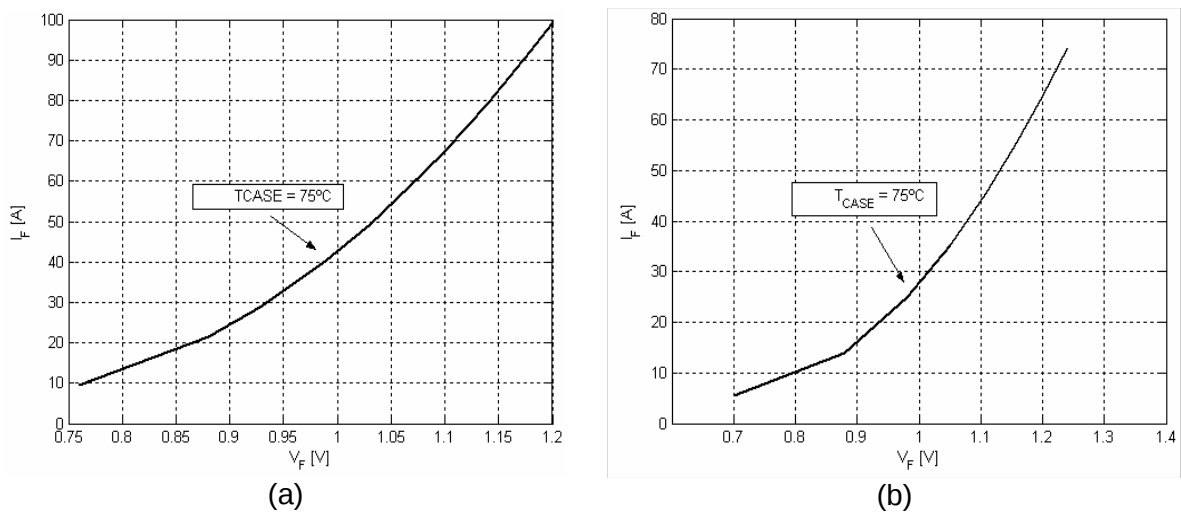


Fig. 4.7 - Curvas características dos diodos, obtidas experimentalmente. (a) diodo $D_{1A} - 200A / 600V$
(b) diodo $D_{1A} - 150A / 600V$

A potência total dissipada por condução no retificador de saída é calculada, levando-se em consideração a presença de dois diodos em cada enrolamento secundário principal e dois diodos no enrolamento secundário auxiliar, tal que:

$$P_{cond, total} = 2 * P_{cond, D_{1A}} + 2 * P_{cond, D_{2A}} \quad [W] \quad (4.1)$$

A Tabela 4.1 sumariza os resultados obtidos para a potência dissipada no retificador de saída para as condições de operação consideradas.

Tabela 4.1 - Potência dissipada nos diodos do retificador de saída (estimada).

DISPOSITIVO	Corrente [A]	P _{cond} / dispositivo [W]	P _{cond} total [W]
D_{1A} – 150A / 600V	165,0	14,6	29,2
	200,0	14,9	29,8
	250,0	13,7	27,4
D_{1A} – 200A / 600V	165,0	13,3	26,6
	200,0	13,6	27,2
	250,0	12,5	25
D_{2A} – 300A / 400V	165,0	100,2	200,4
	200,0	110,8	221,6
	250,0	175,8	351,6
D_{2A} – 600A / 400V	165,0	70,0	140
	200,0	76,1	152,2
	250,0	115,6	231,2

Os dispositivos semicondutores considerados para a construção do inversor são: IGBT e ColIMOS.

Uma representação esquemática de um dos conversores que compõe o inversor é reapresentada na Fig. 4.8, sendo por conveniência também indicada a corrente que circula pelos IGBT's e diodos de grampeamento.

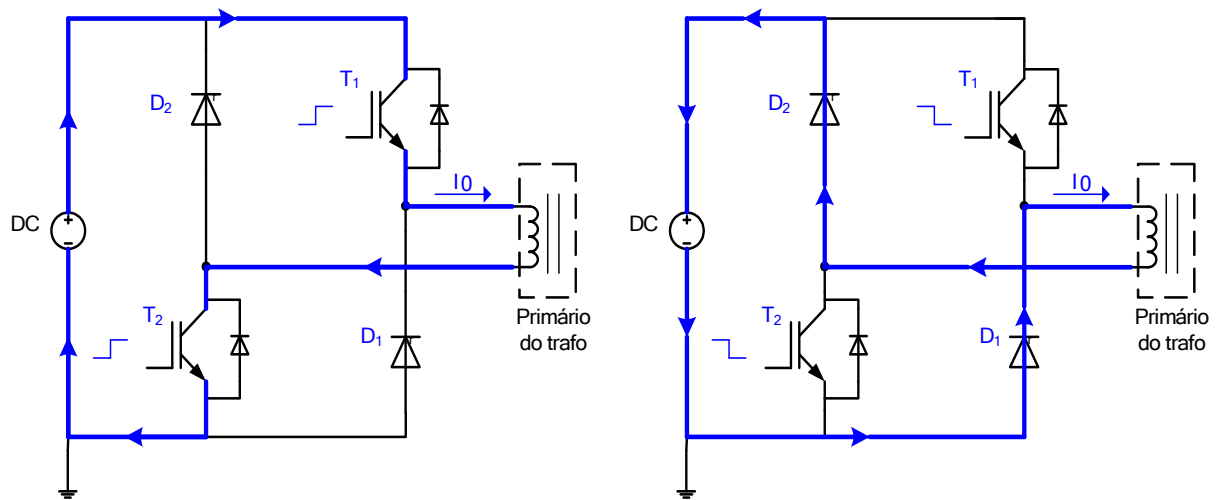


Fig. 4.8 - Circuito ilustrativo mostrando a corrente nos IGBT's e diodos do inversor.

As formas de onda de corrente nos dispositivos foram medidas para três diferentes ciclos de operação da máquina de soldagem e estão apresentadas nas Fig. 4.9 a 4.11. As correntes mostradas foram separadas de acordo com o dispositivo que está conduzindo em cada modo de condução.

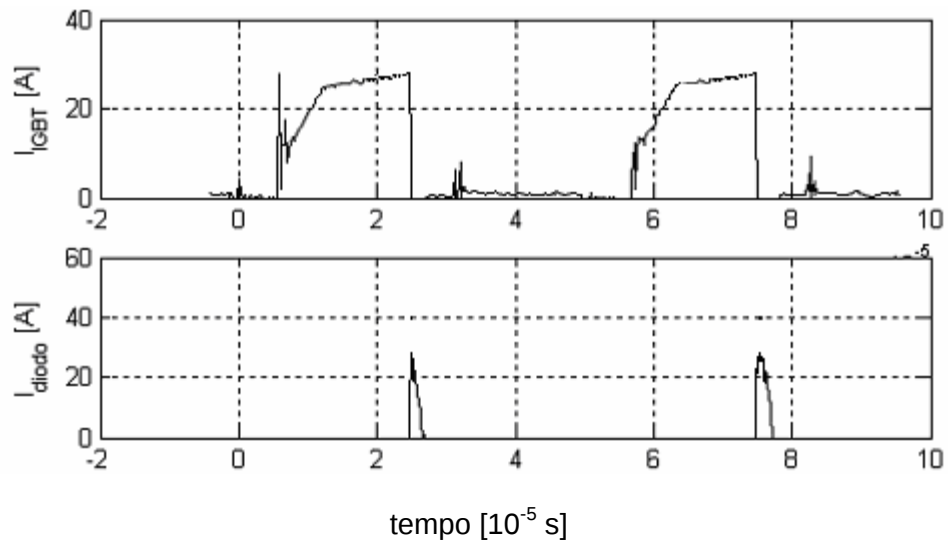


Fig. 4.9 - Corrente nos dispositivos do conversor ($I_0 = 165A$).

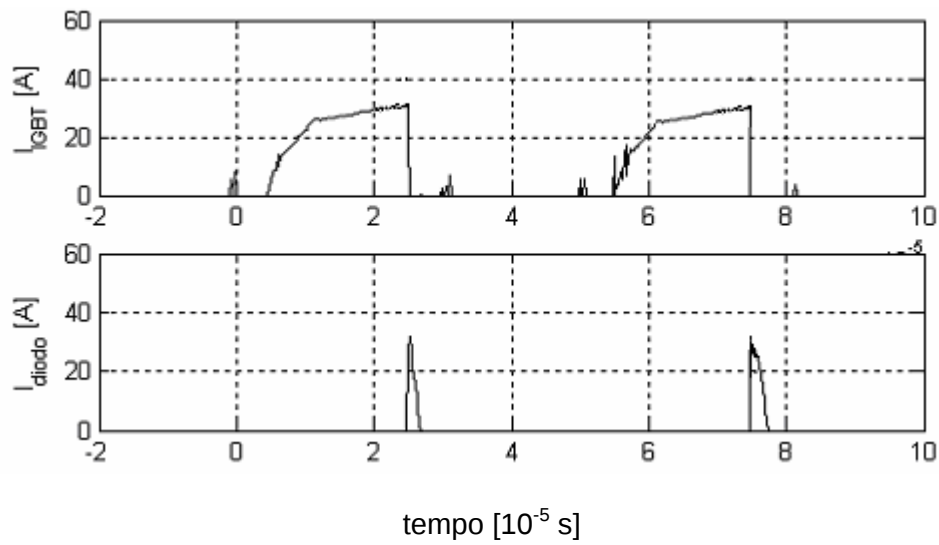


Fig. 4.10 - Corrente nos dispositivos do conversor ($I_o = 200A$).

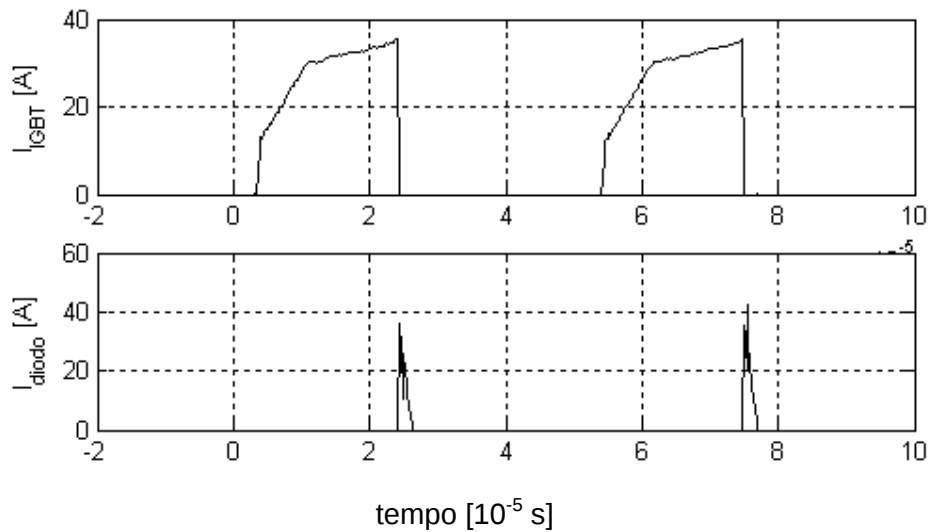


Fig. 4.11 - Corrente nos dispositivos do conversor ($I_o = 250A$).

A Tabela 4.2 sumariza os resultados para potência dissipada nos semicondutores que compõem o inversor, em regime de chaveamento e condução, e a potência total dissipada no inversor para os dispositivos considerados. Os resultados mostrados na Tabela 4.2 são essenciais para a especificação do dissipador de calor a ser utilizado na montagem.

Tabela 4.2 - Potência total dissipada no inversor.

DISPOSITIVO	CORRENTE [A]	$P_{\text{cond}} /$ dispositivo [W]	$P_{\text{chav}} /$ dispositivo [W]	* $P_{\text{dis}} \text{ total}$ [W]
IGBT + Diodo	165	16,7 + 1,35	13,3 + 4,42	143,1
	200	19,0 + 1,20	13,3 + 4,42	151,7
	250	23,0 + 0,87	13,3 + 4,42	166,4
CoolMOS +Diodo	165	25,2 + 1,35	230 μ	106,2
	200	30,5 + 1,20	260 μ	126,8
	250	39,0 + 0,87	210 μ	159,5

A Fig. 4.12 ilustra as perdas nos dispositivos para a condição em que a máquina conduz 200A. A utilização do dispositivo produzido pela Infineon, comprova que esta tecnologia é a que implica em menor dissipação de potência e, portanto, menor conjunto de dissipadores.

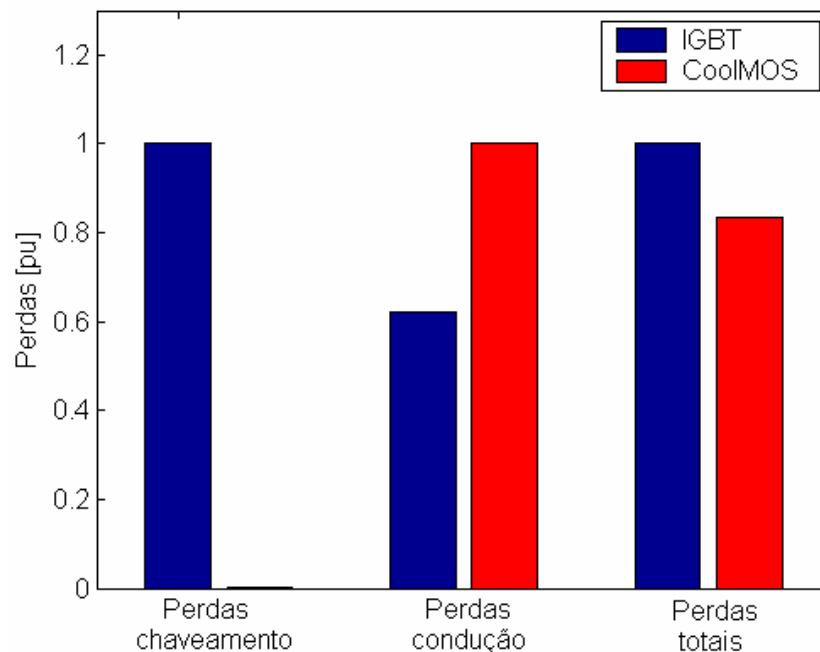


Fig. 4.12 - Comparativo de perdas entre as diferentes tecnologias de dispositivos semicondutores.

Apesar do dispositivo CoolMOS apresentar o melhor desempenho, sua utilização leva a algumas dificuldades no cenário deste projeto, em particular, à necessidade de desenvolvimento de um circuito de comando de disparo, uma vez que este circuito já se

encontra pronto para o caso da utilização de IGBT. Outro fator contra este tipo de dispositivo é o seu custo, que é relativamente elevado em comparação com o custo dos IGBT's devido ao fato de ser uma tecnologia nova no mercado.

Especificação do dissipador de calor

A partir da estimação das potências dissipadas nos dispositivos semicondutores do inversor e do retificador de saída, pode-se realizar a especificação do dissipador de calor. O modelo genérico do sistema térmico, baseado em um circuito elétrico equivalente, é mostrado na Fig. 4.13.

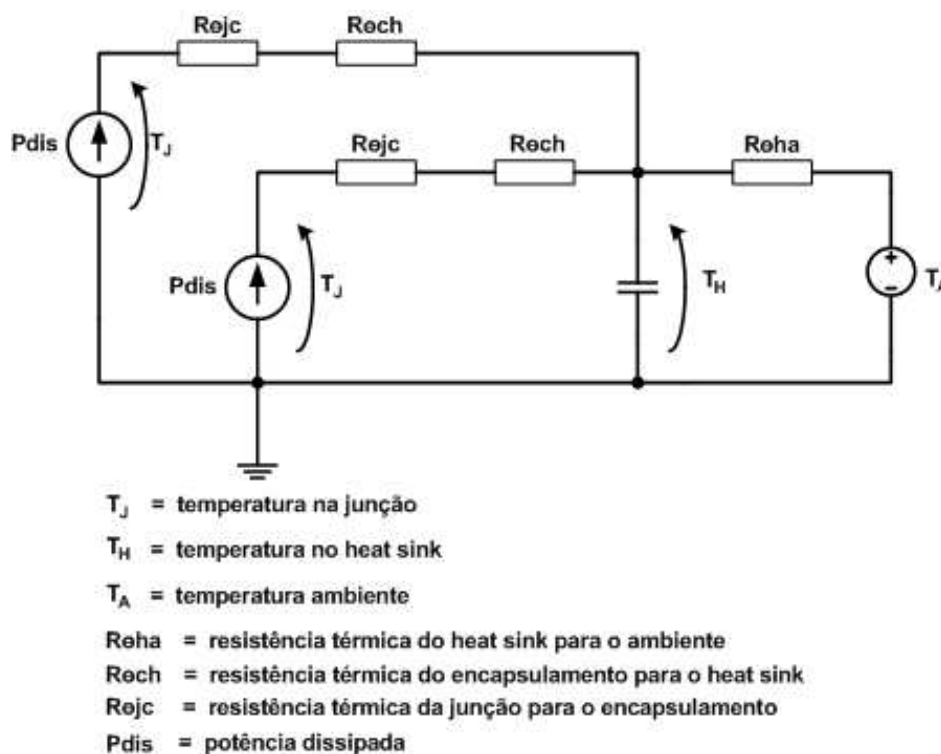


Fig. 4.13 – Circuito elétrico equivalente utilizado para dimensionamento do dissipador.

De posse dos valores de potência dissipada e das resistências térmicas dos dispositivos chegou-se na definição da resistência térmica do dissipador. Para o módulo operar em temperatura inferior a 125 °C deve-se ter um dissipador com resistência térmica inferior a 0,10 °C/W.

A folha de dados do dissipador especificado não apresentava todos os dados necessários. Desde forma, estabeleceu-se a necessidade de se realizar ensaios para o levantamento experimental das características térmicas do dissipador. Para a realização

destes ensaios foi feita uma montagem com dissipadores, ventilador e resistores, de modo a se implementar, aproximadamente, a situação real da transferência de calor e aquecimento do arranjo. A montagem experimental para a caracterização do arranjo dissipador de calor é mostrada na Fig. 4.14.

