



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Rodrigo César Salum Machado

**ESTUDO E PROJETO DE CONVERSOR CC-CC COM ELO DE ALTA
FREQUÊNCIA APLICADO A MÁQUINA DE SOLDAGEM A ARCO
ELÉTRICO**

Belo Horizonte

Novembro de 2015

Rodrigo César Salum Machado

**ESTUDO E PROJETO DE CONVERSOR CC-CC COM ELO DE ALTA
FREQUÊNCIA APLICADO A MÁQUINA DE SOLDAGEM A ARCO
ELÉTRICO**

Dissertação de mestrado submetida a banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE/UFMG - Orientador

Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE/UFMG

Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia
DELT/UFMG

Prof. Dr. Alexandre Queiroz Bracarense
DEMec/UFMG

Belo Horizonte, 27 de Novembro de 2015

A Deus pela oportunidade de viver,
Aos meus pais por me mostrarem o caminho da verdade
E a minha esposa, Mariana Martins, por compreensão, carinho e motivação.

Agradecimentos

Após uma caminhada de muitos desafios, oportunidades de aprendizados e troca de experiência, agradeço a Deus por iluminar me no dia a dia para que eu pudesse tomar as decisões corretas.

Aos meus pais por me mostrarem no início de minha caminhada estudantil, que para vencer na vida é necessário muito esforço e dedicação e que se cairmos devemos levantar, erguer a cabeça e continuar a caminhada.

Ao prof. Braz que me recebeu de braços abertos e me orientou nos desafios presentes neste trabalho. Os nossos encontros sempre muito produtivos tanto profissional quanto pessoal, foram dicas fundamentais para que eu me transformasse em um cidadão melhor para a sociedade, serei sempre grato.

Aos professores do Programa de Pós Graduação de Engenharia Elétrica que contribuíram na minha formação direta ou indiretamente, assim cito: Prof. Dr. Helder de Paula, Prof. Dr. Igor Pires, Prof. Dr. José Osvaldo, Prof. Dr. Lenin Martins, Prof. Dr. Pedro Donoso, Prof. Dr. Reinaldo Palhares e Prof. Dr. Sidelmo Silva.

Aos meus colegas de curso e parceiros do laboratório Tesla Engenharia de Potência Alysson Machado, Andersson Rocha, André Cardoso, André Silva, André Costa, Arlete Freitas, Armando Guedes, Camila Almeida, Cláudio Conceição, Fábio Marra, Fernando Amaral, Filipe Oliveira, Gabriel Arruda, Gideon Lobato, Hélio, Henrique Couto, Julio Justino, Leonardo Adolfo, Nicole Foureaux, Patrícia Carletto, Pedro Negrão, Reginaldo Ferreira, Rodrigo Bastos, Thiago Parreiras e Victor Nazareth. Cada um de vocês me mostrou a dedicação e coragem em seus diferentes trabalhos.

Aos amigos da ESAB Kaj Christensson, Flávio Santos e Cristiano Ferreira pela oportunidade e motivação para trabalhar com conversores estáticos dedicados a máquina de soldagem a arco elétrico.

A minha amada esposa que sempre esteve do meu lado com palavras de motivacionais e que acreditou em nossa vitória.

À CAPES e ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica pelo suporte prestado.

Resumo

Este trabalho desenvolve uma revisão bibliográfica sobre diferentes topologias de conversores estáticos cc-cc de energia com isolamento adequado a aplicação de máquinas de soldagem a arco elétrico. É explorada a possibilidade de operação em alta frequência de chaveamento tipo comutação dissipativa utilizando dispositivos de carbeto de silício associados com magnéticos de tecnologia planar. O objetivo é demonstrar novas possibilidades em aumento de densidade de potência, compactação, eficiência e redução de custo com foco nas máquinas de soldagem a arco elétrico. Nessa diretiva, foi feito o projeto de um conversor cc-cc aplicado a máquina de solda multi-processo com potência de 3,9kW e corrente de 150A/26V, operando em 200kHz de frequência de chaveamento. Resultados experimentais em potência nominal e sobre carga são demonstrados.

Palavras Chaves – Alta Frequência de Chaveamento, Magnéticos Planar, Máquina de Solda, Arco Elétrico, Comutação dissipativa, Conversor Estático CC-CC, Carbeto de Sílicio, Dispositivo de Banda Larga.

Abstract

This work develops a bibliography review over different isolated DC-DC static converter power topologies suitable to application of arc welding machines. Possibilities of high switching frequency of SiC in hard switching mode are explored linked by magnetics planar technology. The objective is demonstrate new possibilities of the main features desired in power electronics segment that are high power density, size reduction, efficiency, cost reduction with this technology. In this direction, was realized a project of multi-process arc welding machine of 3.9kW power and 150A/26V currente capacity in 200 kHz working switching frequency. Experimental results in rated power and over load are demonstrated.

Key words – High Switch Frequency, Magnetic Planar, Welding Machine, Electric Arc, Hard Switching, DC-DC Static Converters, Silicon Carbide.