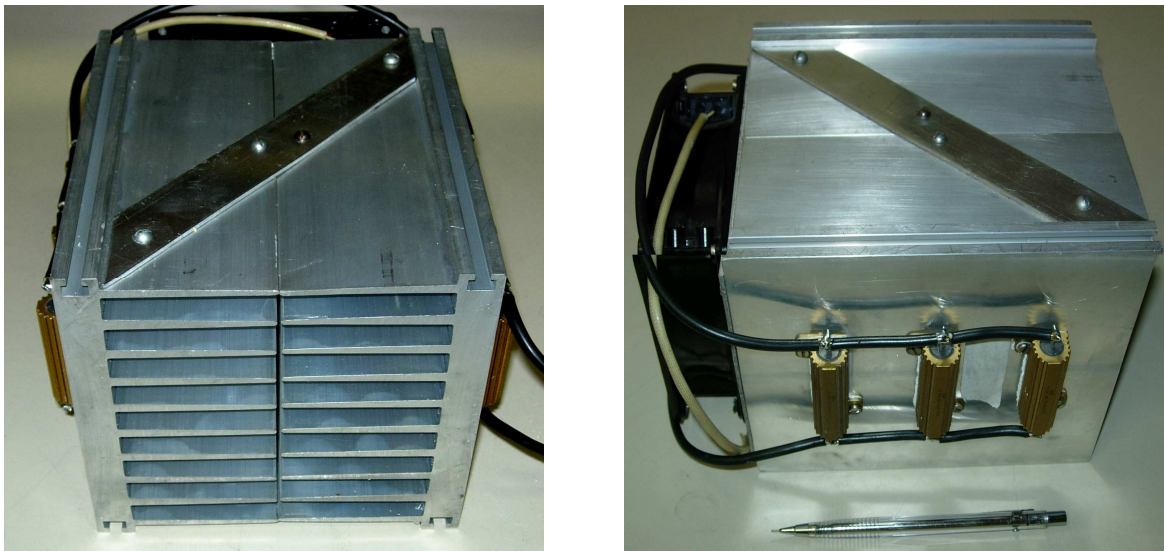
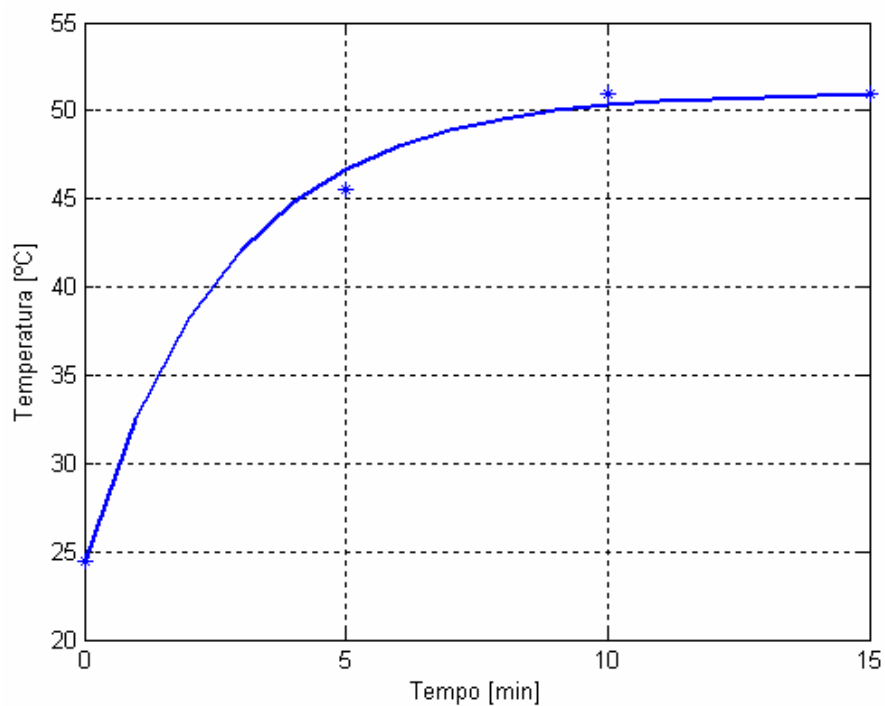


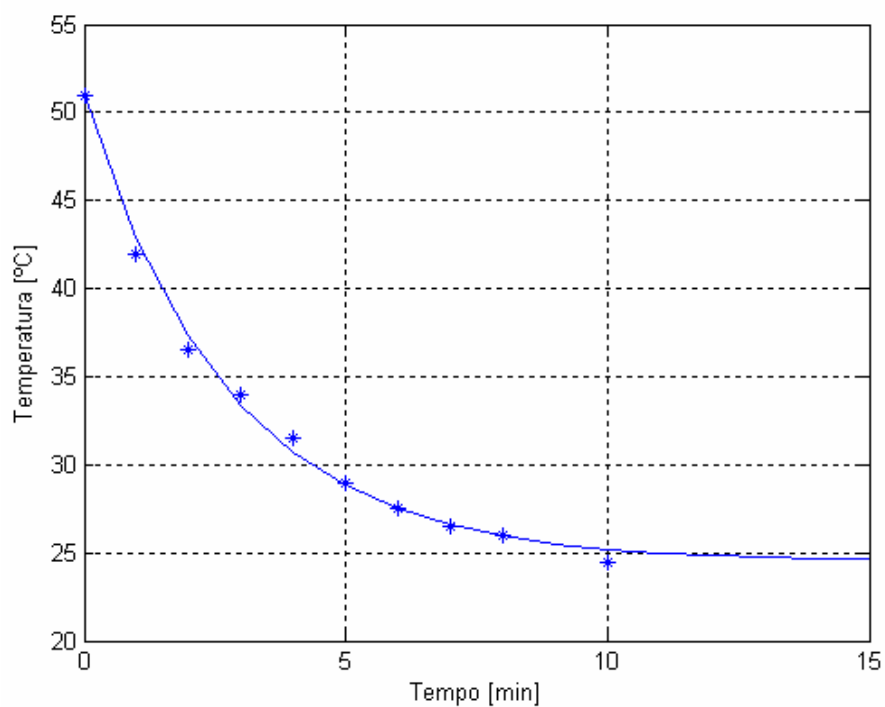
Fig. 4.14 - Montagem experimental para caracterização do arranjo dissipador.

Como pode ser visto na Fig. 4.14, foram usados resistores como fonte de potência térmica, simulando, desta maneira, a potência dissipada pelos dispositivos semicondutores. Foi utilizado também um ventilador adequado para a obtenção da resistência térmica necessária. O modelo de ventilador utilizado já estava previamente definido em função da utilização do mesmo em outros equipamentos produzidos pela ESAB, tendo em vista uma redução de custo para fabricação do equipamento. As curvas de aquecimento e resfriamento do dissipador estão mostradas na Fig. 4.15. O ensaio para obtenção das curvas características do dissipador foi realizado nas seguintes condições:

- **Potência dissipada:** 421,4 W;
- **Tempo total do ensaio:** 15 min;
- **Temperatura ambiente:** 24,5°C.



(a)



(b)

Fig. 4.15 - Curvas de aquecimento (a) e resfriamento (b) do arranjo dissipador experimental.

O valor obtido experimentalmente para a resistência térmica do arranjo dissipador é:

$$R_{\theta HA} = \Delta T / P_{ot} \cong 0,06 \quad [^{\circ}\text{C/W}] \quad (4.2)$$

onde, ΔT é a elevação da temperatura do dissipador em relação ao ambiente, em regime permanente.

A constante de tempo (τ_{θ}) de aquecimento ou resfriamento do dissipador pode ser aproximada a partir do tempo necessário para a temperatura atingir um valor aproximadamente igual a 67% do valor final da temperatura. A partir da Fig. 4.15 pode-se estimar esta constante de tempo. O valor encontrado é:

$$\tau_{\theta} = 2 \text{ min } 45 \text{ seg} \quad (4.3)$$

A capacitância térmica do arranjo dissipador pode ser estimada a partir dos valores obtidos para a resistência térmica e constante de tempo térmica:

$$C_{\theta} = \tau_{\theta} \frac{60}{R_{\theta HA}} \Rightarrow C_{\theta} = 2750 \quad [\text{J} / ^{\circ}\text{C}] \quad (4.4)$$

A massa de dissipador, necessária para se dissipar esta potência é calculada de acordo com a seguinte fórmula:

$$m_L = C_{\theta} / c_{AL} \quad [\text{kg}] \quad (4.5)$$

Onde c_{AL} é o calor específico do alumínio. Sendo $c_{AL} = 900 \text{ J/kg}^{\circ}\text{C}$, o valor da massa de alumínio necessário para dissipar a potência é de:

$$m = 3,05 \text{ kg} \quad (4.6)$$

Os dissipadores especificados previamente, quando montados da maneira apresentada na Fig. 4.14, totalizam uma massa de 3,0 kg, o que confirma os cálculos realizados.

De posse do valor de R_{θ} para o arranjo dissipador que será efetivamente utilizado neste projeto, pode-se estimar a temperatura de operação do dissipador e da junção dos dispositivos semicondutores do inversor e do retificador de saída. A Tabela 4.3 sumariza os resultados obtidos para três níveis de corrente.

Tabela 4.3 - Temperaturas (estimadas) do dissipador e junções dos dispositivos.

	T_H	Inversor		Retificador de saída	
		T_J IGBT	T_J diodo	$T_J D_{1A}$	$T_J D_{2A}$
165A	48,6	88,7	61,3	53,0	71,0
200A	49,9	92,4	61,5	55,6	73,6
250A	52,7	98,6	61,6	58,3	85,4

*OBS: $R_{\theta}=0,06 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ (resistência térmica entre o dissipador e o ambiente).

4.2 RETIFICADOR DE ENTRADA

Considerando que a máquina de soldagem a ser projetada deve ter a possibilidade de ser alimentada em 220V, 380V ou 440V trifásico ou monofásico, a fim de atender a demanda nacional, e fornecer uma corrente máxima de 250A, tem-se que a pior situação, tratando-se da corrente, será para a ligação de 220V monofásico. O retificador deve ainda ser capaz de suportar a pior situação considerando-se o nível máximo de tensão que deve bloquear. Para esta restrição devemos considerar o caso da ligação em 440V trifásico. A especificação dos componentes será feita, inicialmente, considerando-se o caso da máquina de potencial igual a 7,5 kW e com eficiência de 90%. Sendo assim:

$$i = \frac{7500 / 0,9}{220 * \sqrt{2} / \sqrt{3}} \Rightarrow i \cong 46A \quad (4.7)$$

De posse deste valor inicial de corrente, foi adquirida uma ponte retificadora de 90A / 1600V. Como o retificador está conectado a um filtro com um grande capacitor, deve-se

levar em consideração a corrente de “inrush” que surgirá no instante inicial de carga do capacitor.

Os valores de indutância e capacitância do filtro LC devem ser escolhidos de modo a levar a um pico de corrente suportável pela ponte retificadora. Considerando a Fig. 4.16 o máximo pico de corrente ocorrerá quando a máquina se encontrar desligada e o transitório de tensão no capacitor passar de $V_C(t=0) = V_0 = 0V$ para $V_i = 311V$.

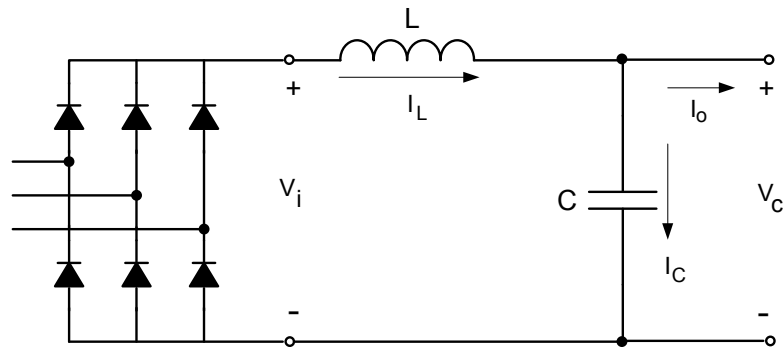


Fig. 4.16 - Circuito equivalente do retificador de entrada e do filtro LC

Nesta situação a corrente inicial do indutor $I_L(t=0) = 0A$ e a corrente de carga $I_o = 0A$. A solução deste sistema leva a uma equação para a tensão no capacitor e corrente no indutor dada por:

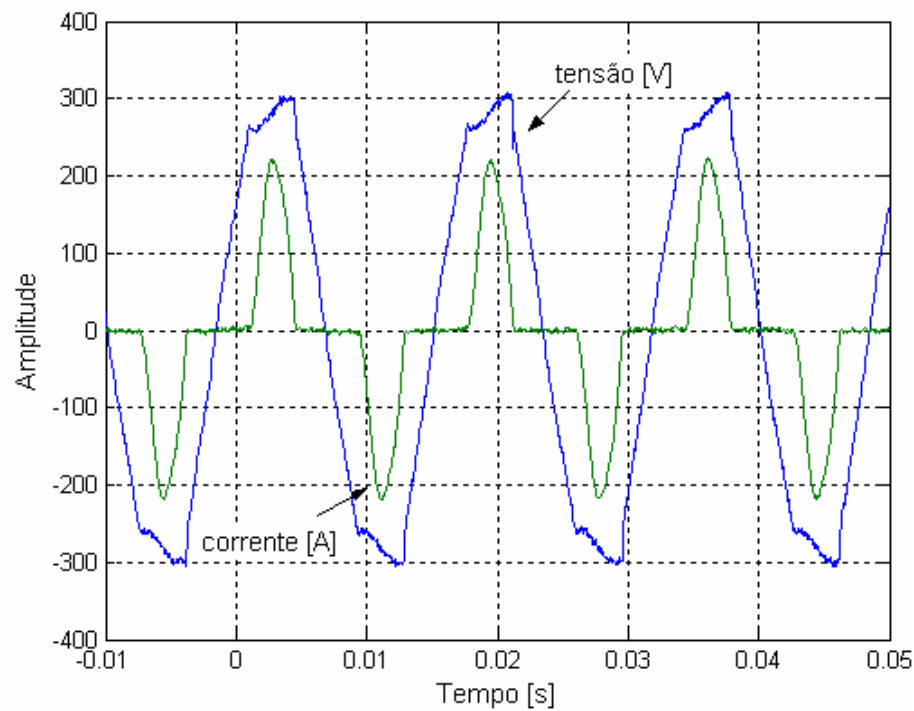
$$V_C(t) = (V_0 - V_i) \cos(\omega_f t) + V_i \quad [V] \quad (4.8)$$

$$I_L(t) = \frac{(V_0 - V_i)}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \sin(\omega_f t) \quad [A] \quad (4.9)$$

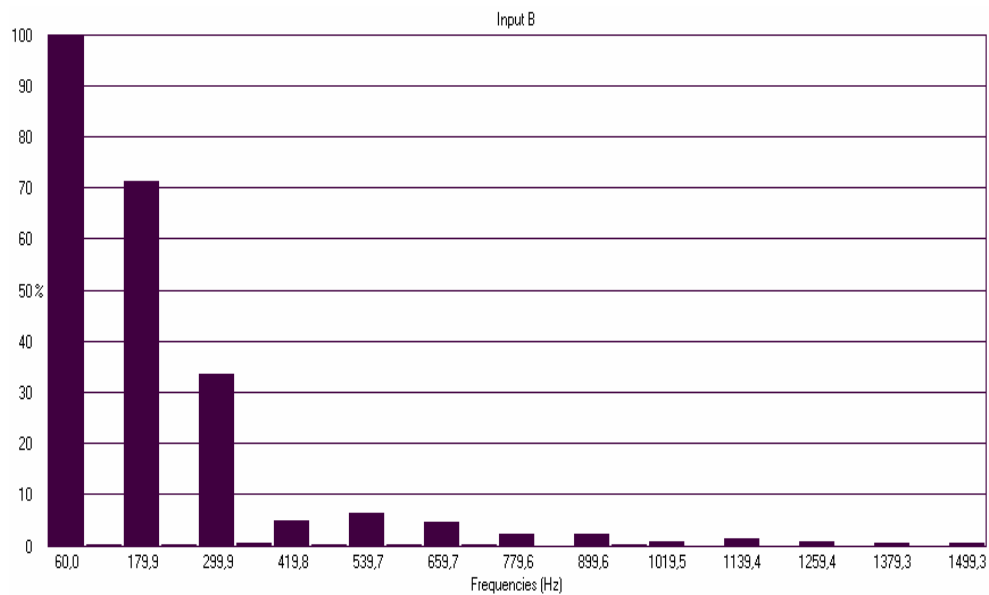
onde $\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

A partir da equação (4.9) obtém-se a máxima corrente no indutor.

Considerando esses fatores o ensaio de soldagem foi realizado com a máquina. O ensaio foi feito para todos os níveis de tensão nos quais a máquina deverá operar. A Fig. 4.17 e Fig. 4.18 ilustram o comportamento do dispositivo para as situações de 220 V monofásico e 440V trifásico para 250 A, mostrando as formas de onda de tensão, de corrente (ampliada 4 vezes) e o espectro em frequência da corrente.



(a)

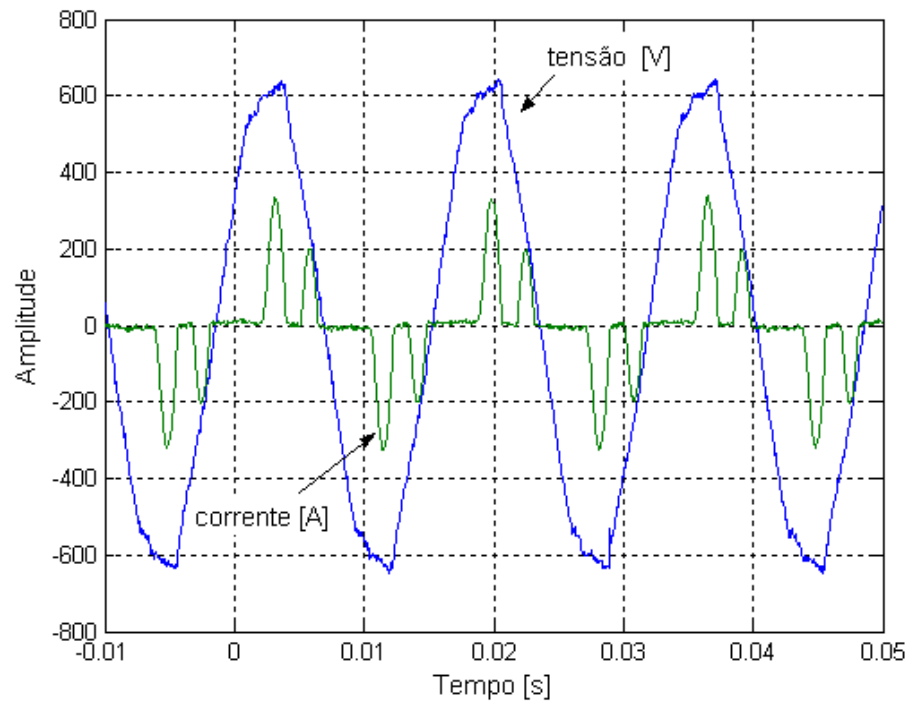


(b)

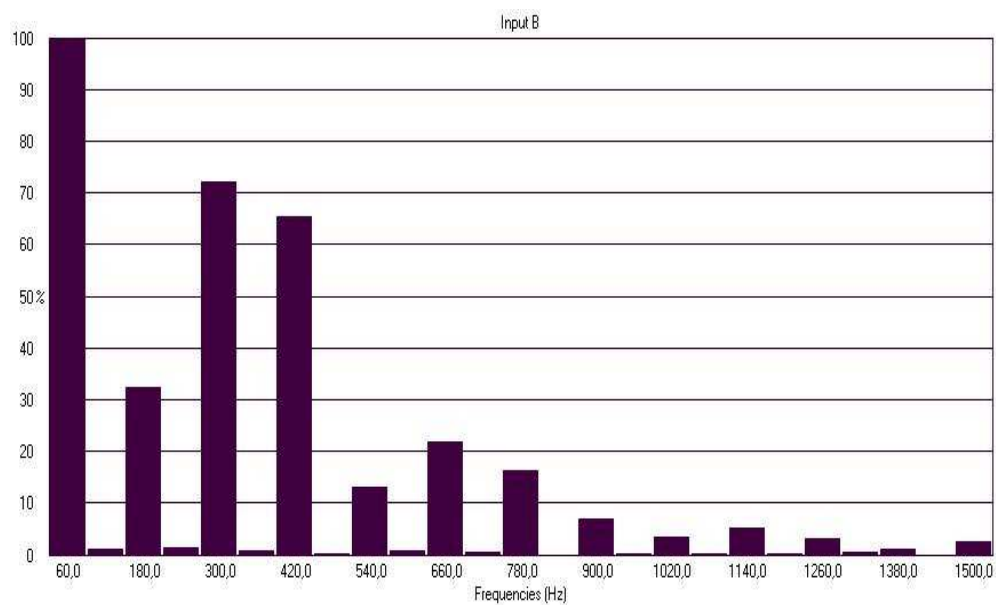
Fig. 4.17 (a) - Tensão e corrente no retificador de entrada para o caso de ligação 220V monofásico, (b) – Espectro em frequência da corrente de entrada para o caso de ligação 220V monofásico.

Como pode ser observado na Fig. 4.17 (a), o retificador deve ser capaz de conduzir uma corrente de aproximadamente 55A pico no caso monofásico. A Fig. 4.17 (b) mostra a forte presença de harmônicos de 3º e 5º ordem além de outros harmônicos de ordem ímpar menos expressivos.

A Fig. 4.18 (a) a seguir ilustra o comportamento do dispositivo para a ligação em 440V trifásico, mostrando as formas de onda de tensão, de corrente (ampliada 16 vezes) e o espectro em frequência da corrente.



(a)



(b)

Fig. 4.18 (a) – Tensão e corrente no retificador de entrada para o caso de ligação 440V trifásico, (b) – Espectro em frequência da corrente de entrada para o caso de ligação 440V trifásico.

Para o caso de 440V trifásico foi feita uma multiplicação na corrente pelo fator 16 com finalidade de permitir melhor a visualização da tensão e corrente no mesmo gráfico. Sendo assim, pode-se observar que a corrente conduzida é da ordem de 20A. A Fig. 4.18 (b) mostra a forte presença de harmônicos de 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º ordem além de outros harmônicos de ordem ímpar menos expressivos. A seguir será feita uma avaliação do impacto causado pela presença desses harmônicos.

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa ‘P’ e a potência aparente ‘S’ consumida por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem, desde que sejam periódicas.

$$F.P = \frac{P}{S} = \frac{V_1 * I_1 * \cos \angle V_1, I_1}{V_{RMS} * I_{RMS}} \quad (4.10)$$

desprezando-se os harmônicos de tensão;

$$F.P = \frac{P}{S} = \frac{\cancel{V_1} * I_1 * \cos \angle V_1, I_1}{\cancel{V_{RMS}} * I_{RMS}} \Rightarrow \frac{I_1 * \cos \angle V_1, I_1}{I_{RMS}} \quad (4.11)$$

onde;

$\cos \angle V_1, I_1$ é o fator de deslocamento, ou seja, o deslocamento entre a componente fundamental da corrente e a onda de tensão. Para retificadores a diodos, o fator de deslocamento é aproximadamente igual a 1, então, tem-se:

$$F.P = \frac{I_1}{I_{RMS}} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + I_{15}^2 + I_{17}^2}} \quad (4.12)$$

Define-se a taxa de distorção harmônica – THD (“*Total Harmonic Distortion*”) como sendo a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas da corrente e o da fundamental.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (4.13)$$

Tabela 4.4 – fator de potência (FP) e taxa de distorção harmônica (THD) da corrente

220V trifásico		220V monofásico		440V trifásico	
harmônicos	%	harmônicos	%	harmônicos	%
1	100	1	100	1	100
3	25,1	3	71,4	3	32,4
5	48,1	5	33,6	5	72,1
7	15,4	7	4,9	7	65,4
9	0,5	9	6,4	9	13,2
11	8,1	11	4,7	11	22
13	6,7	13	2,5	13	16,4
15	2,3	15	2,5	15	7
17	3,0	17	1	17	3,6
FP	0,87	FP	0,78	FP	0,68
THD	57%	THD	80%	THD	107%

A tabela 4.4 mostra os resultados obtidos para três situações de operação da máquina. Como pode ser observado, para dois modos de operação, o fator de potência atinge valores significativamente baixos.

Conclui-se que o dispositivo retificador de entrada da máquina de soldagem deve ser capaz de suportar corrente da ordem de 55A_{pico} e tensão da ordem de 620V respeitando-se ainda os picos de tensão e corrente a serem suportados durante os transitórios.

4.3 BARRAMENTO CC

Os elementos do filtro do barramento CC de um conversor são, geralmente, dimensionados com base no máximo “ripple” de tensão no capacitor e de corrente no indutor [1]. Apresenta-se aqui uma metodologia simplificada para dimensionamento do indutor e do capacitor do barramento CC. Um diagrama simplificado, ilustrando o retificador e o filtro do barramento CC, é mostrado na Fig. 4.19.

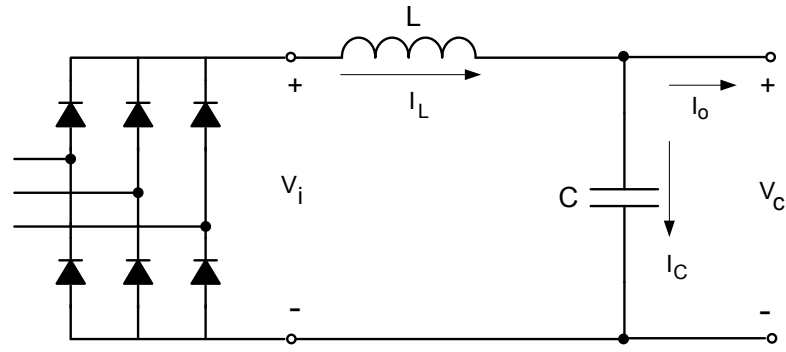


Fig. 4.19 - Retificador de entrada e filtro do barramento CC

Sem perda de generalidade, assume-se, inicialmente, um valor elevado para o indutor, de modo que a corrente I_L é sempre contínua e possui, assim como a tensão V_C , um “ripple” de amplitude limitada. Considerando-se uma tensão de entrada, V_i constante, deve-se inicialmente determinar a corrente I_o requerida pelo conversor CC/CA. Essa corrente pode ser decomposta em uma parcela contínua e outra alternada, ou seja:

$$I_o = \bar{I}_o + \tilde{I}_o \quad [\text{A}] \quad (4.14)$$

Como primeira aproximação, pode-se considerar que o indutor do filtro (L) é suficientemente elevado, o que implica num “ripple” desprezível na corrente I_L . Assim:

$$I_L = \bar{I}_o \quad [\text{A}] \quad (4.15)$$

Além disso, uma inspeção da Fig. 4.19 indica que:

$$I_C = I_L - I_o = -\tilde{I}_o \quad [\text{A}] \quad (4.16)$$

Isto é, toda a corrente de “ripple” da carga flui pelo capacitor. Sendo assim, deve-se atentar, no momento da especificação do capacitor, para a capacidade de corrente CA de alta frequência que o capacitor é capaz de conduzir em regime permanente.

De posse da corrente que circula no capacitor, fazendo-se a integração da mesma, obtém-se a curva da variação da carga armazenada, ou seja:

$$Q = \int i_{cap} * dt \quad [C] \quad (4.17)$$

A obtenção da curva de variação de carga possibilita a determinação de sua máxima variação, $\Delta Q_{m\acute{a}x}$. A partir desse valor e do máximo “*ripple*” de tensão desejado no capacitor, $\Delta V_{m\acute{a}x}$, pode-se obter o valor mínimo necessário para a capacitância do barramento CC:

$$C_{min} \geq \frac{\Delta Q_{m\acute{a}x}}{\Delta V_{m\acute{a}x}} \quad [F] \quad (4.18)$$

Estipula-se uma variação máxima de tensão do barramento CC que se deseja e obtém-se o valor mínimo de capacitância para o barramento CC. As capacitâncias mínimas calculadas e as respectivas capacidades de corrente, possibilitam, a especificação de componentes comerciais para esta função no circuito.

4.4 TRANSFORMADOR

O correto dimensionamento de um elemento magnético, seja ele um indutor ou um transformador não é um trabalho simples e o sucesso depende em grande parte da quantidade e qualidade das informações disponíveis a respeito do núcleo a ser utilizado. A própria forma construtiva pode alterar significativamente o desempenho do dispositivo, especialmente em termos das indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas.

A principal característica de um material ferromagnético a ser usado na construção de um elemento magnético é a capacidade de trabalhar em freqüência elevada sem apresentar elevadas perdas. Dois tipos de perdas estão presentes em materiais de ligas de ferro:

- Perdas por histerese
- Perdas por corrente de Foucault

Perdas por histerese

Todos núcleos magnéticos apresentam algum grau de histerese em sua característica B-H. Uma típica característica B-H é mostrada na Fig. 4.20.

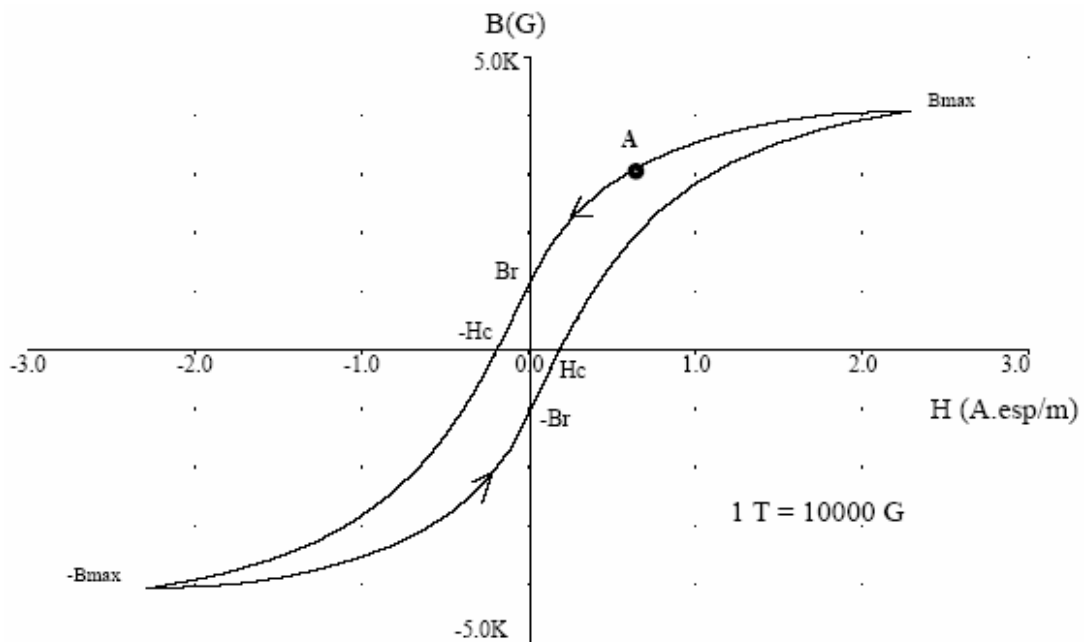


Fig. 4.20 - Curva de histerese típica.

As perdas por histerese são resultado da energia consumida para girar a orientação dos domínios magnéticos dentro do material. Esta energia corresponde à área interna do laço de histerese. Seu valor por ciclo e por unidade de volume do material é:

$$E = \oint \vec{H} * d\vec{B} \quad [\text{J}] \quad (4.19)$$

A área dentro da curva B-H representa o trabalho feito no material pelo campo aplicado. O trabalho (energia) é dissipado no material, e o calor gerado aumenta a temperatura do núcleo. O tamanho do laço de histerese é proporcional às perdas por histerese, o que significa que é desejável ter-se a menor área possível de laço de histerese.

O aumento das perdas por histerese em todo material do núcleo aumenta com o aumento da densidade de fluxo AC (B_{AC}) e frequência de chaveamento (f). A forma geral de perdas por unidade de volume é:

$$P = kf^a (B_{AC})^d \quad [\text{J/m}^3] \quad (4.20)$$

onde: k , a e d são constantes que variam de um determinado material para outro.

Perdas por corrente de Foucault

Estas perdas são devidas às correntes induzidas no núcleo (correntes de Foucault) e são geradas devido à baixa resistividade do material. Neste caso faz-se a laminação do núcleo a fim de elevar a resistência. As lâminas devem ser isoladas entre si, o que ocorre, via de regra, pela própria oxidação do material ou pelo uso de verniz. Núcleos laminados podem ser utilizados em frequências até 20 kHz. Acima deste valor deve-se utilizar cerâmicas (ferrites) ou núcleos de pó de ferro.

Perdas por corrente de Foucault podem ser calculadas através da equação (4.21) [3]:

$$Perdas = \frac{\sigma * d^2}{12 * f * m_v} * \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad [\text{J/kg}] \quad (4.21)$$

onde:

σ : condutividade elétrica [S]

d : espessura [m]

f : frequência [Hz]

m_v : densidade específica [kg/m^3]

Material do núcleo

Duas classes de materiais são usadas para núcleo magnético de indutores e transformadores.

Uma classe é composta principalmente de liga de ferro e pequenas porções de outros elementos, incluindo cromo e silício. Essas ligas possuem grande condutividade elétrica comparada com ferrites, e valores de $B_{\max}$ igual a 1,8T para o qual ocorre início de saturação.

Núcleos de liga de ferro são usados geralmente para aplicações em baixa frequência devido à corrente de Foucault. Materiais de liga de ferro devem ser laminados para reduzir perdas por corrente de Foucault mesmo em frequências tão baixas quanto 60Hz. Núcleos são também feitos de ferro em pó e ligas de ferro em pó. Esses núcleos são constituídos de pequenas partículas eletricamente isoladas umas das outras, então têm resistividade significativamente maior que os núcleos laminados. Com isso, esses núcleos têm menores perdas por corrente de Foucault e podem ser usados em frequências mais altas.

A segunda classe de material usado para construção de núcleos é a ferrite, a qual possui valores relativamente reduzidos de $B_{\max}$ (entre 0,3T e 0,5T), apresentando, porém, baixas perdas em alta frequência e facilidades de manuseio e escolha, em função dos diversos tipos de núcleos disponíveis [6]. As ferrites são constituídas por uma mistura de óxido de ferro (Fe_2O_3) com algum óxido de um metal bivalente (NiO , MnO , ZnO , MgO , CuO , BaO , CoO). Possuem resistividade muito maior do que os materiais metálicos (da ordem de $100\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$) o que implica em perdas por correntes de Foucault desprezíveis quando operando com um campo magnético alternado.

Um terceiro tipo de material são os aglomerados de ferro ("iron powder") que são constituídos por minúsculas partículas de compostos de ferro, aglomerados entre si, mas que apresentam um entreferro distribuído ao longo de todo comprimento magnético [4]. É um material adequado para aplicações em que devem coexistir campos de baixa frequência (60Hz) e de alta frequência, garantindo, ao mesmo tempo, que o núcleo não sature e não apresente elevadas perdas.

Perdas nos enrolamentos

Perdas nos fios de cobre podem ser obtidas por:

$$Perdas = (I_{RMS})^2 * R_{DC} \quad [W] \quad (4.22)$$

onde R_{DC} é a resistência em Ohm's por unidade de comprimento, do fio ou do cabo, fornecido pelo fabricante.

Com o aumento da frequência de operação do circuito, perdas por corrente de Foucault e indutâncias parasitas podem prejudicar significativamente o desempenho do transformador. Os efeitos da alta frequência são causados por campo magnético resultante do fluxo de corrente no enrolamento do transformador e são divididos em dois:

- Efeito pelicular ("*skin effect*");
- Efeito proximidade.

Esses efeitos podem causar perdas no enrolamento significativamente maiores que as perdas puramente resistivas $((I_{RMS})^2 \cdot R_{DC})$.

Efeito pelicular é causado por corrente de Foucault induzida em um condutor por campo magnético gerado por corrente no próprio condutor. Efeito proximidade é causado por corrente de Foucault induzida em um condutor por campo magnético gerado por corrente em condutor adjacente ou camadas adjacentes de bobinas.

As próximas seções têm como objetivo prover discernimento a respeito dos efeitos causados pela alta frequência de modo que possam ser atingidas melhorias no desempenho de circuito operando em altas frequências.

Os seguintes princípios são usados no desenvolvimento deste tópico:

- **Lei de Ampere:** a Força magneto-motriz (*fmm*) total ao longo de qualquer caminho fechado é igual á corrente total fechada pelo caminho.

$$F = \oint H \cdot dl = I_t = N \cdot I \quad [A] \quad (4.23)$$

onde F é a *fmm* total (em Amperes) ao longo do caminho de comprimento l (m), H é a intensidade do campo magnético (A/m), e I_t é a corrente total através de todas as voltas fechadas pelo caminho.

- **Conservação da energia:** em qualquer instante de tempo, a corrente dentro do condutor e o campo magnético são distribuídos de forma a minimizar o consumo de energia da fonte.
- **Conteúdo energético do campo:** a densidade de energia em qualquer ponto do campo é:

$$\varpi = \int H \cdot dB \quad [J/m^3] \quad (4.24)$$

onde B é a densidade de fluxo [Tesla].

Em transformadores, a energia magnética é quase sempre armazenada nas regiões onde a intensidade do campo H é relativamente constante. Nesse caso:

$$\varpi = \frac{1}{2} \mu_o \cdot H^2 \cdot A \cdot l \quad [J/m^3] \quad (4.25)$$

Da equação (4.23) tem-se que:

$$H = N.I/l \quad [\text{A/m}] \quad (4.26)$$

substituindo (4.26) em (4.25), tem-se:

$$\varpi = \frac{1/2 \mu_o \cdot N^2 \cdot I^2 \cdot A}{l} \quad [\text{Joules}] \quad (4.27)$$

onde A é a área $[\text{m}^2]$ da região normal ao fluxo, e l é o comprimento da região $[\text{m}]$.

- **Indutância do circuito:** indutância é a medida da capacidade de um circuito elétrico armazenar energia. Igualando o conteúdo energético do campo, tem-se:

$$\varpi = 1/2 L.I^2 = \frac{1/2 \mu_o \cdot N^2 \cdot I^2 \cdot A}{l} \Rightarrow L = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot A}{l} \quad [\text{H}] \quad (4.28)$$

Efeito pelicular

O efeito pelicular faz com que a corrente circule apenas em uma fina camada na superfície exterior do condutor. A profundidade desta película é inversamente proporcional à raiz quadrada da frequência. Com o aumento da frequência, uma parte progressivamente maior da área sólida do condutor é perdida, aumentando-se a resistência AC e com isso as perdas no cobre. A Fig. 4.21 ilustra o efeito pelicular em um condutor circular.

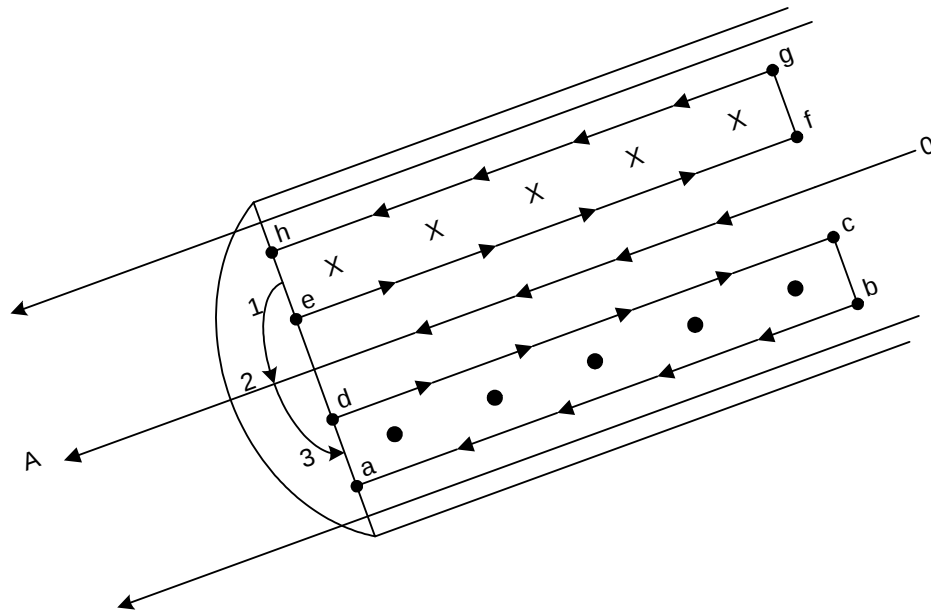


Fig. 4.21 – Efeito pelicular causado por corrente de Foucault [10].