Sumário

Agradecimentos	iv
Resumo	vi
Abstract.....	vii
Sumário.....	viii
Simbologia e Abreviações	xi
Lista de Figuras.....	xiv
Lista de tabelas.....	xvii
1. Introdução.....	1
1.1 Relevância.....	2
1.2 Motivação	2
1.3 Contribuições	3
1.4 Organização e Conteúdo dos Capítulos	3
2. Processo de Solda a Arco Elétrico.....	5
2.1 Soldagem a Arco Elétrico	5
2.2 Processo de Soldagem.....	10
2.3 Equipamentos de Soldagem a Arco	16
2.3.1 Geradores de soldagem	17
2.3.2 Transformadores/Retificadores	18
2.3.3 Transformador com Retificador Tiristorizado/Chopper/Inversor	20
2.4 Sumário	24

3.	Alternativas Tecnológicas de Conversores Estáticos	25
3.1	Conversor CC-CC com Isolamento	25
3.2	Caracterização do Processo de Comutação e Conversores Ressonantes	31
3.3	Dispositivos de Banda Larga SiC e GaN	40
3.4	Componentes Magnéticos	42
3.5	Sumário	50
4.	Projeto do Conversor CC-CC de Alta Frequência.....	51
4.1	Especificação do Conversor.....	51
4.1.1	Análises Variações de Tensão Barramento C.C.....	51
4.1.2	Especificação das Chaves S1/S2	55
4.1.3	Verificação de Adequação dos dispositivos D1/D2.....	63
4.1.4	Avaliação de Adequação dos Diodos D3/D4.....	67
4.1.5	Técnica para Redução de Indutância Parasita no Circuito Impresso	71
4.2	Sumário	72
5.	Resultados.....	73
5.1	Transformador Planar	73
5.2	Teste do Conversor CC-CC para Soldagem a Arco Elétrico	74
5.2.1	Evolução dos testes	78
5.3	Sumário	93
6.	Conclusão	95
6.1	Trabalhos Futuros	96

6.1.1	Confiabilidade	96
6.1.2	Retificador Síncrono	97
	Referências Bibliográficas	98
7.	Anexos	102
7.1	Artigo COBEP 2015	102
7.2	Folha de Dados	108
7.2.1	Transformador Planar	108
7.2.2	Indutor Planar	109
7.2.3	MOSFET SiC C2M0080120D S1/S2	110
7.2.4	C4D10120D - Diodo D1/D2	112
7.2.5	Diodo D3/D4 VS150ufb02.....	117
7.2.6	Cabo conexão conversor carga	121

Simbologia e Abreviações

B - fluxo magnético

BCC - barramento de corrente contínua

BJT - bipolar junction transistors

c.a. - corrente alternada

c.c. - corrente contínua

CF2T - conversor em *forward* com dois transistores

CMP - conversor meia ponte

CPC - conversor ponte completa

Consumível - material utilizado no processo de soldagem

D - ciclo de trabalho conversor

Eletrodo - condutor usado para estabelecer contato elétrico

f_{out} - frequência de saída [Hz]

f_{sw} - frequência de chaveamento [Hz]

G - gerador

GaN - Nitrato de gálio

GMAW - gas metal arc welding

GTAW - gas tungsten arc welding

HF - alta frequência

I - inversor

I_1 - corrente de primário [A]

I_2 - corrente de saída/corrente de soldagem [A]

I_{2P} - corrente de saída/corrente de soldagem pulsada [A]

IGBT - insulate gate bipolar transistor

MIG/MAG - metal inert gas/metal active gas

MMAW - manual metal arc welding

MOSFET - metal oxide semiconductor field effect transistors

P_2 - potência de saída [W]

P_{cond} - Perdas de condução [W]

P_{fsw} - Perdas de chaveamento [W]

P_{tot} - Perdas totais [W]

R - Retificador

rms - root mean square

$R_{\theta cs}$ - resistência térmica encapsulamento para dissipador [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]

$R_{\theta jc}$ - resistência térmica junção para encapsulamento [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]

$R_{\theta sa}$ - resistência térmica dissipador para ambiente [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]

S - tempo em segundos

Si - Silício

SiC - Carbetto de silício

SMAW - shielded metal arc welding

T - Período

Tec. - tecnologia

T_j - Temperatura de junção [$^{\circ}\text{C}$]

TIG - tungsten inert gas

T_{off} - tempo de dispositivo desligado

T_{on} - tempo de condução de dispositivo

Trx - transformador

U_0 - tensão de circuito aberto [V]

U_2 - tensão de saída em carga/tensão de arco elétrico [V]

V_{pk} - tensão de pico

ZVS - Zero Voltage switching

ZCS - Zero Current Switching

Lista de Figuras

Fig. 2.1 - Processo de forjamento.....	6
Fig. 2.2 - Cronologia de evolução da tecnologia de soldagem.	9
Fig. 2.3 – (a) Processo de soldagem a arco elétrico MMA [11]; (b) eletrodos de diferentes tipos e diâmetro.	10
Fig. 2.4 – (a) Processo de soldagem a arco elétrico TIG [11]; (b) código de cores para identificação do eletrodo TIG [12].....	11
Fig. 2.5 – (a) Processo de soldagem a arco elétrico MIG/MAG [11]; (b) Eletrodo MIG/MAG.	12
Fig. 2.6 – (a) curto-circuito; (b) globular; (c) spray; (d) Spray pulsado [13].....	12
Fig. 2.7 – (a) Posição plana; (b) posição sobre cabeça; (c) posição vertical ascendente e descendente; (d) posição horizontal.	13
Fig. 2.8 – Forma de onda típica de corrente <i>spray</i> pulsada.....	14
Fig. 2.9 - Velocidade de arame versus corrente.	15
Fig. 2.10 – Processo de soldagem versus espessura de chapa a ser soldada.....	15
Fig. 2.11 – (a) gerador motor combustão 190A; (b) gerador motor combustão 500A; (c) diagrama de bloco.	17
Fig. 2.12 – (a) transformadores 250A/300A/400A; (b) retificadores 170A/200A/250A; (c) transformador de núcleo móvel; (d) bobina primário envolvido; (e) diagrama de bloco transformador; (f) diagrama de bloco retificador.	18
Fig. 2.13 – (a) curva típica corrente constante; (b) curva típica tensão constante	19
Fig. 2.14 – (a) diagrama de bloco com chave seletora de relação de transformação; (b) chave seletora	20
Fig. 2.15 – (a) retificador 550A com ponte tiristorizada; (b) chopper 500A; (c) diagrama de bloco conversor chopper.	21
Fig. 2.16 – (a) inversor 500A; (b) diagrama de bloco inversor.....	22
Fig. 3.1 – Estrutura CF2T.	26
Fig. 3.2 – Mapa de estado no CF2T.	27
Fig. 3.3 – Estrutura CMP.	28
Fig. 3.4 – Mapa de estados CMP.	28
Fig. 3.5 - Conversor PC.	29
Fig. 3.6 – Mapa de estados CPC.	30
Fig. 3.7 – Capacitância parasitas IGBT e MOSFET.....	32
Fig. 3.8 – (a) chaveamento comutação dissipativa; (b) chaveamento comutação dissipativa com oscilação	33
Fig. 3.9 – Circuito snubber com elementos passivos [18].	34

Fig. 3.10 - Trajetória típica de dispositivos de chaveamento [18].	35
Fig. 3.11 - Mapa conversores ressonantes [19].	35
Fig. 3.12 – (a) configuração chaveamento ZC; (b) configuração chaveamento ZV.	37
Fig. 3.13 – Configuração para MR ZC e ZV.	38
Fig. 3.14 – Circuito tanque série, paralelo e série-paralelo.	38
Fig. 3.15 – Expectativa de utilização para os dispositivos de potência [26].	41
Fig. 3.16 – (a) formato transformador convencional; (b) transformador coaxial; (c) transformador planar.	44
Fig. 3.17 – Estrutura detalhada transformador planar [29].	45
Fig. 3.18 – Circuito equivalente transformador de alta-frequência.	46
Fig. 3.19 – Laço de histerese.	47
Fig. 3.20 – Variação da permeabilidade em função de B-H.	47
Fig. 4.1 – (a) retificador onda completa; (b) dobrador de tensão e <i>boost</i> .	52
Fig. 4.2 – Modelo implementado no PSIM.	54
Fig. 4.3 – Formas de onda de corrente S1, S2, D1, D2, TRX e I2.	55
Fig. 4.4 – C2M0080120D R_{DSon} .	57
Fig. 4.5 - Energia de chaveamento E_{on} e E_{off} .	58
Fig. 4.6 – Caminho resistência térmica junção-ambiente [37].	59
Fig. 4.7 - Irregularidades entre encapsulamento e dissipador de calor [36].	60
Fig. 4.8 - Formato dissipador 78350 [38].	61
Fig. 4.9 – Resistência térmica do dissipador em função de velocidade do vento.	61
Fig. 4.10 - Dimensões ventilador selecionado.	62
Fig. 4.11 – Área de operação segura.	63
Fig. 4.12 – Pico repetitivo de corrente direta para corrente de desmagnetização.	64
Fig. 4.13 – Temperatura de encapsulamento versus pico de corrente direta dos diodos.	64
Fig. 4.14 – Tensão reversas versus carga.	66
Fig. 4.15 – Curva característica I_F por V_F .	66
Fig. 4.16 – Forma de onda nos diodos de saída D3 e D4.	68
Fig. 4.17 – (a) capacitância de junção STPS200170170TV1; (b) capacitância de junção VS-150ebu-02.	69
Fig. 4.18 – Circuito equivalente elementos parasitas secundário.	69
Fig. 4.19 – (a) tensão bloqueio VD4 devido capacitância de junção STPS200170TV1;(b) tensão de bloqueio VD4 devido capacitância de junção VS150ebu-02.	69
Fig. 4.20 – Queda de tensão direta VS150EBU02.	71
Fig. 4.21 – (a) efeito cancelamento de campo para trilhas de circuito dupla camada; (b) cancelamento de campo para trilhas paralelas lado a lado para uma camada [41].	72