A corrente principal conduzida está na direção “OA”. Se não houvesse o efeito pelicular, a corrente estaria uniformemente distribuída através da área do condutor. Usando a regra da mão direita, as linhas de fluxo magnético estão na direção mostrada por 1, 2, 3 e voltando para 1.

Pela lei de *Faraday*, a variação de campo magnético provoca a indução de corrente. Segundo a lei de *Lenz*, a direção do campo magnético induzido se opõe à variação do fluxo magnético indutor. Sendo assim, o sentido das correntes induzidas será de acordo com as regiões *abcd* e *efgh* na Fig. 4.21. Como pode ser observado, o sentido das correntes induzidas nos ramos *dc* e *ef* está na direção oposta da corrente principal OA e tendem anular a corrente no interior do condutor. Além disso, as correntes induzidas nos ramos *ab* e *gh* (ao longo da película mais externa do condutor) estão na mesma direção da corrente principal e tendem a reforçá-la.

A Fig. 4.22 ilustra a consequência do efeito pelicular na distribuição da corrente.

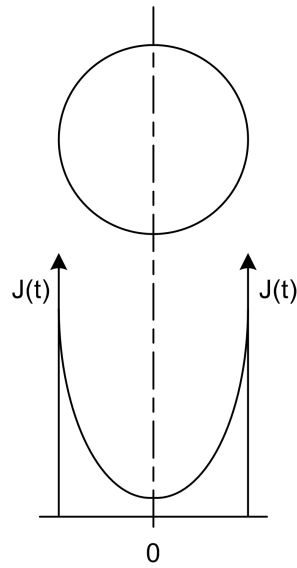


Fig. 4.22 – Conseqüências do efeito pelicular na distribuição de corrente em um condutor de cobre isolado.

Como pode ser visto na Fig. 4.22 a densidade de corrente diminui exponencialmente dentro do condutor. A expressão para a espessura da superfície condutora de um condutor de cobre, devido à influência do efeito pelicular, pode ser aproximada por [31]:

$$\gamma = \frac{65}{\sqrt{f}} \quad [\text{mm}] \quad (4.29)$$

A Fig. 4.23 ilustra a variação da espessura condutora de um condutor de cobre segundo a equação (4.29).

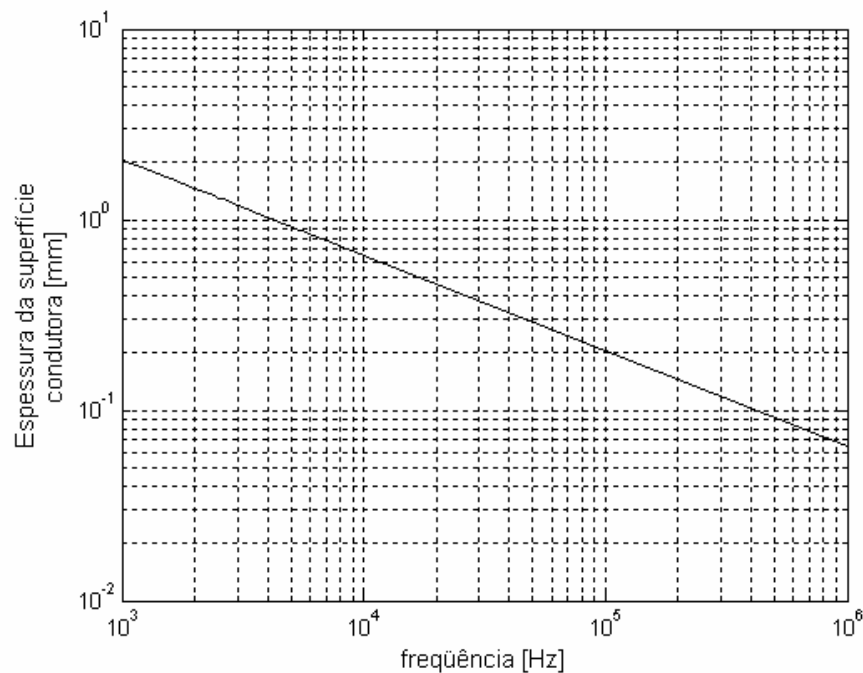


Fig. 4.23 – Espessura da superfície condutora em função da frequência.

Outra maneira de explicar o efeito da alta frequência nos enrolamentos de transformadores é através do uso de modelo equivalente do condutor [7]. A Fig. 4.24 mostra o circuito equivalente.

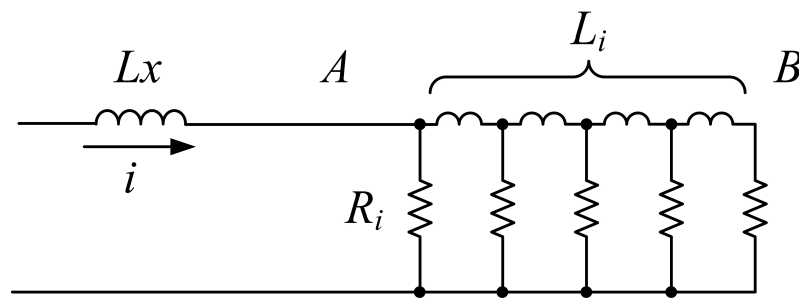


Fig. 4.24 – Modelo equivalente do condutor [7].

A Fig. 4.24 é o circuito equivalente do condutor isolado. Com a corrente ' i ' fluindo no fio, L_x é responsável pela energia $\frac{1}{2} L_x i^2$ armazenada no campo magnético externo. L_x representa a indutância externa por unidade de comprimento do cabo. O ponto A representa a superfície externa condutor, enquanto B é o centro. R_i é a resistência longitudinal distribuída da superfície para o centro do cabo. Considerando o cabo como sendo formado por vários cilindros concêntricos, R_i representa a resistência de cada um desses cilindros. Da mesma maneira, L_i representa a indutância interna distribuída da superfície para o centro do cabo e é responsável pela energia magnética distribuída através das seções cilíndricas.

A energia armazenada em cada seção depende da corrente total que flui do ponto A para o ponto B no circuito equivalente.

Em baixa frequência a reatância da indutância interna L_i é desprezível quando comparada com a resistência R_i . A corrente flui uniformemente através do cabo e a resistência é mínima, de forma que as perdas $(I_{\text{RMS}})^2 \cdot R_{\text{DC}}$ são minimizadas. Mas em altas frequências, a corrente será maior na superfície (A), diminuindo exponencialmente em direção ao centro do condutor (B) devido à limitação imposta pela indutância L_i .

A indutância externa do cabo L_x (ou indutância de dispersão) limita o máximo di/dt através do cabo. Quando uma rápida variação de corrente é imposta ao cabo, uma tensão muito grande aparece em cima de L_x . A indutância interna (L_i) bloqueia a corrente para o interior do cabo, forçando-a a fluir na superfície mais próxima do ponto 'A' no circuito equivalente.

Efeito proximidade

Efeito proximidade é causado por campos magnéticos alternados que são formados por correntes em fios adjacentes ou por correntes conduzidas em enrolamento construídos em camadas adjacentes de uma bobina multicamadas [7, 8, 9 e 10].

O mecanismo do efeito proximidade é ilustrado na Fig. 4.25.

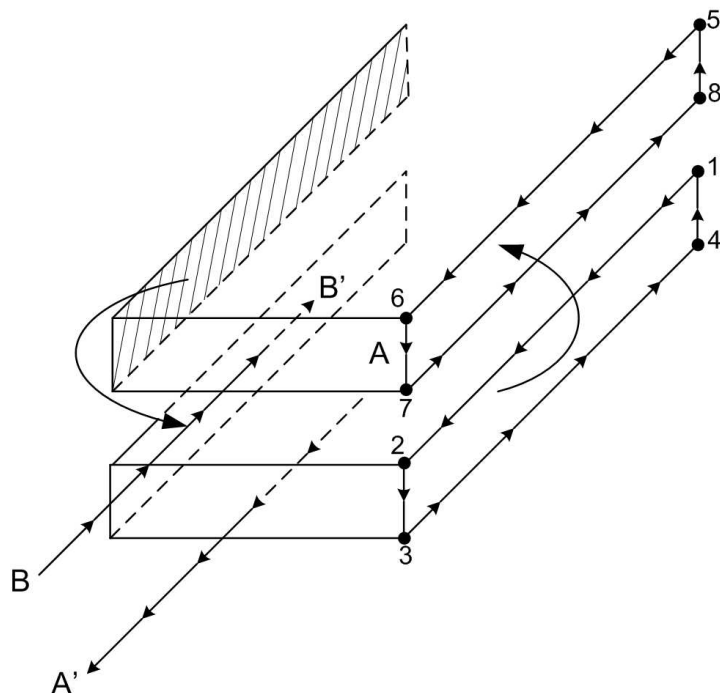


Fig. 4.25 – Mecanismo de funcionamento do efeito proximidade [10].

É mais sério que o efeito pelicular porque o efeito pelicular aumenta as perdas no cobre apenas pelo fato de restringir a área de condução do fio a uma fina película na sua superfície, mas ele não altera a magnitude das correntes. Ao contrário, no efeito proximidade, correntes de Foucault causadas por campos magnéticos de correntes em condutores adjacentes aumentam exponencialmente em amplitude na medida que o número de camadas cresce.

As correntes são mostradas fluindo em direção oposta (AA' e BB') em dois condutores paralelos. Os condutores possuem espessura fina e estão muito próximos um do outro.

O condutor de baixo é envolvido por um campo magnético que é mostrado na Fig. 4.25 saindo da borda “1234”; entrando na borda “5678” do condutor superior; passando pelo interior do condutor superior; saindo na borda oposta do condutor superior e retornando na borda do condutor inferior. Pela lei da *Faraday*, esta variação de campo magnético através da borda “5678” induz uma *fem* em toda a superfície condutora fechada.

$$\varepsilon = - \frac{d\Phi}{dt} \quad [V] \quad (4.30)$$

Pela lei de *Lenz* uma corrente induzida surgirá numa superfície condutora fechada com sentido tal que ela se oporá à variação que a produziu. O sinal negativo na formulação matemática da lei de *Faraday* mostra, explicitamente, esta noção de oposição. Então a direção da corrente será no sentido anti-horário no laço “5678”, conforme mostrado na Fig. 4.25.

A maneira ideal para minimizar os efeitos tanto proximidade quanto efeito pelicular em um transformador que opera em altas frequências é utilização de fios de *Litz* [24, 25, 26, 27 e 28]. A palavra *Litz* é derivada da palavra em alemão “*Litzendraht*” que significa fio trançado. Refere-se a um cabo composto de inúmeros fios individuais magneticamente isolados trançados em um padrão uniforme, de forma que cada fio tende a tomar todas as posições na seção transversal do condutor inteiro.

Esta configuração de múltiplos fios ou construção *Litz* é projetada para minimizar as perdas devidas ao efeito pelicular. Esse tipo de construção minimiza o efeito pelicular uma vez que a área superficial é aumentada sem que o tamanho do condutor aumente significativamente. Mesmo construídos corretamente, fios de *Litz* exibirão um pouco de

efeito pelicular devido às limitações de torção. Cabos que serão utilizados em frequências mais altas requerem maior quantidade de fios em paralelo e com bitolas mais finas.

Usando-se fio de *Litz*, o efeito proximidade pode ser subdividido em duas parcelas:

- **Efeito proximidade interno:** efeito de outra corrente dentro do cabo *Litz*.
- **Efeito proximidade externo:** efeito de correntes em outros cabos *Litz*.

A razão para torcer ou trançar o fio de *Litz*, em vez de apenas agrupar finos condutores simultaneamente é assegurar que as correntes nos fios sejam iguais. O condutor trançado e agrupado pode realizar isso adequadamente, onde o efeito proximidade seria o único problema com fio sólido.

Posicionamento dos enrolamentos

A presença do enrolamento secundário no transformador possibilita as perdas por corrente de Foucault serem minimizadas. Considere a distribuição de *fmm* no transformador mostrado na Fig. 4.26 (b).

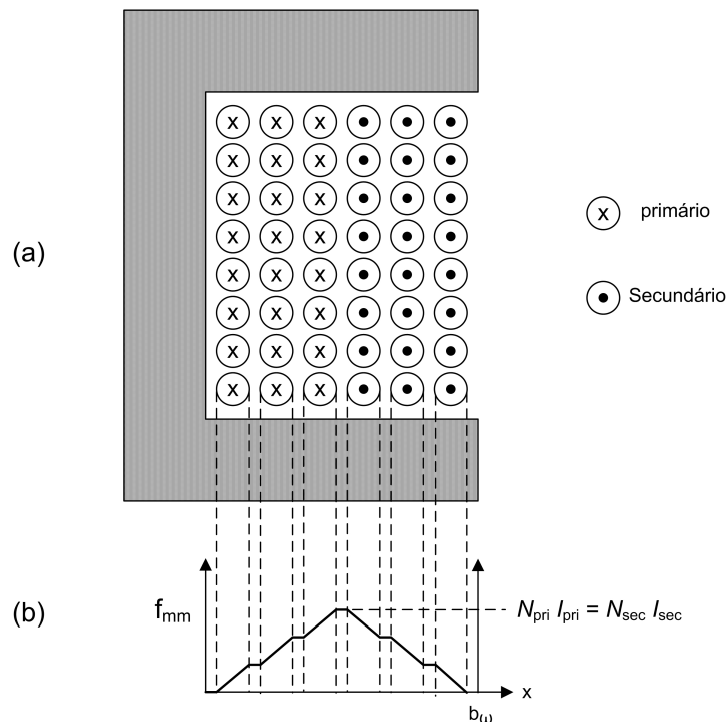


Fig. 4.26 – Enrolamento em transformador contendo (a) simples combinação, (b) distribuição da *fmm* versus posição.

A f_{mm} no secundário do transformador tem inclinação negativa e cai para zero porque a corrente induzida no secundário é oposta à do primário. Se o enrolamento primário for repartido em duas partes como mostrado na Fig. 4.27 (a), e o secundário for montado entre as duas metades do primário, o número total de espiras do primário e do secundário permanece inalterado. A distribuição da f_{mm} é também mostrada na Fig. 4.27 (a). O valor de pico da f_{mm} para essa maneira de enrolar o transformador é aproximadamente a metade do valor de pico da Fig. 4.26. Como o máximo valor de f_{mm} foi reduzido pela metade, o máximo valor de fluxo magnético também será reduzido na mesma proporção. Perdas por corrente de Foucault são proporcionais ao quadrado do fluxo magnético (equação 4.21), sendo assim, as perdas por corrente de Foucault no transformador da Fig. 4.27 (a) devem ser aproximadamente $\frac{1}{4}$ do transformador da Fig. 4.26.

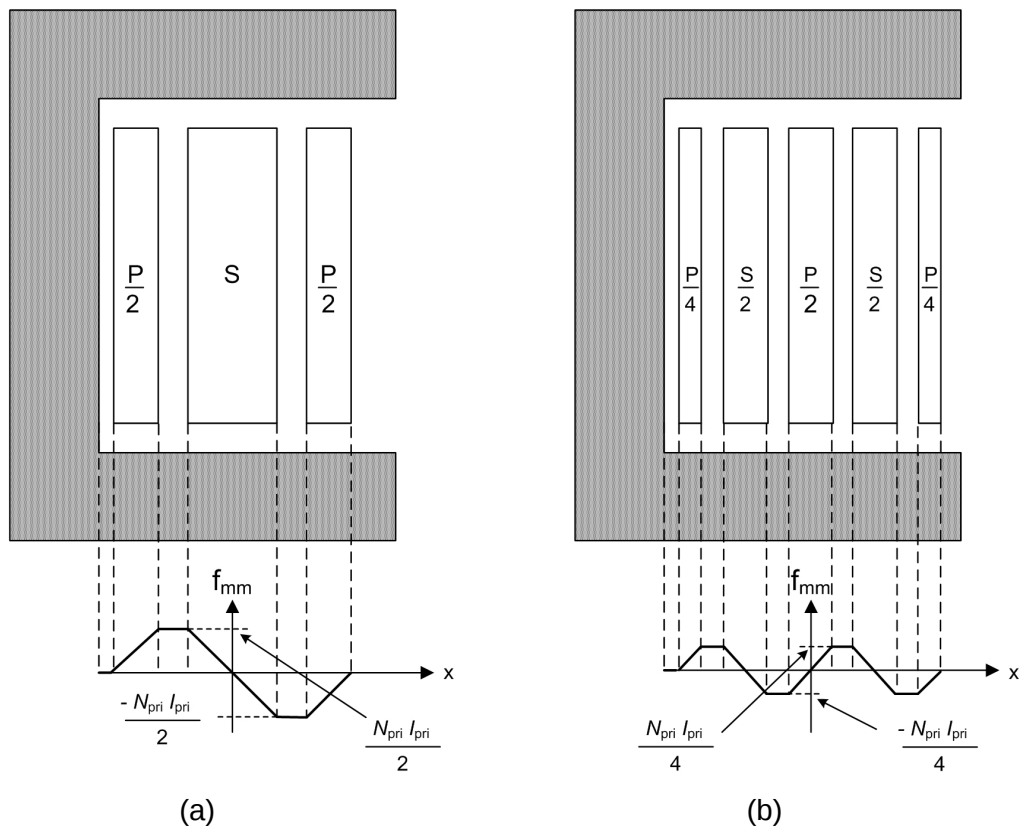


Fig. 4.27 – Separação dos enrolamentos de primário e de secundário em múltiplas seções para reduzir as perdas por corrente de Foucault.

Na Fig. 4.27 (b) ambos enrolamentos de primário e secundário foram divididos em múltiplas camadas. Nesse caso o pico da f_{mm} é $\frac{1}{4}$ da f_{mm} mostrada na Fig 4.26, e então as perdas por corrente de Foucault serão $\frac{1}{16}$ das perdas do transformador simples, sendo

assim, a forma construtiva dos enrolamentos é muito significativa para a determinação das perdas por corrente de Foucault no transformador.

Para se obter uma pequena dispersão de fluxo deve-se colocar os enrolamentos numa disposição que permita ao fluxo produzido por um deles enlaçar de maneira mais efetiva as espiras do outro. A disposição mostrada na Fig. 4.26, com todo o secundário colocado sobre o primário, apresenta um maior fluxo disperso do que um arranjo mostrado na Fig. 4.27.

Se, por um lado o arranjo proposto na Fig. 4.27 reduz a dispersão, por outro aumenta a capacitância entre os enrolamentos, exige maior segurança na isolação entre os enrolamentos e diminui o fator de preenchimento de cobre.