Fig. 5.1 – (a) CF2T 70kHz; (b) CF2T 200kHz; (c) CPC 60kHz.	74
Fig. 5.2 – Vista superior conversor com as respectivas dimensões	75
Fig. 5.3 – Conversor com principais elementos parasitas.	76
Fig. 5.4 – (a) tensão oscilatória de <i>gate</i> e transformador; (b) conector terra longo.	79
Fig. 5.5 – (a) tensão de <i>gate</i> e transformador sem oscilação; (b) conector terra curto.	80
Fig. 5.6 – Tensão de <i>gate</i> e primário transformador	81
Fig. 5.7 – Detalhe atraso tensão de <i>gate</i> e primário transformador.....	81
Fig. 5.8 – Corrente de magnetização em circuito aberto.....	82
Fig. 5.9 – Tensão de bloqueio VD4 VS-150ufb02.....	83
Fig. 5.10 – (a) ripple de corrente $\Delta i=12A$; (b) ripple de corrente $\Delta i=13A$	85
Fig. 5.11 – Degrau de carga 125A	86
Fig. 5.12 – Corrente de primário 4.7kW transferido.....	87
Fig. 5.13 – Forma de onda de corrente no diodo D3.....	88
Fig. 5.14 – Potência de saída em sobre carga 4,85kW.....	88
Fig. 5.15 – Potência de saída em carga nominal 3996W.	89
Fig. 5.16 – Curva característica bloco de potência 150A/26V.	90
Fig. 5.17 – Protótipo do conversor projetado.....	91
Fig. 5.18 – (a) bancada utilizada para realizar o teste de soldagem no processo MMA; (b) arco elétrico de soldagem.....	92
Fig. 5.19 – Peça utilizado durante o processo de soldagem.....	93
Fig. 6.1 – (a) ΔT devido a ciclagem térmica; (b) falha por estresse térmico [34].....	96

Lista de tabelas

Tab. 2.1 - Eletrodos para MMA [8]	11
Tab. 2.2 - Diâmetro eletrodo de tungstênio e capacidade de corrente.	11
Tab. 2.3 - Característica técnica de máquinas de soldagem de diferentes tecnologias e capacidades de corrente.....	23
Tab. 3.1 - Comparativo tensão corrente nos dispositivos dos conversores CF2T, CMP e CPC	31
Tab. 3.2 – Propriedades fundamentais dos materiais SiC, GaN e Si.	40
Tab. 3.3 – Comparativo dispositivos Si vs SiC de 1200V.	42
Tab. 3.4 – Materiais magnéticos e características [29].	48
Tab. 3.5 – Fabricantes e características dos materiais magnéticos [29].....	49
Tab. 4.1 – Flutuação de tensão barramento c.c.	52
Tab. 4.2 – Tempo de condução e desmagnetização.	54
Tab. 4.3 – Tempo de condução versus barramento c.c.	54
Tab. 4.4 – Valores de corrente de S1, S2, D1, D2 e TRX.	55
Tab. 4.5 - Resistência térmica [36].	60
Tab. 4.6 – Dados ventilador.	62
Tab. 4.7 – Valores de corrente nos diodos D3 e D4.	68
Tab. 5.1 – Classificação físico e parasita	77
Tab. 5.2 – Característica máquinas de soldagem 70kHz, 200kHz e 60kHz.	90

1. Introdução

A evolução da eletrônica de potência durante o século XX proporcionou diversos benefícios à sociedade moderna. Pode-se citar com distinção a possibilidade de compactação de equipamentos que usavam, por exemplo, válvulas eletrônicas a vácuo, diodos e triodos, que são associados a evolução de dispositivos eletrônicos passando por TJBs, tiristores, MOSFETs, IGBTs, os quais utilizam material semicondutor silício. Após uma vasta pesquisa sobre diferentes semicondutores de banda larga, chegou-se ao início do século XXI, ao desenvolvimento de dispositivos fabricados com nitrato de galio (GaN) e em especial o Carbetto de Silício (SiC). Estes dispositivos possibilitaram a construção de conversores estáticos com elo de alta frequência favorecendo a compactação de componentes volumosos como transformadores, indutores e capacitores.

No segmento industrial da metalurgia, são largamente utilizadas máquinas de soldagem a arco elétrico para a conversão de energia elétrica em calor. Até a década de 90, esses equipamentos eram volumosos pois tinham transformadores de aço silício conectados diretamente a rede elétrica de 50/60Hz para soldagem em corrente alternada. Em aplicações de soldagem em corrente contínua, conectada à saída do transformador, tinha-se uma ponte retificadora a diodos ou tiristorizada e indutor de saída projetado para operar com ondulação de tensão de 100/120Hz em sistemas monofásicos ou 300/360Hz para sistemas trifásico.

A título de exemplo, as máquinas de soldagem desenvolvidas com essa tecnologia com 20kW de potência e capacidade de corrente de 500A/40V, têm o peso em torno de 200kg e volume 440dm³. Já as máquinas desenvolvidas utilizando IGBTs ou MOSFETs com elo c.a. de alta frequência, para os mesmos níveis de potência, possuem peso de aproximadamente 50kg e volume 110dm³. Esses números revelam uma mudança no patamar de evolução na eletrônica de potência, proporcionando portabilidade para as máquinas e aumento de densidade

de potência. Esses parâmetros eram almejados desde 1970 quando os MOSFETS operavam em frequência de chaveamento de 100kHz mas tinham capacidade de bloqueio menor que 100V.