A expressão geral para a indutância de dispersão de um enrolamento disposto em camadas é [14]:

$$L_{dispersão} = \frac{\mu_o \cdot (N_{pri})^2 \cdot l_w \cdot b_w}{3 \cdot p^2 \cdot h_w} \quad [H] \quad (4.31)$$

onde:

μ_o = permeabilidade magnética do ar [H/cm]

N_{pri} = número de espiras do primário;

l_w = comprimento do fio de cobre [cm]

b_w = espessura da bobina de cobre (depende do tamanho do núcleo) [cm]

h_w = largura/altura da bobina de cobre (depende do tamanho do núcleo) [cm]

p = número de interfaces entre seções de enrolamentos.

A Fig. 4.28 mostra a variação da indutância de dispersão em função do aumento do número de interfaces entre primário e secundário do transformador.

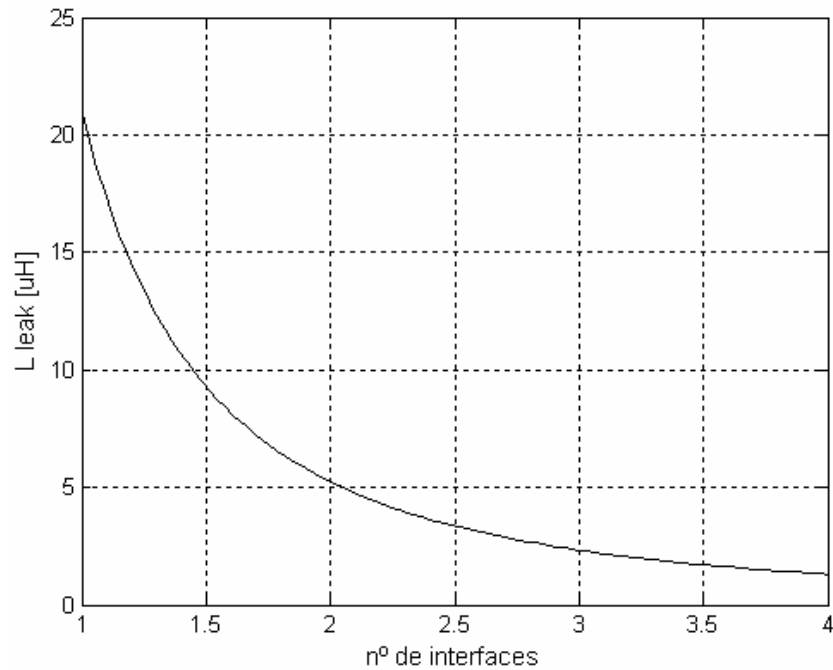


Fig. 4.28 – Variação da indutância de dispersão de acordo com o aumento do número de interfaces entre primário e secundário.

Como pode ser visto, a indutância reduz de aproximadamente 4 vezes com o aumento para 2 interfaces entre primário e secundário.

Para topologia mostrada na Fig. 4.27(a) $p=2$ e para topologia mostrada na Fig. 4.27(b) $p=4$.

O transformador deste projeto deve ter a menor indutância de dispersão possível, uma vez que existe um tempo de comutação entre os diodos principais do retificador de saída que impede que a máquina seja capaz de fornecer a tensão necessária para a soldagem. A fim de ilustrar o fato, foi feita uma simulação utilizando-se o software Simplorer®. A Fig. 4.29 ilustra o problema acima mencionado.

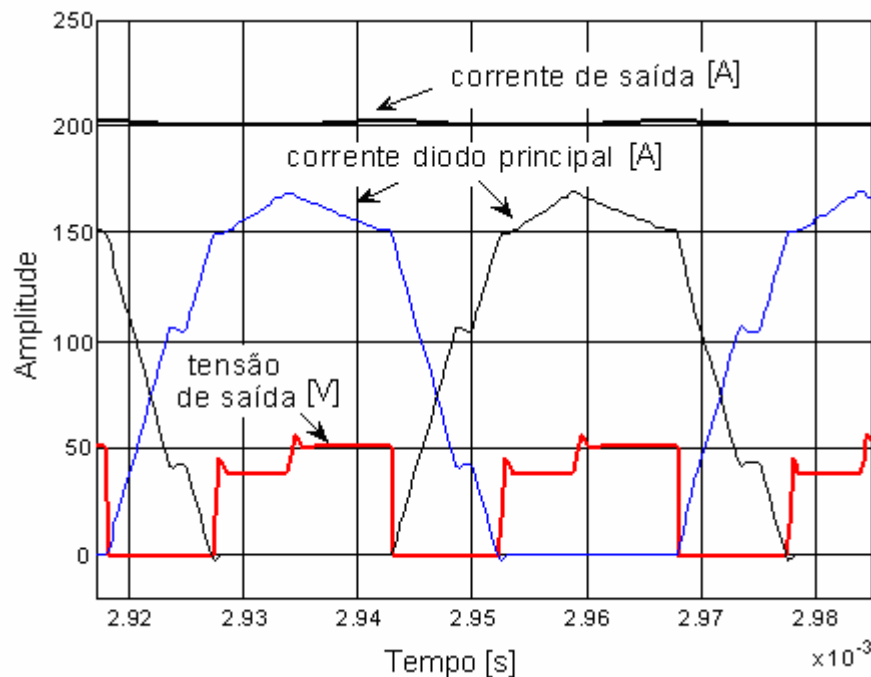


Fig. 4.29 - Corrente nos diodos principais do retificador de saída, tensão e corrente de saída da máquina.

Como pode ser observado na Fig. 4.29, o tempo de comutação entre os diodos é de aproximadamente $10\mu\text{s}$ e durante este período a tensão na saída da máquina fica zero.

Existem 3 maneiras de conseguir o aumento da tensão de saída da máquina:

- Diminuição da indutância de dispersão;
- Aumento da tensão no secundário do transformador;
- Diminuição da frequência de chaveamento.

A solução adotada para esse problema encontrado foi reduzir a frequência de chaveamento para 17kHz uma vez que a redução da frequência de chaveamento proporciona o aumento da tensão de saída considerando-se que o tempo em que a tensão fica em zero (devido à comutação dos diodos) ficará reduzido em relação ao período da onda. Outra medida adotada foi melhorar a maneira como o transformador estava sendo enrolado com a finalidade de redução da indutância de dispersão e desta maneira proporcionar a comutação mais rápida entre os diodos.

O nível de tensão no secundário do transformador não foi alterado devido à falta de espaço na janela do núcleo utilizado.

Especificação dos condutores

Embora a forma de onda da corrente não seja senoidal, muitos artigos que tratam de projeto de transformadores usam uma aproximação senoidal baseada no trabalho feito por Dowell in 1966 [9]. As curvas na Fig. 4.30 são derivadas do trabalho de Dowell. A escala vertical (F_R) é a razão entre R_{ac}/R_{dc} . A escala horizontal (Q) é a razão entre a espessura da camada e a profundidade de penetração.

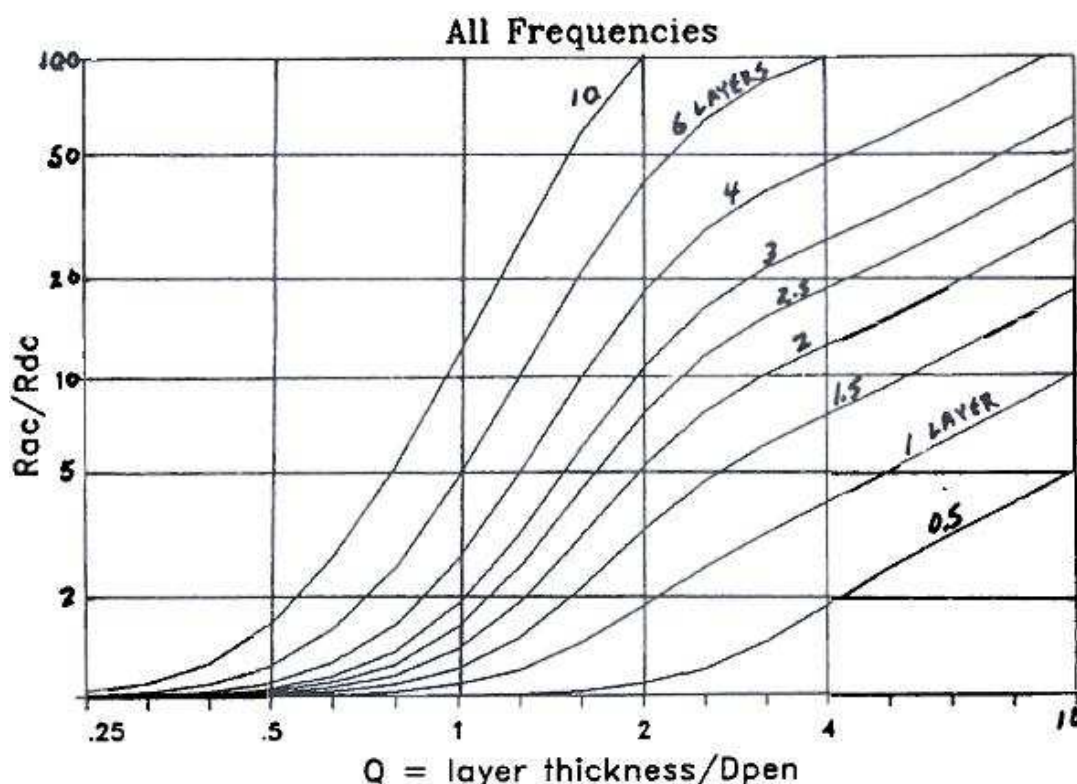


Fig. 4.30 – Perdas por corrente de Foucault – R_{AC} / R_{DC} [7].

A região localizada no extremo direito da Fig. 4.30 é onde a bitola do condutor é muito maior que a profundidade de penetração da corrente. Nessa região as curvas são paralelas e têm inclinação igual a 1. A região localizada no extremo esquerdo da Fig. 4.30 é onde a bitola do condutor é muito menor que a profundidade de penetração da corrente e F_R aproxima-se de 1. No centro do gráfico, as curvas caem rapidamente na medida em que Q diminui.

Um valor de F_R igual a 1,5 é uma boa meta para ser atingida. Valores de F_R muito maiores que 1,5, provocam danos significativamente maiores devido às perdas. Valores de F_R abaixo de 1,5 começam a ficar fora da região onde ainda se tem lucro, pois cabos com

bitolas muito finas são exigidos. De acordo com a Fig. 4.30, atingir F_R igual a 1,5 requer um valor de Q variando de aproximadamente igual a 1,6, para 1 “layer”, e até aproximadamente 0,4, para 10 “layers”.

Na especificação dos condutores do transformador desse projeto deverá ser considerada a operação em 17kHz do primário e 34kHz do secundário.

- **Primário do transformador (17kHz)**

O primário do transformador deverá ser dividido em 2 camadas com a finalidade de se reduzir a indutância de dispersão. Segundo a Fig. 4.30 para se obter F_R igual a 1,5 com duas camadas, deve-se ter ‘ Q ’ aproximadamente igual a 1. O fio que atende essas necessidades é o 26AWG.

Considerando essas restrições e simulações do circuito, o cabo a ser utilizado para o primário do transformador será um cabo Litz construído com fios 26AWG. A Fig. 4.31 ilustra o tamanho e forma aproximada do cabo a ser usado no primário do transformador.

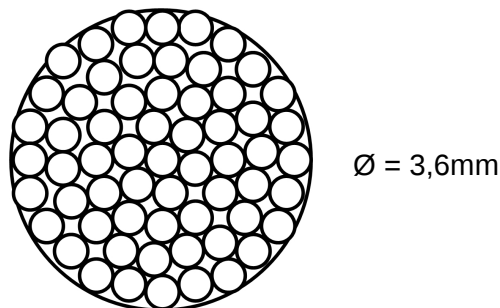


Fig. 4.31 – Desenho ilustrativo da composição do fio de Litz para o primário do transformador.

- **Secundário do transformador (34kHz)**

O secundário do transformador é dividido em dois enrolamentos para possibilitar a utilização de diodos do retificador de saída com menor capacidade de condução de corrente. Segundo a Fig. 4.30, para se obter F_R igual a 1,5 com duas camadas, deve-se ter Q aproximadamente igual a 1. O fio que atende essas necessidades é o 28AWG.

Considerando essas restrições e simulações do circuito, o cabo a ser utilizado para o primário do transformador será um cabo Litz composto de 420 fios 28AWG.

Com esse dimensionamento dos cabos será possível construir os enrolamentos do transformador conforme ilustra a Fig 4.32 a seguir

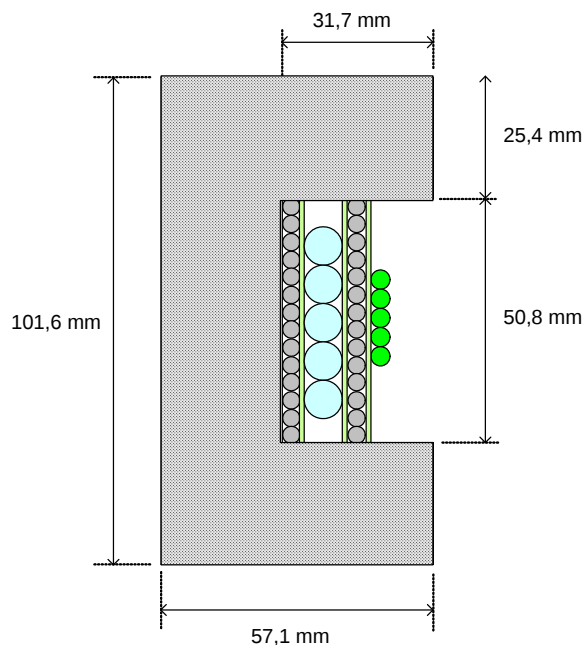


Fig. 4.32 – Representação da construção do núcleo do transformador utilizando-se fio de Litz.

Na Fig. 4.32 pode ser observado que na construção do transformador os enrolamentos estão sendo divididos em duas partes iguais com a finalidade de reduzir a indutância de dispersão. Com isso a disposição dos enrolamentos fica da seguinte forma: $\frac{1}{2}$ do primário – secundário principal – $\frac{1}{2}$ do primário – secundário auxiliar.

Outra possibilidade é o uso de fitas de cobre com espessura inferior a 2γ . Como, geralmente, estas fitas não são isoladas, deve-se tomar cuidados adicionais com este aspecto.

Aumento da temperatura

O aumento de temperatura do transformador depende da somatória de perdas no núcleo e no enrolamento e também da área superficial de troca de calor.

Não existe um modo de calcular a elevação de temperatura no transformador com grande exatidão analítica, mas pode-se fazer uma boa aproximação, com erro de aproximadamente 10°C com algumas curvas empíricas baseadas no conceito de resistência térmica da área de superfície radiante [10]. A definição de resistência térmica R_t de um

dissipador é o aumento da temperatura ($^{\circ}\text{C}$) por potência dissipada (W). Então o aumento da temperatura Δt devido a uma potência dissipada P é:

$$\Delta t = P.R_t \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (4.32)$$

Alguns fabricantes de núcleos listam R_t para seus produtos, bastando obter o valor das perdas no núcleo para se obter o aumento da temperatura. O valor de Δt representa a elevação de temperatura na superfície externa do núcleo. Para a parte interna do núcleo assume-se que a temperatura seja cerca de 10° a 15°C acima da temperatura externa.

O aumento da temperatura depende não apenas da superfície radiante, mas, também, da potência total dissipada. Maior potência dissipada em uma mesma área implica maior diferença de temperatura entre a superfície e o ambiente, e mais facilmente a área perde calor, ou seja, menor a resistência térmica. Uma curva de resistência térmica é mostrada na Fig. 4.33 [10].

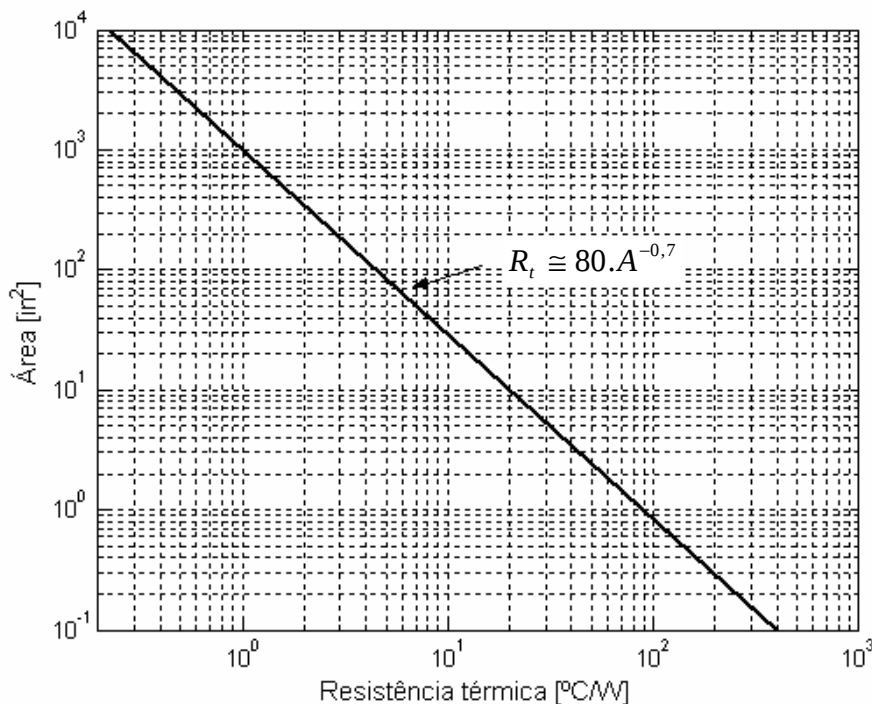


Fig. 4.33 – Resistência térmica versus área total do dissipador. Potência considerada 1W [10].

A elevação da temperatura do transformador será estimada como se a área superficial externa do transformador fosse equivalente a área radiante de um dissipador. A

resistência térmica desse equivalente dissipador será modificada pela dissipação total (núcleo + enrolamento).

A curva mostrada na Fig. 4.33 é empírica e foi obtida através de média de um grande número de dissipadores de diferentes tamanhos e formas de diferentes fabricantes. Embora a resistência térmica dependa de fatores como espessura, espaçamento e cor do material utilizado no dissipador, essas são características de segunda ordem. Para uma boa aproximação, a resistência térmica de um dissipador depende quase totalmente da área da superfície radiante.

Para valores de potência diferentes de 1W deve-se usar um fator multiplicativo e com isso a equação da resistência térmica (Fig. 4.33) fica como a seguir:

$$R_t = 80.A^{-0,7}.P^{+0,85} \quad [^{\circ}\text{C/W}] \quad (4.33)$$

A Fig. 4.34 mostra o aumento de temperatura para várias áreas de dissipador (linhas na diagonal) e potência dissipada.