Baseado neste histórico evolutivo, este trabalho desenvolve um estudo de revisão bibliográfica sobre conversores c.c.-c.c. estáticos com isolamento adequados a aplicação de máquinas de soldagem a arco elétrico utilizando técnicas de chaveamento em comutação dissipativa e conversores ressonantes. São apresentadas também, as vantagens dos dispositivos de banda larga quando comparado com os dispositivos de Si, as diferenças entre componentes magnéticos convencionais, planares e coaxiais.

Visando a aplicação desta teoria estudada, foi projetado um conversor cc-cc destinado a aplicação de solda de 3900W com capacidade de corrente de 150A/26V de tensão de arco elétrico. No projeto foram utilizados dispositivos de SiC chaveando em 200kHz em comutação dissipativa e o elo c.a. de alta frequência com isolamento obtido via um transformador planar.

1.1 Relevância

Este trabalho tem como sua principal relevância demonstrar novas possibilidades para o segmento industrial de máquinas de soldagem a arco elétrico, como ganhos em compactação, peso e eficiência. Esses ganhos são decorrentes de duas tecnologias emergente: os dispositivos MOSFET de SiC e componentes magnéticos de tecnologia planar. A utilização dos dispositivos MOSFET de SiC torna possível a operação com comutação dissipativa em alta frequência com o mínimo ou nenhum acréscimo de complexidade e componentes adicionais.

1.2 Motivação

A motivação para este trabalho está associada ao desenvolvimento de conversores estáticos para o segmento de máquinas de soldagem a arco. Após oito anos trabalhando para a empresa ESAB Brasil e envolvido em diferentes projetos de máquinas de soldagem, alternando entre transformador de baixa frequência com retificador e também máquinas de tecnologia

inversora com frequência de chaveamento máxima de 27kHz, muitas vezes, era solicitado pela indústria de soldagem, equipamentos compactos, mais leves e de alta eficiência.

Na atual conjuntura, com o avanço dos dispositivos semicondutores utilizando materias de banda larga, novas oportunidades estão emergindo como demonstrado em [1-4]. Ainda, para aumentar o nível de compactação, os componentes magnéticos são favorecidos com a tecnologia de construção planar. Assim, esse conjunto, dispositivos de banda larga e magnéticos planares, trazem novas oportunidade de desenvolvimento para a indústria de soldagem, atendendo uma antiga demanda de compactação, portabilidade e eficiência.

1.3 Contribuições

A principal contribuição deste trabalho é demonstrar novas possibilidades de desenvolvimento para as máquinas de soldagem a arco elétrico utilizando dispositivos de SiC associado com magnéticos de tecnologia planar com chaveamento maior que 100kHz em comutação dissipativa, verificando-se os ganhos potenciais em peso e volume.

1.4 Organização e Conteúdo dos Capítulos

No capítulo 2 é apresentada a evolução do processo de soldagem a arco elétrico MMA, TIG e MIG/MAG, citando os principais contribuintes para essa tecnologia. No fechamento do capítulo são apresentados diferentes modelos de máquinas de soldagem a arco elétrico de forma a demonstrar a evolução dos dispositivos semicondutores favorecendo a compactação destes equipamentos.

No capítulo 3 é feito o estudo de revisão bibliográfica de três topologias clássicas de conversores estáticos c.c.-c.c. com isolamento que são: conversor *forward* com dois transistores, o conversor meia ponte e o conversor ponte completa. Ainda é apresentada a filosofia de funcionamento dos conversores ressonantes em ZVS e ZCS. Na sequência são apresentadas as diferenças pertinentes aos dispositivos de banda larga SiC, GaN e Si. Para o

elo c.a. de alta-frequência é explorada a construção de transformadores de HF no formato convencional, coaxial, planar e os materiais magnéticos.

No capítulo 4, uma vez identificada a estrutura com melhor performance para implementação da máquina de soldagem a arco elétrico multi-processo, são caracterizadas as etapas de desenvolvimento do conversor.

Para finalizar o trabalho, no capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais assim como as discussões pertinentes para a tecnologia. No capítulo 6 é apresentada a conclusão final e a proposta de trabalhos futuros.

2. Processo de Solda a Arco Elétrico

Nesse capítulo é apresentada a evolução do processo de soldagem a arco elétrico MMA, TIG e MIG/MAG, citando os principais contribuintes para essa tecnologia. O fechamento é feito com a apresentação de diferentes modelos de máquinas de soldagem a arco elétrico de forma a demonstrar a evolução dos dispositivos semicondutores favorecendo a compactação destes equipamentos.

2.1 Soldagem a Arco Elétrico

A definição de soldagem é o processo reponsável pela fusão local de material por aquecimento ou pressão ou pelos dois métodos. Na essência, o processo de soldagem funde duas superfícies distintas para formar uma única parte. Na literatura, o arco elétrico é a combinação de três características distintas que são condução da corrente elétrica, fusão de material metálico de base e deposição de material de eletrodo fundido [5]. Na atualidade o processo de soldagem a arco elétrico é amplamente utilizado em uma larga variedade de materiais e produtos. Porém, os primeiros registros de solda na história da humanidade são datados da idade do bronze uma vez que foram encontrados por arqueólogos pequenos vasilhames de ouro soldados por pressão [6] originados a mais de 2000 a.C.

Na idade do ferro, período posterior a idade do bronze, os egípcios e habitantes do leste do mediterrâneo, aprenderam como soldar e construíram diversas ferramentas com partes soldadas. Essas ferramentas foram feitas aproximadamente 1000 a.C.. Durante a idade média, surgiu o processo de forjamento realizado pelo profissional denominado ferreiro. Durante este período os ferreiros por meio de uma fonte de calor, por exemplo carvão, após ter o material aquecido, utilizavam uma bigorna como ponto de apoio para conformar a estrutura do ferro

por impacto utilizando um martelo como apresentado na Fig. 2.1 e somente no século XIX foi desenvolvido o processo de soldagem conhecido na atualidade.



Fig. 2.1 - Processo de forjamento.

Em 1836, o senhor Edmund David é reconhecido pelo descobrimento do acetileno que posteriormente passou a ser utilizado no processo de soldagem devido à elevada temperatura de sua chama. Porém o acetileno deixou de ser usado significativamente com o avanço do processo de soldagem a arco. Em 1881, o pesquisador Auguste De Meritens do laboratório Francês Cabot, utilizou o calor do arco elétrico para soldar terminais de placas de baterias. Mas foi Nikolai N. Bernardos com seu assistente Stanislaus Olszewski que receberam em 1885 o consentimento de patente na Inglaterra e em 1887 nos USA [6]- [7].

Bernardo concentrou os esforços no processo de soldagem a arco com eletrodo de carbono, que também era capaz de soldar ferro e chumbo. Assim no final do século XIX e início do século XX, soldagem a arco elétrico com carbono tornou-se popular. Posterior ao trabalho de Bernardo, em 1890, C.L.Coffin e N.G. Slavianoff conseguiram pela primeira vez fazer transferência de material metálico através do arco elétrico para soldar peças/partes metálicas com deposição de material. No início do século XX, Strohmenger introduziu o eletrodo com “alma” de aço revestido com diferentes tipos óxidos. Porém, foi o sueco Oscar

Kjellberg que desenvolveu durante 1907 à 1914 os eletrodos revestidos de diferentes diâmetros e comprimentos. Em [8] é apresentado diferentes tipos eletrodos revestidos destinados a diferentes níveis de corrente de soldagem assim como diferentes tipos de materias a serem soldados.

Com o advento da primeira guerra mundial, demandou-se um grande esforço para a produção armamentista, que favoreceu, na Europa e USA o desenvolvimento de máquinas de soldagem a arco elétrico assim como os consumíveis necessários para atender as demandas da guerra. No pós guerra, foi fundado a Sociedade de Soldagem Americana (AWS) com o propósito de continuar com avanços no segmento de soldagem. E ainda, em 1919, C.J. Hoslag utilizou pela primeira vez a corrente alternada no processo de soldagem que tornou-se popular na década de 30 [6]- [7].

A General Eletric (GE) automatizou o processo de soldagem em corrente contínua baseado na realimentação da tensão de arco e velocidade constante para alimentação de consumível/eletrodo aplicado em manutenção de eixos de motores e rodas de guindastes em 1920. Essa tecnologia avançou em direção a indústria automolística [6]- [7].

Os pesquisadores H.M. Hobart e P.K. Devers foram os predecessores na investigação de soldagem a arco elétrico com gás de proteção argônio e hélio em 1926. A proposta do gás de proteção ao arco elétrico deveu-se ao fato do cordão de solda ser poroso e quebradiço. Este trabalho resultou na patente do processo GTAW pela empresa Meredith com o nome de Heliarc em 1941 e do processo GMAW por Battelle Memorial Institute em 1948. Esse processos são também conhecidos como TIG e MIG/MAG respectivamente e citados em [9].

Em 1930 a marinha dos USA desenvolveu o processo de soldagem de pinos metálicos utilizados na construção de navios e que posteriormente foi absorvido pelo setor industrial. Na metade do século XX, Lyubavskii e Novoshilov demonstraram o processo de soldagem com gás de proteção CO₂, que é de baixo custo para o processo de solda. A combinação deste gás

de proteção com eletrodo de diâmetros menores que 1,1mm proporcionou o processo de soldagem por curto-circuito, desenvolvimento que aconteceu entre os anos de 58 e 59. Na sequência os processo de transfêria *spray* e *spray* pulsado foram também desenvolvidos.

Na cronologia de evolução do processos de soldagem, os últimos processos desenvolvidos que não utilizam arco elétrico são a soldagem por fricção baseado em velocidade rotacional e aquecimento da superfície por atrito. E por fim tem-se a soldagem a laser desenvolvida pelo laboratório Bell Telecomunicações. A característica deste processo é a grande concentração de energia em uma pequena área sendo uma excelente fonte de calor. As principais aplicações estão voltadas ao corte de peças metálicas assim como soldagem no setor automobilístico. Na Fig. 2.2 é apresentado a cronologia de evolução da tecnologia de soldagem.