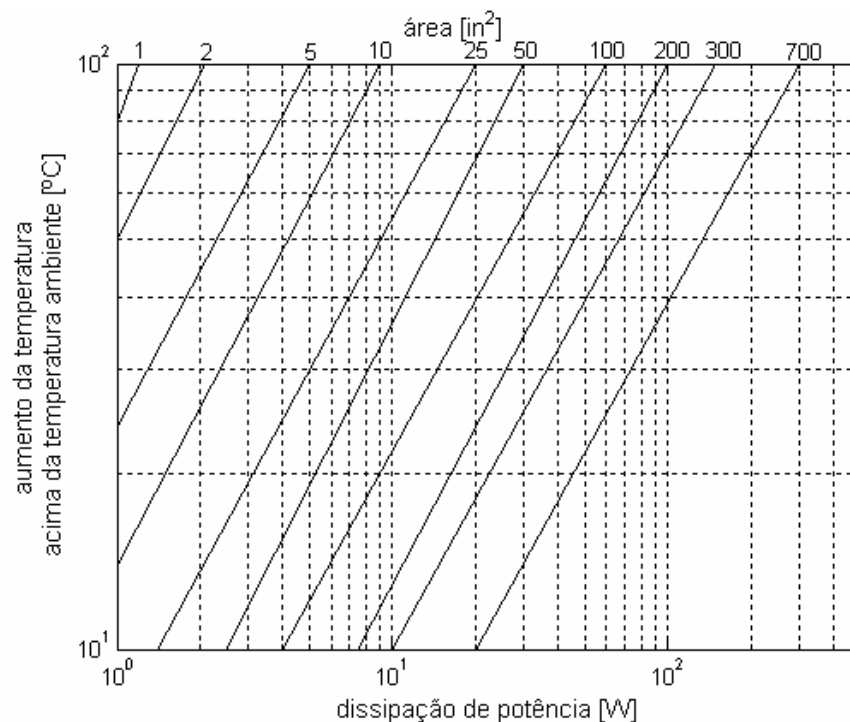


Fig. 4.34 – Aumento da temperatura versus potência dissipada para diferentes áreas de dissipação.

O valor de potência dissipada no núcleo é fornecido pelo fabricante e cresce fortemente com o aumento da densidade de fluxo no mesmo.

Com ciclo de trabalho igual a 0,5, a excursão do pico da densidade de fluxo é máxima e é calculada usando-se a forma de onda mostrada na Fig. 4.35. O máximo valor de densidade de fluxo é calculado através da seguinte equação [14]:

$$(\Delta B)_{\max} = \frac{V_d}{4N_1 A_c f_s} \quad [T] \quad (4.34)$$

onde:

v_i é a tensão no primário do transformador;

A_c é a área da seção transversal do núcleo

N_1 é o número de espiras no primário do transformador

F_s é a frequência de chaveamento

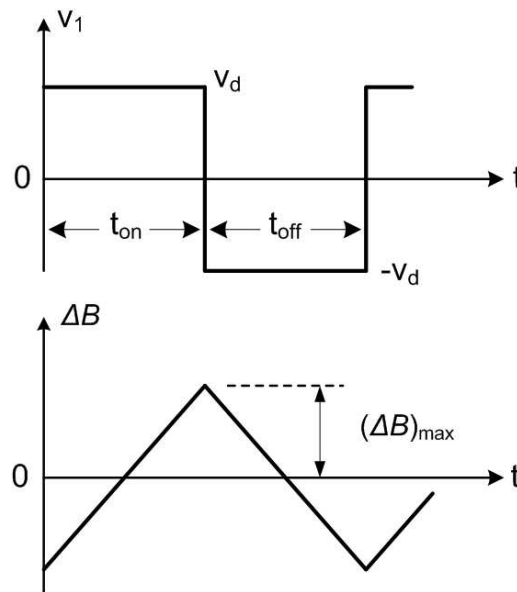


Fig. 4.35 – Excursão máxima do fluxo no núcleo do transformador.

A Fig 4.36 a seguir mostra a dependência da densidade de fluxo com a frequência de chaveamento e também com a área da seção transversal do núcleo.

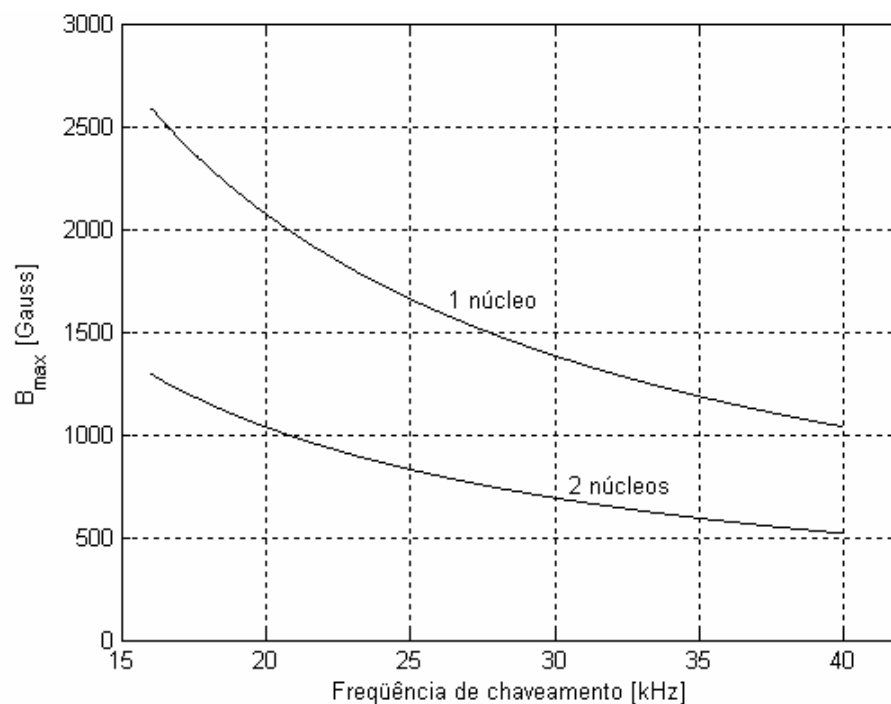


Fig. 4.36 – Máxima densidade de fluxo no núcleo do transformador sem gap.

A seguir, será mostrada na Fig. 4.37, segundo dados do fabricante, a variação da densidade de fluxo no núcleo usado na construção do transformador de acordo com a corrente na saída da máquina de soldagem.

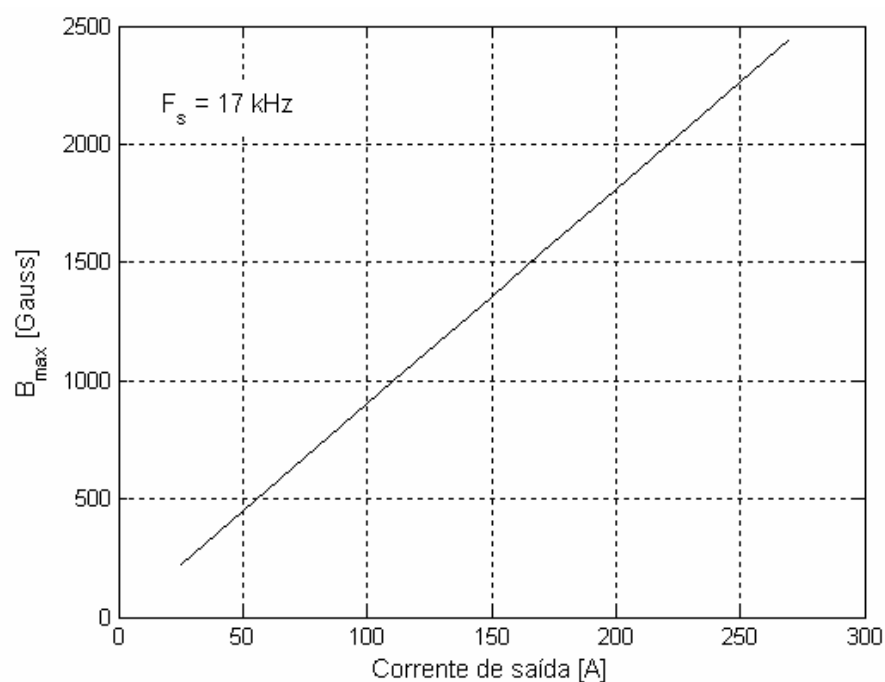


Fig. 4.37 – Variação do fluxo no núcleo do transformador de acordo com a corrente.

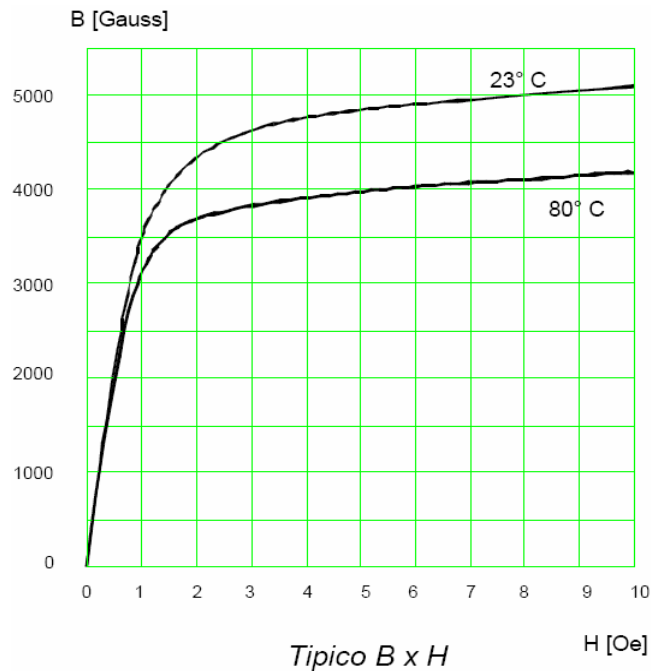


Fig. 4.38 – Característica BxH do material usado na construção do transformador [6].

Como pode ser observado na Fig 4.38 mesmo na condição de máxima corrente o núcleo estará operando na região de não saturação.

Dados do transformador:

- **Área de dissipação de calor:** $122,3\text{in}^2$
- **Potência dissipada nos enrolamentos (250A):** 7,1Watt
- **Potência total dissipada (núcleo + enrolamento em 250A):** 45,1Watt

De posse dessas condições, a variação da temperatura no transformador de acordo com a Fig. 4.34 é calculada. A Fig. 4.39 mostra a variação da temperatura para correntes variando de 25A a 270A condução contínua na saída da máquina.

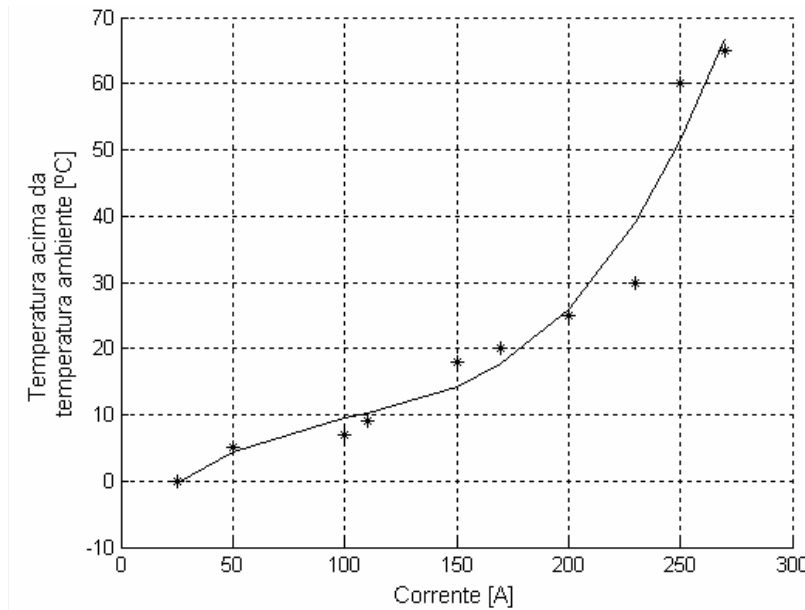


Fig. 4.39 – Aumento da temperatura do transformador versus corrente conduzida.

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi feita uma especificação para os componentes da máquina de soldagem proposta. O estudo comparativo entre topologias de dispositivos semicondutores mostrou a superioridade do semicondutor produzido pela Infineon. Embora tenha apresentado vantagens, optou-se pela utilização de IGBT's por questões de facilidade e de custo para o projeto.

O dimensionamento térmico feito para os dispositivos mostrou-se muito eficiente uma vez que os resultados estimados por simulação foram confirmados em montagem experimental.

Na especificação do retificador de entrada da máquina de soldagem foi levantada a questão da topologia proposta apresentar baixo fator de potência, porém, com a inexistência de legislação específica no Brasil, optou-se usar a topologia até que outra seja estudada e proposta como topologia ideal.

Muitas foram as dificuldades encontradas na especificação do transformador em virtude da alta frequência de operação. Um estudo detalhado sobre a construção de transformadores de alta frequência foi realizado e o protótipo construído atendeu a expectativa.

Conclui-se dessa forma, que, a especificação dos componentes realizada nesse capítulo garantirá a operação da máquina em condições nominais.

Capítulo 5

Resultado de Simulação e Experimental

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos por simulação do conversor bem como os resultados experimentais obtidos até o presente momento. A simulação foi feita utilizando-se o software Simplorer®.

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Fig. 5.1 apresenta o esquema elétrico da topologia proposta.

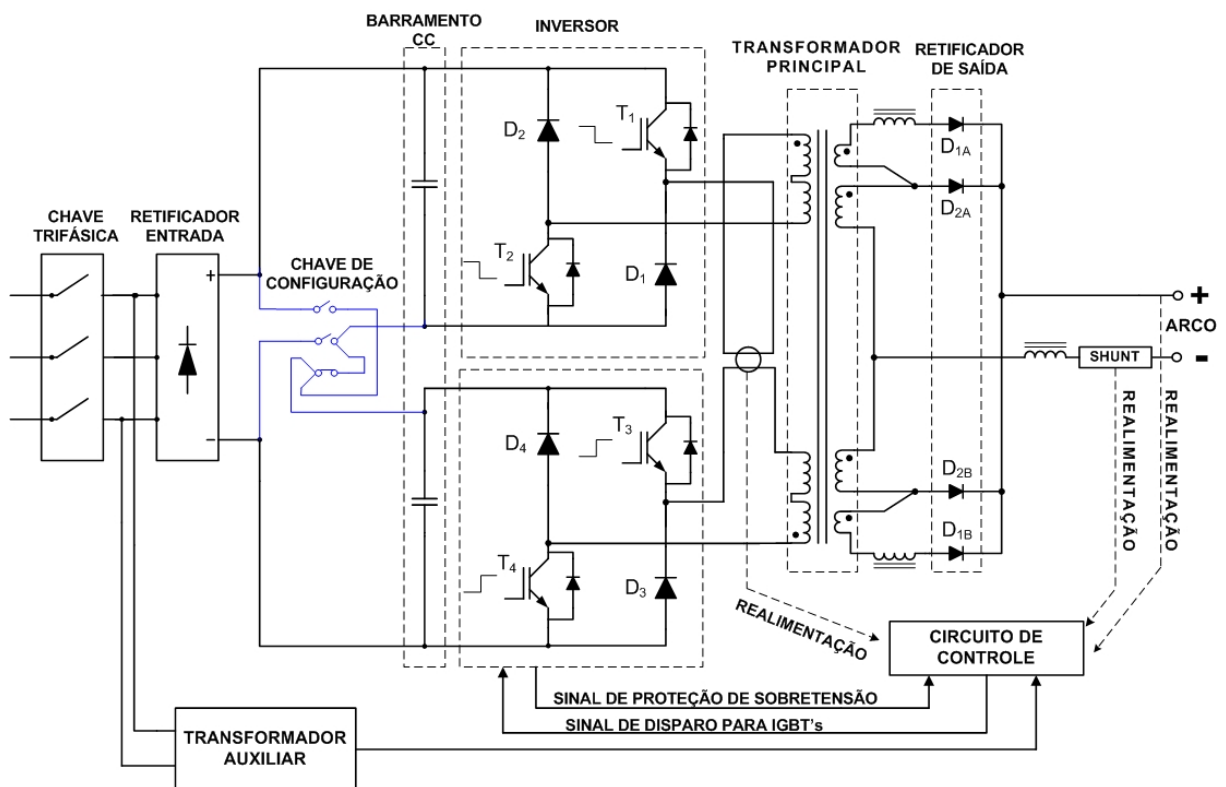


Fig. 5.1 – Diagrama esquemático da máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência.

A Fig. 5.2 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente vistas no primário do transformador principal conforme esquemático mostrado na Fig. 5.1. Pode-se observar nesta figura os instantes de tempo em que cada dispositivo, IGBT ou diodo, está em condução e o instante em que nenhum dispositivo está operando.

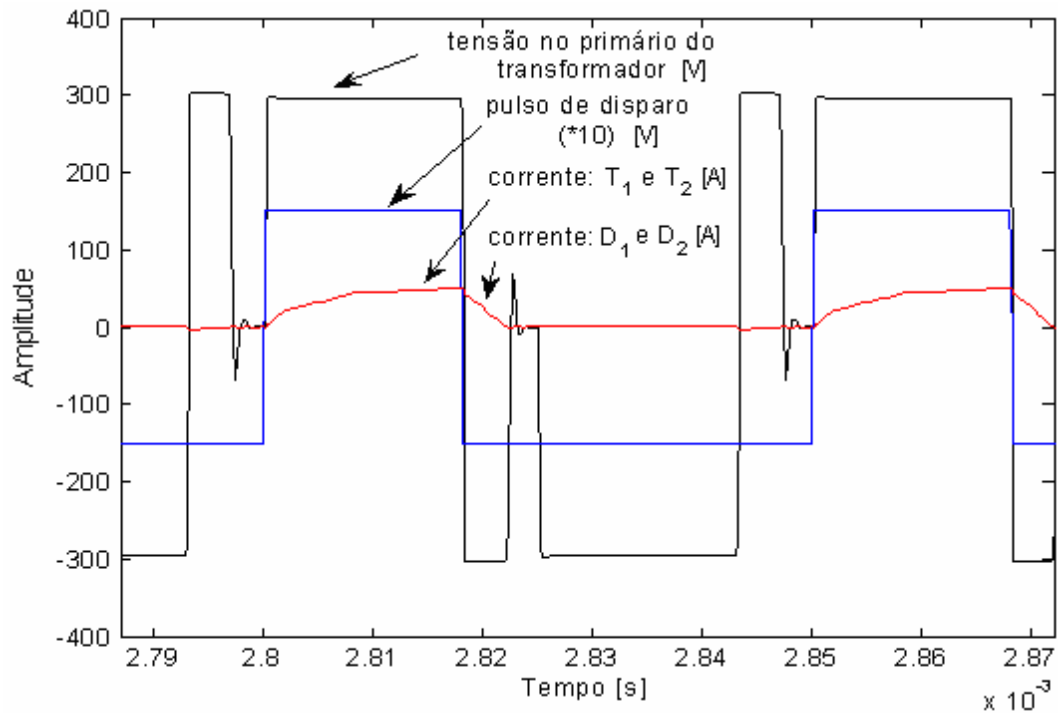


Fig. 5.2 - Formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador do circuito simulado.

A Fig. 5.3 mostra o sinal de disparo aplicado nos IGBT's. O sinal é uma onda quadrada de amplitude $\pm 15V$ com um tempo morto entre os pulsos de cada IGBT. Isso assegura que os dois módulos nunca estarão conduzindo simultaneamente.

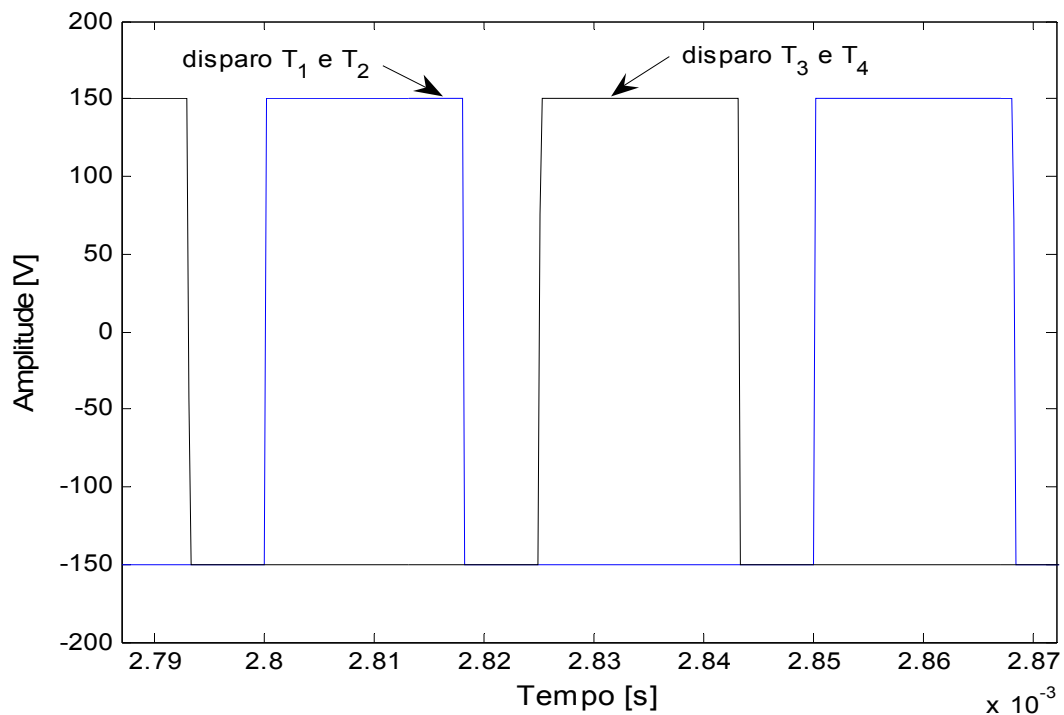


Fig. 5.3 - Sinal de comando de disparo para os IGBT's

A Fig. 5.4 a seguir mostra os sinais de tensão e de corrente no IGBT juntamente com seu comando de disparo (multiplicado por 10 para facilitar visualização). Pode-se observar nesta figura o instante em que o IGBT está em condução ($V_{GE} = 15V$) e o instante que o transistor é comandado para desligar ($V_{GE} = -15V$). Na figura também pode ser observado o instante em que nenhum dispositivo está conduzindo; com isso a tensão do barramento CC fica uniformemente distribuída ente os componentes do conversor ($V_{CE} = 150V$).

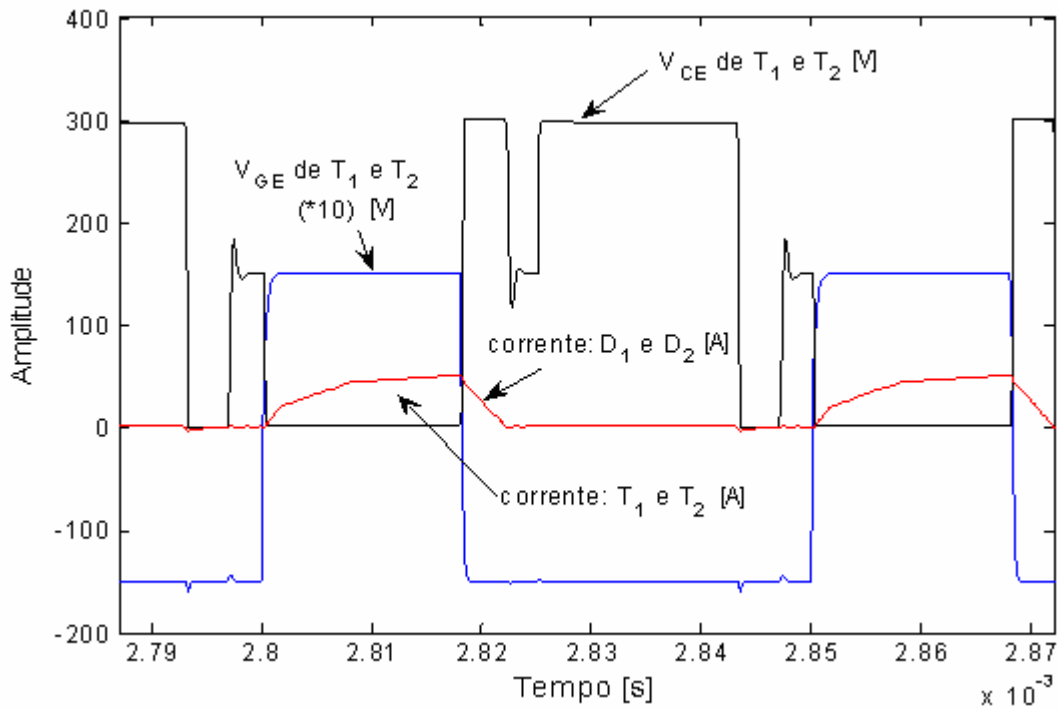


Fig. 5.4 - Forma de onda de tensão, corrente e sinal de comando de disparo do IGBT.

A Fig. 5.5 a seguir mostra a forma de onda de corrente no primário do transformador para a condição de 200A na saída da máquina.

Como pode ser observado, existe uma oscilação na forma de onda (região circulada) que é causada devido a indutâncias parasitas do sistema e também pelo fato do “snubber” não ter sido inserido no modelo de simulação por problemas de convergência numérica.

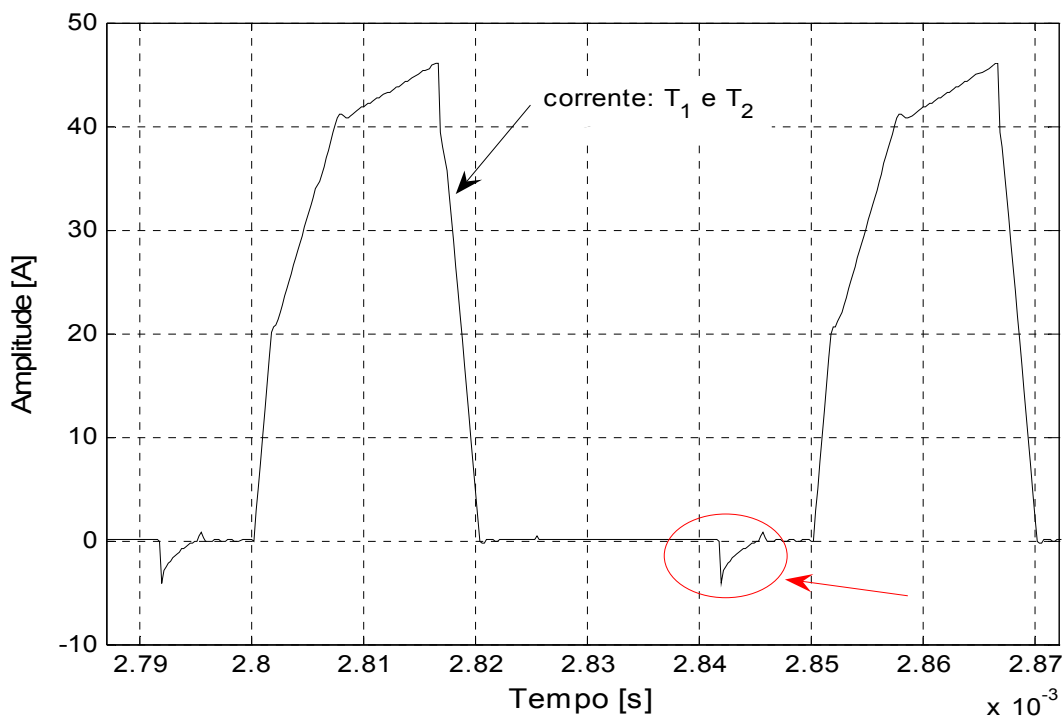


Fig. 5.5 - Forma de onda da corrente no primário do transformador.

A Fig. 5.6 apresenta a forma de onda de corrente nos diodos do retificador de saída para a condição de 200A. O diodo D_{2A} , que está conectado no enrolamento secundário principal do transformador, é o que conduz a maior parte da corrente ($\sim 180A_{\text{pico}}$).

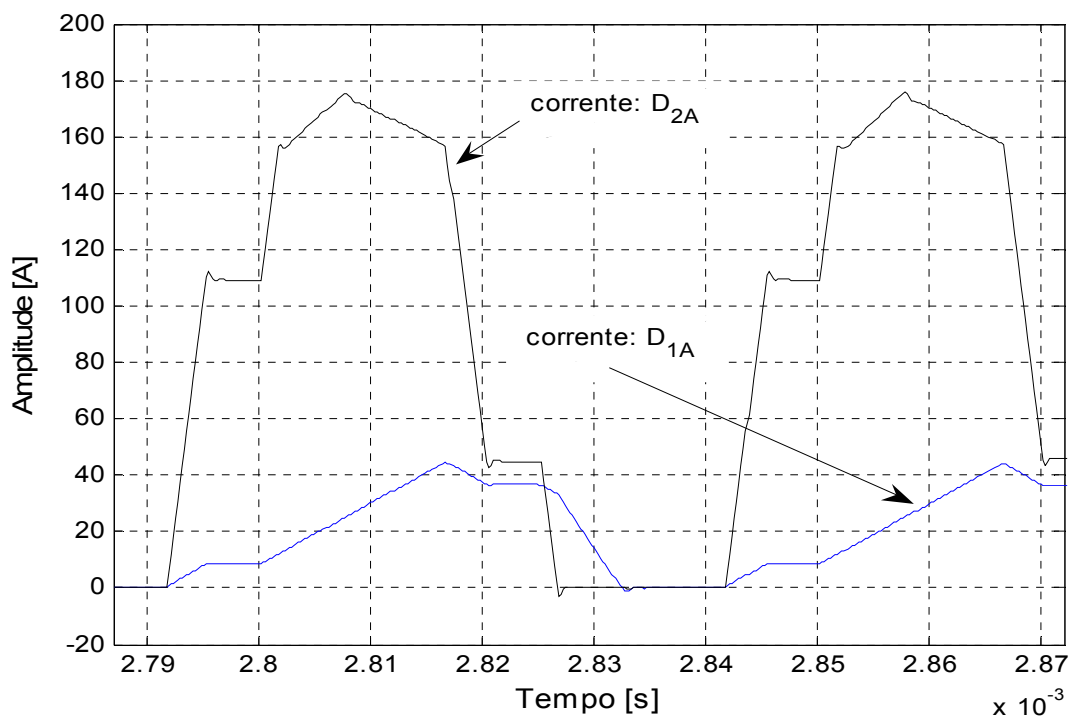


Fig. 5.6 – Forma de onda de corrente nos diodos do retificador de saída. ($I_o = 200A$)

A corrente que circula no diodo D_{IA} varia mais lentamente devido a presença do indutor auxiliar presente no circuito.

A Fig. 5.7 apresenta as formas de onda de corrente e tensão na saída da máquina para a condição de 200A.

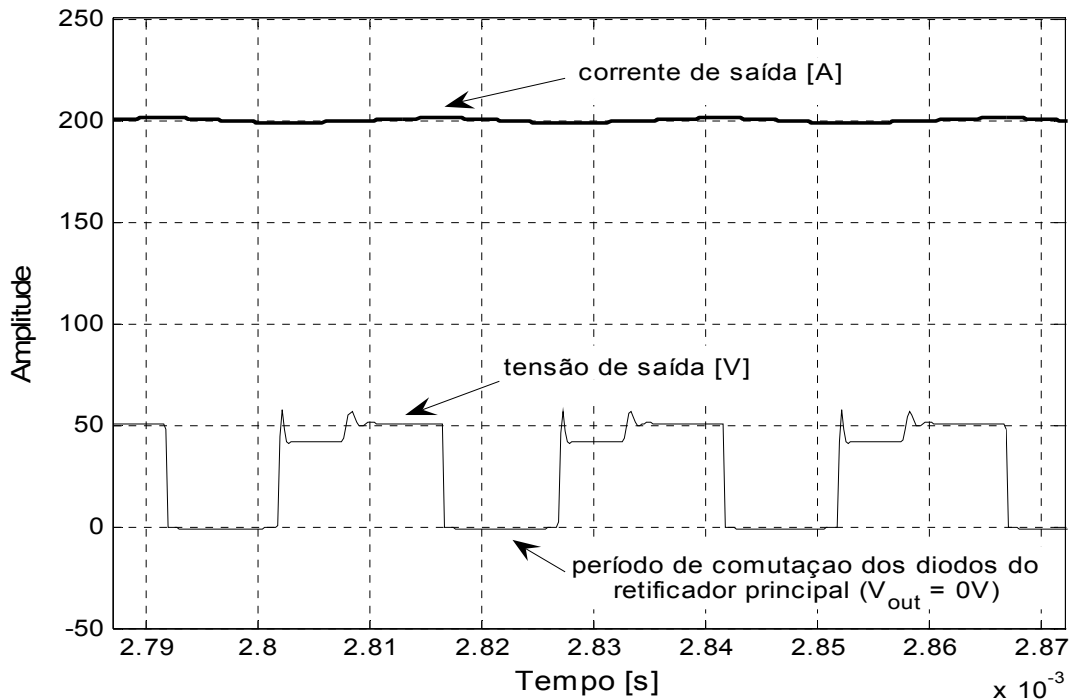


Fig. 5.7 – Formas de onda de corrente e tensão de saída da máquina de soldagem.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema foi estudado, projetado e montado e nesta seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo.

A Fig. 5.8 apresenta a forma de onda de tensão no primário do transformador para operação em condição nominal da máquina, ou seja, 200A com ciclo de operação igual a 100%. Como pode ser observada, a forma de onda apresenta oscilações que não podem ser vistas na simulação. Essas oscilações são causadas devidas a indutâncias parasitas do sistema e também devido ao fato do “snubber” não ter sido inserido no modelo de simulação por problemas de convergência numérica. A ponta de prova usada para as medições possui atenuação de 1/500, com isso, as escala vertical da Fig. 5.8 é de 50V/div.

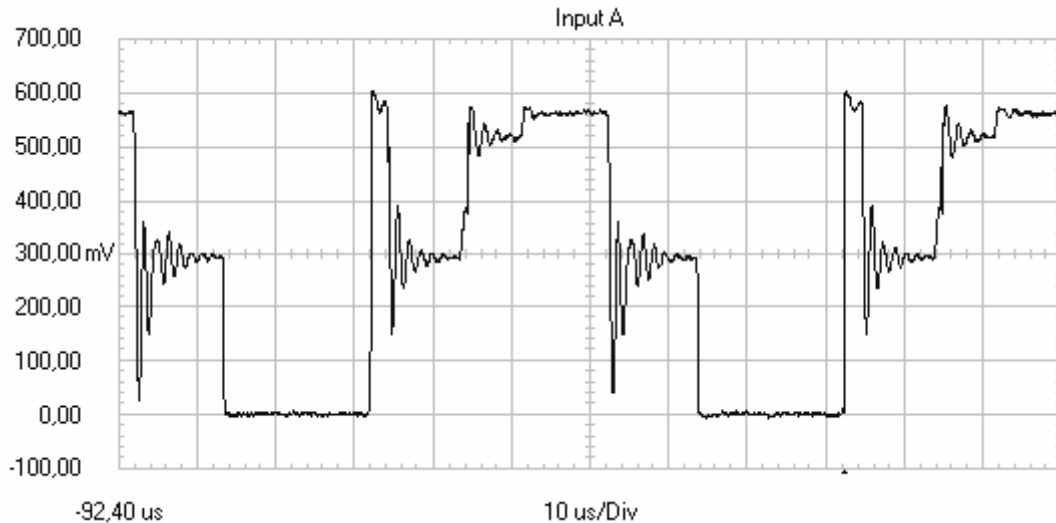


Fig. 5.8 - Forma de onda da tensão no primário do transformador (50V/div)

A Fig. 5.9 apresenta a forma de onda de corrente no IGBT na condição de operação nominal da máquina.

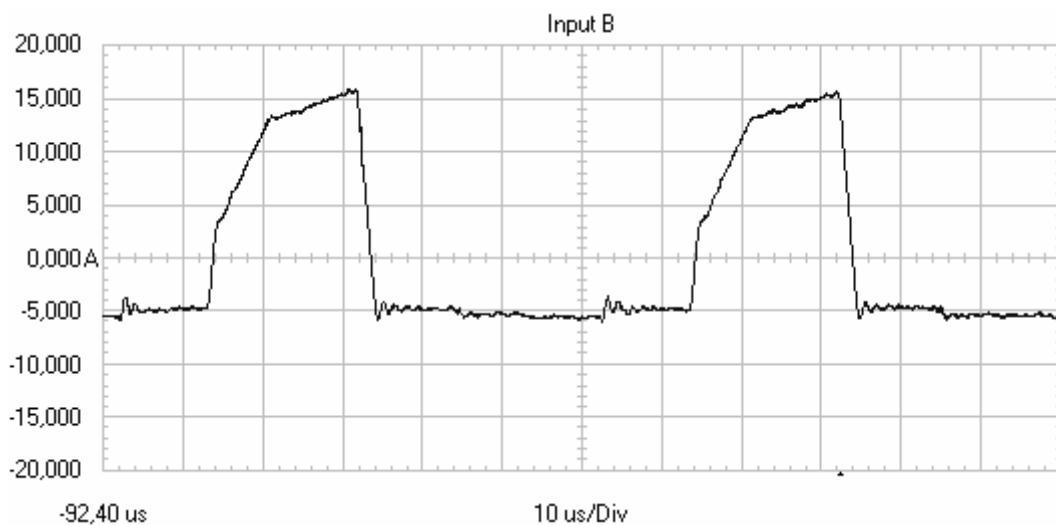


Fig. 5.9 - Forma de onda da corrente no primário do transformador (10A/div)

A figura acima foi obtida através de medição utilizando-se ponta de prova de corrente que não tem capacidade de medir componente DC. Além disso, deve ser considerado um ganho igual a 2 da ponta de prova. Sendo assim, a escala vertical da Fig. 5.9 é de 10A/div e com isso a amplitude real da onda de corrente é próxima de $42A_{\text{pico}}$.

A Fig. 5.10 mostra a forma de onda de corrente no diodo D_{2A} para a condição de 200A na saída da máquina. A ponta de prova usada para essa medição não é capaz de medir componente DC, com isso, a amplitude da corrente é de aproximadamente $180A_{pico}$.