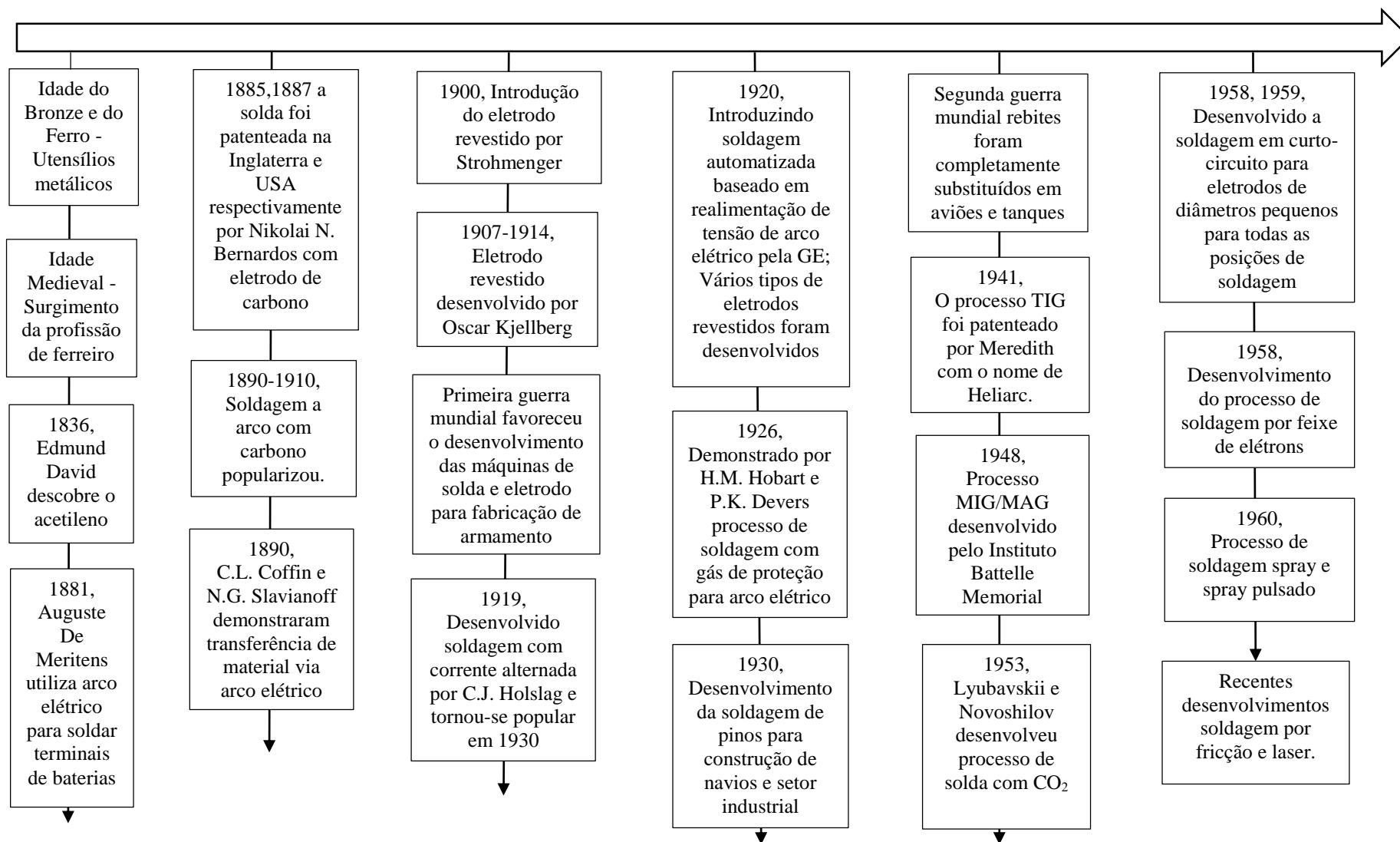


Fig. 2.2 - Cronologia de evolução da tecnologia de soldagem.

2.2 Processo de Soldagem

Ao analisar a evolução cronológica de soldagem por arco elétrico que são os processos MMA, TIG e MIG/MAG, pertinentes a este trabalho, observa-se que em diferentes regiões do globo onde se segue padronização da *American Welding Society* (AWS), esses processos são também identificados como SMAW, GTAW e GMAW respectivamente. Porém, neste trabalho, serão utilizados os termos MMA, TIG e MIG/MAG uma vez que estes são referenciados na norma IEC 60974-1 [9]¹.

A Fig. 2.3 (a) representa o processo MMA. Os eletrodos utilizados neste processo são disponibilizados em diferentes diâmetro que variam entre 1,6mm à 6mm e o comprimento compreendido entre 300mm a 450mm. O material de maior concentração utilizado no revestimento do eletrodo caracteriza-o como eletrodo básico, rutilico ou celulósico, Fig. 2.3 (b), maior detalhamento é encontrado em [10]. Na Tab. 2.1 são apresentados eletrodos de diferentes diâmetros e comprimentos com suas respectivas combinação de tensão e corrente.