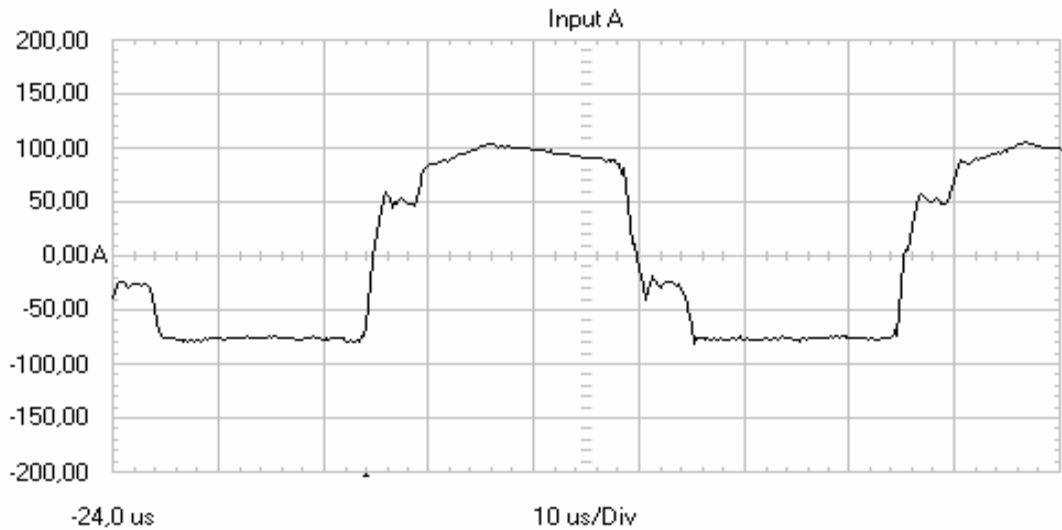


Fig. 5.10 – Forma de onda de corrente no diodo D_{2A} ($I_0 = 200A$).

A Fig. 5.11 mostra a forma de onda da corrente no diodo D_{1A} para a condição de 200A na saída da máquina. A amplitude da onda é de aproximadamente $43A_{pico}$.

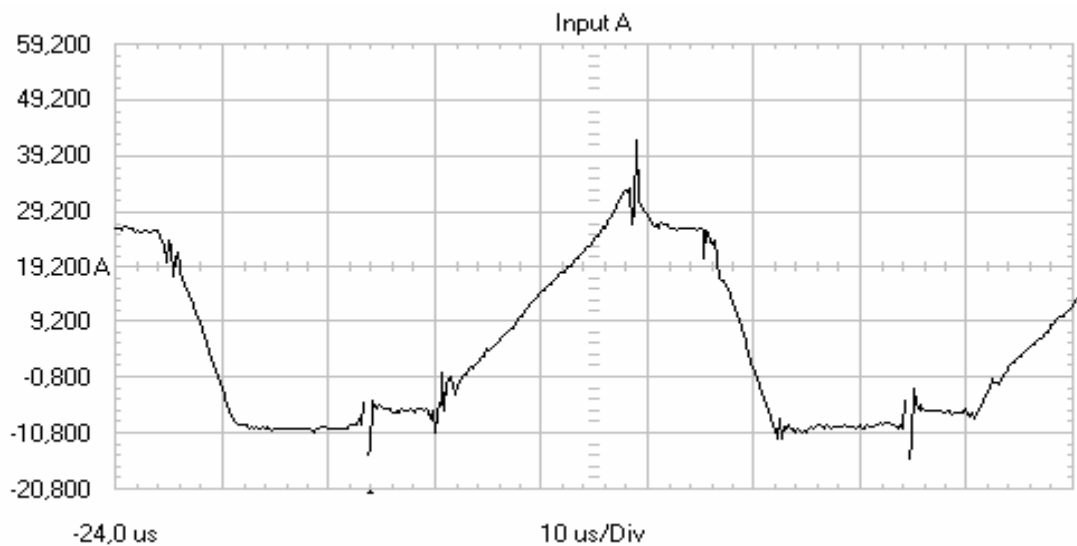


Fig. 5.11 – Forma de onda de corrente do diodo D_{1A} ($I_0 = 200A$)

A Fig. 5.12 mostra os pulsos de disparo que são aplicados nos IGBT's. Pode-se observar nessa figura que os dispositivos são desligados com tensão zero.

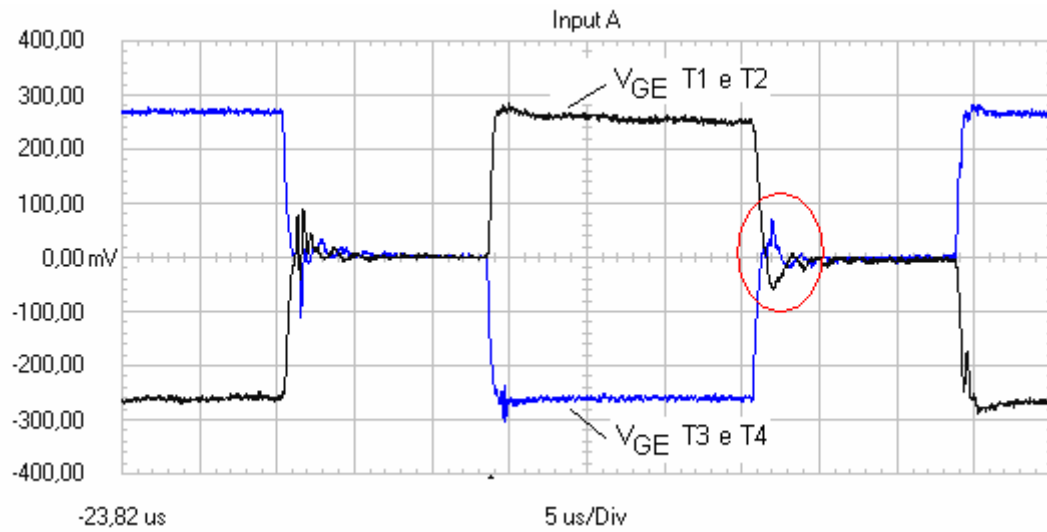


Fig. 5.12 - Sinais de comando de disparo dos IGBT's.

Os pulsos de disparos são gerados a partir de um transformador de pulsos conforme mostrado na Fig. 5.13. Essa topologia de circuito tem como vantagem a simplicidade do circuito, porém, apresenta a desvantagem de, no instante em que os IGBT's T_1 e T_2 são comandados para desligar, aparece uma sobre tensão no sinal de disparo de T_3 e T_4 com nível de tensão capaz de comandar o ligamento dos IGBT's T_3 e T_4 .

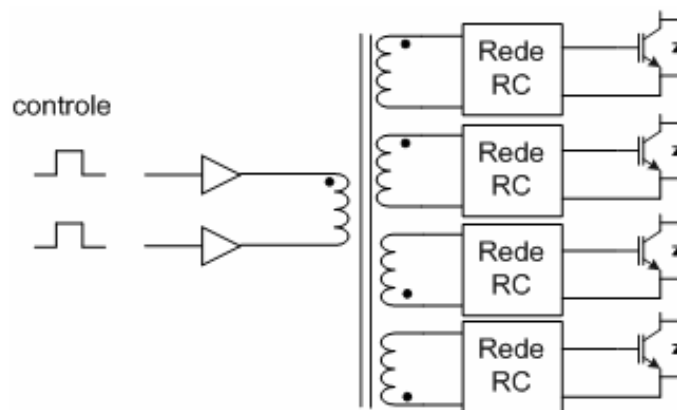


Fig. 5.13 - Sinais de comando de disparo dos IGBT's.

Uma nova topologia para o circuito de disparo está sendo estudada atualmente a fim de se ter uma tensão de $-8V$ para garantir o desligamento dos IGBT's.

Foram realizados testes com o protótipo com a finalidade de se avaliar a soldabilidade da máquina em comparação com máquinas de controle convencional.

Fontes convencionais estáticas dependem de sistemas mecânicos ou elétricos para o controle e ajuste de sua saída. Estes equipamentos têm, em geral, velocidade de resposta baixa (da ordem de 100ms), insuficiente para controlar diversos eventos que ocorrem no arco e na transferência de metal, além de serem de difícil interação com sistemas digitais de controle. A Fig. 5.14 apresenta as formas de onda de tensão e corrente obtida no ensaio de soldagem utilizando-se o protótipo.

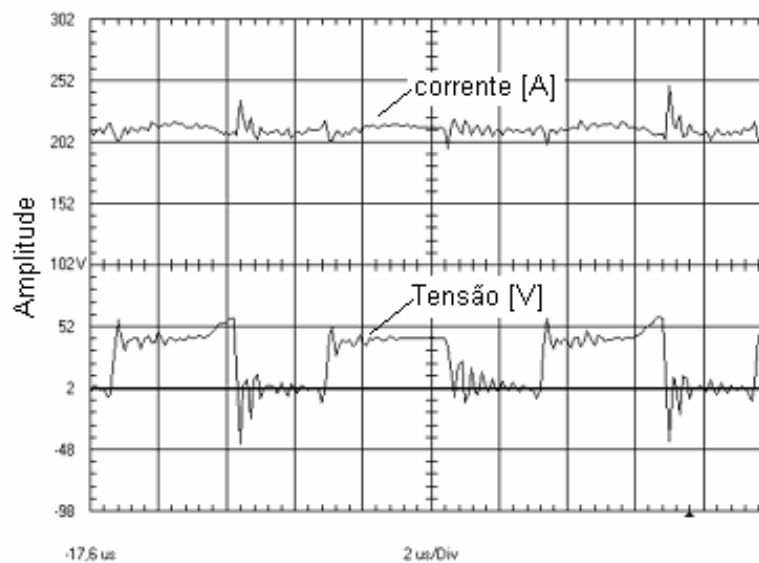


Fig. 5.14 - Formas de onda de tensão e corrente de saída do protótipo construído.

Como pode ser observado na Fig. 5.14, não existe interrupção do arco elétrico durante a soldagem, o que garante melhor desempenho durante a soldagem, uma vez que os respingos são formados durante a abertura do arco.

5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi feita uma comparação entre os resultados esperados para a máquina através de simulação e os resultados obtidos através de ensaio experimental. O intuito desse capítulo foi de comprovar a eficácia da modelagem feita para o equipamento.

Devido a limitações do software utilizado, não foi possível modelar-se todos os parâmetros da máquina, com isso, os resultados de simulação não representaram todos os transitórios existentes. Mesmo com essas limitações os resultados obtidos com a simulação ficaram muito próximos dos resultados experimentais. Os níveis de tensão e de corrente nos dispositivos ficaram muito próximos do esperado em simulação.

Observou-se a presença de uma sobre tensão no circuito de disparo dos IGBT's que poderia causar o ligamento dos IGBT's colocando a máquina em uma condição destrutiva. Este problema está sendo sanado com a construção de um novo circuito de disparo.

O desempenho da máquina mostrou-se muito satisfatório uma vez que nos ensaios realizados foram observados poucos respingos. Isso se deve ao fato de não ocorrer abertura de arco durante a soldagem.

Conclui-se dessa forma, que, a modelagem do sistema foi de extrema importância para o, uma vez que o tempo de desenvolvimento do protótipo ficou muito reduzido.

Capítulo 6

Conclusão

O presente trabalho apresentou um estudo de uma nova topologia de conversor para máquina de soldagem baseada em inversores de alta frequência destacando-se as qualidades inerentes nesse tipo de topologia.

Dentre as otimizações empregadas no projeto, destaca-se a metodologia de projeto do transformador que minimiza as perdas no cobre, em função da alta frequência de operação do equipamento. A metodologia de projeto do transformador demonstrou ser de grande importância para a estrutura, uma vez que, além da redução de perdas, o volume do transformador também foi reduzido. Isso é essencial para a operação da máquina na condição de potência nominal. A indutância de dispersão do transformador varia em função da forma com que os enrolamentos são dispostos, sendo assim, com a metodologia desenvolvida, consegue-se maior enlace de fluxo e consequentemente menor indutância de dispersão no transformador.

A análise comparativa feita para os semicondutores a serem empregados no inversor também é de grande importância, uma vez que a avaliação de um novo dispositivo presente no mercado foi realizada, e foi confirmada a menor dissipação de potência desse semicondutor. Menor dissipação de potência causa grande impacto no competitivo mercado de equipamentos de soldagem, onde o tamanho e peso das máquinas devem ser os menores possíveis visando portabilidade e redução de custo.

Durante o desenvolvimento do trabalho os modos de operação do equipamento foram explicados de maneira detalhada, visando facilitar o entendimento do funcionamento da topologia proposta. Graças à modelagem da máquina, elaborado no software Simplorer®, os modos de operação puderam ser visualizados com riqueza de detalhes muito grandes, favorecendo a rápida compreensão do funcionamento da máquina, diminuindo o tempo de projeto.

Muito se aprendeu ao elaborar a metodologia de dimensionamento térmico e especificação do dissipador de calor para a máquina. O software elaborado em ambiente Matlab® demonstrou-se bastante eficiente e os resultados obtidos em simulação permitiram a especificação exata do dissipador necessário para refrigerar o conversor.

Nesse sentido, o trabalho realizado mostrou-se bastante satisfatório e de grande valor. Os resultados experimentais obtidos mostraram a excelente soldabilidade da máquina, com arco estável e pequena quantidade de respingo. A topologia apresentada mostrou-se bastante interessante pela facilidade de adequação aos níveis de tensão de alimentação em

concordância com o mercado global e nacional. Houve a materialização da capacidade de produção nacional de equipamentos com tecnologia avançada através da cooperação entre setores acadêmico e produtivo, culminando com o desenvolvimento de um protótipo “cabeça de série” em atendimento as atuais demandas do setor de soldagem a arco e alinhado com as tendências mundiais do setor.

PROPOSTA DE CONTINUIDADE

Como avanço da topologia proposta neste trabalho, propõe-se a realização de três melhorias:

- Estudo para melhoria do fator de potência;

Embora não exista nenhuma regulamentação nacional para fator de potência para equipamentos de pequeno porte, esta é uma melhoria interessante de se conseguir. Como proposta para melhoria do fator de potência propõe-se duas soluções:

1. **solução passiva:** caracterizada pela robustez, baixo custo, confiabilidade, elevado peso e tamanho e resposta dinâmica pobre. Esta solução consta da inserção de um indutor entre a saída do retificador e o barramento CC.
2. **solução ativa:** caracterizada pela robustez, custo mais elevado, confiabilidade, peso e tamanho reduzidos e com boa resposta dinâmica. Esta solução consta da inserção de um transistor, comandado em alta frequência, entre a saída do retificador e o barramento CC.

- Melhoria do circuito de comando de disparo

Embora o circuito empregado no protótipo esteja funcionando, o fato dos IGBT's serem comandados para desligar com zero Volts, torna o circuito susceptível a interferências do sistema. Como proposta de melhoria do circuito de disparo, propõe-se o desenvolvimento de um circuito no qual o desligamento dos IGBT's seja feito com $-8V_{DC}$, garantindo a imunidade do circuito a ruídos inerentes do sistema.

- Aumento da frequência de operação

Esta alteração permitirá reduzir ainda mais o custo, o tamanho e o peso da máquina. Fica então o questionamento quanto ao emprego de topologias ressonantes.

Referências bibliográficas

- [1] Silva, S.M. **“Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão”**, dissertação de Mestrado do CPDEE/UFMG p. 125-133, 1999
- [2] Marques, P.V.; Modenesi, P.J.; Bracarense, A.Q. **“Soldagem, fundamentos e tecnologia”**, Brasil: Editora UFMG, 2005.
- [3] N. J. Batistela, N. Sadowski. **“Caracterização magnética de lâminas de aço silício e avaliação das perdas no ferro sob vários regimes de indução”**, Revista Controle & Automação, vol.13 nº2, maio, junho, julho e agosto de 2002.
- [4] Pomílio, J.A. **“Componentes passivos utilizados em fontes chaveadas”**, disponível em <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor> acesso em outubro de 2005.
- [5] <http://www.micrometals.com/produtcts>
- [6] <http://www.thornton.com.br/materiais>
- [7] L. H. Dixon, Jr. **“Eddy current losses in transformer windings and circuit wiring”**, Unitrode Corp. Power Supply Design Seminar Handbook, 1988
- [8] Snelling, E. **“Soft Ferrites”**, p. 319-358, London, 1969.
- [9] Dowell, P. **“Effects of Currents in transformer windings”**, Proceedings IEE (U.K), 113(8): 1387-1394, 1966.
- [10] Pressman, A.I. **“Transformer and Magnetics Design”**, cap 7 - ed: McGraw-Hill
- [11] AMERICAN WELDING SOCIETY. **“Welding handbook”**, 7º ed. Miami, AWS, 1978. VOL1 , Cap. 2, p. 33-78.
- [12] CARY. **“Modern welding technology”**. 4th Edition, Pretence Hall, 1997.
- [13] Pomílio, J.A. **“Pré reguladores de fator de potência”**, disponível em <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor> acesso em outubro de 2005.
- [14] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. **“Power Electronics: Converters, Applications and Design”**, Singapore: John Wiley and Sons, first ed., 1989.
- [15] Ang, S.S. **“Power Switching converters”**, United States: Marcel Dekker, Inc, first ed., 1995
- [16] Garcia, P.F. Donoso. **“Desenvolvimento de uma Fonte de Alimentação em Corrente para um processo de soldagem TIG pulsado”**, dissertação de Mestrado do CPDEE/UFMG, 1986
- [17] Lorenz, L, Zverev, I, Mittal, A, Hancock, J. **“CoolMOS - a new approach towards system miniaturization and energy saving”**, IEEE – 2000
- [18] Lorenz, L, Deboy, G, Kanapp, A, März, M. **“CoolMOS – A new milestone in high voltage power MOS”**, IEEE –1999

- [19] Prasad, A.R, Ziogas, P.D and Manlas, S. **“A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier”**. Proc. Of IECON '90, pp. 1041-1050
- [20] Sheng, K, Udrea, F, Amarutunga, G.A.J, Palmer, P.R. **“Unconventional behavior of the CoolMOS device”**, dept. of Engineering Cambridge University.
- [21] Saggio, M, Fagone, D, Musumeci, S. **“Innovative technology for high voltage Power MOSFETs”**, ISPSO IEEE-2000, Toulouse, França
- [22] Chae, Y.M, Jang, Y., Jovanovic, M.M., Gho, J.S., Choe, G.H. **“A Novel Mixed Current and Voltage control Scheme for Inverter Arc welding Machines”** IEEE-2001
- [23] Chae, Y.M., Gho, J.S., Ghoe, G.H., Shin, W.S., Choi, J.y. **“PWM Converter-Inverter Arc Welding Machine Using New Type N.C.T”**, IEEE-1998
- [24] **“Round Litz recommendations”** - <http://www.litz-wire.com>
- [25] Martins, A.A. **“Diminuição da Vida Útil, Aumento da Temperatura de Operação e Derating dos Cabos Elétricos Monofásicos em BT”**, XVI SNPTTEE-2001, Campinas, São Paulo
- [26] Sullivan, C.R., **“Cost-Constrained Selection of Strand Diameter and Number in a Litz-Wire Transformer Winding”**, IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 16, nº2 March 2001
- [27] Tang, X., Sullivan, C.R. **“Stranded Wire With Uninsulated Strands as a Low-Cost Alternative to Litz Wire”**, PESC 2003
- [28] Maouad, A., Charles, J.P., Khoury, A., Hoffmann, A. **“New Design Method for Controlling Power Stages Based on IGBT Switching Ferrite Transformers: Applied to an 8kW Small Size Light Weight Electric Welding Machine”**, IEEE-2000
- [29] Cancelliere, P., Colli, V.D., Di Stefano, R., Tomassi, G. **“A Comparative Analysis of 4kW PSBs for Welding Machine”**, Industrial Electronics Laboratory, University of Cassino, Italy. IEEE-2003
- [30] **“Vision for welding industry”** – www.aws.org/research/vision.pdf
- [31] Notas de aula da disciplina Eletrônica de Potência (ELT040) – 2002/1.