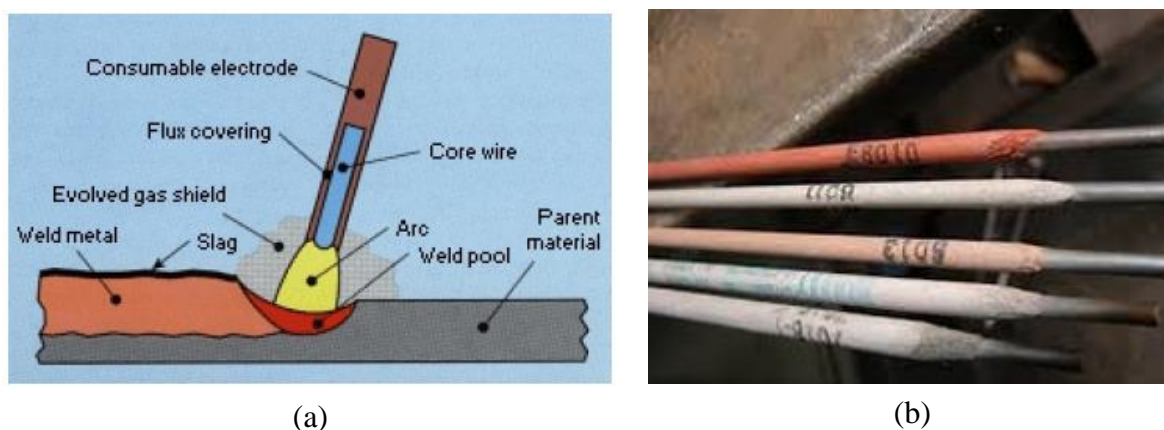


Fig. 2.3 – (a) Processo de soldagem a arco elétrico MMA [11]; (b) eletrodos de diferentes tipos e diâmetro.

De forma similar acontece para os processos TIG mas neste caso o eletrodo não é consumido como acontece para o MMA e MIG/MAG. A Fig. 2.4 (a) representa o processo de soldagem TIG no qual é necessário adição de material na poça de fusão para a soldagem. Os

¹ A norma IEC 60974-1 é utilizada como referência de padronização de testes e requerimentos para o desenvolvimento das máquinas de soldagem a arco elétrico.

eletrodos de tungstênio são classificados por código de cores para soldagem de diferentes materiais, Fig. 2.4 (b) e na Tab. 2.2 é apresentado diferentes diâmetros do eletrodo associado com a capacidade de corrente média e pulsada.

Tab. 2.1 - Eletrodos para MMA [8]

Tipo de eletrodo	l (mm)	ϕ (mm)	U_2 (V)	I_2 (A)
Básico E7018/OK4815	300	2,0	22	55-80
	450	6,0	26	220-360
Rutílico E6013/OK4600	300	1,6	20	30-60
	450	5,0	24	170-290
Celulósico 6010	350	2,5	31,5	50-70
		5	29	150-240

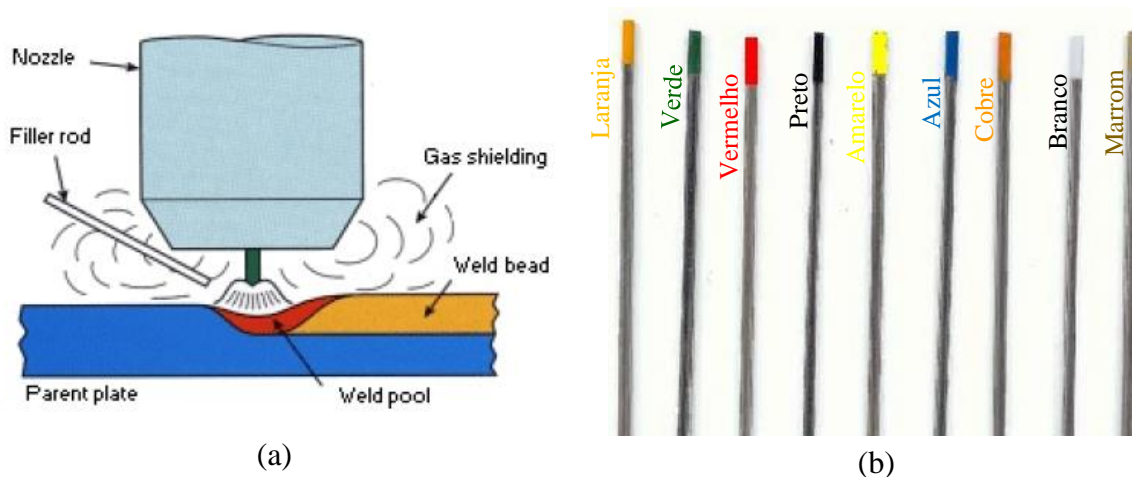


Fig. 2.4 – (a) Processo de soldagem a arco elétrico TIG [11]; (b) código de cores para identificação do eletrodo TIG [12].

Tab. 2.2 - Diâmetro eletrodo de tungstênio e capacidade de corrente.

Eletrodo ϕ (mm)	Ponta ϕ (mm)	I_2 (A)	I_{2P} (A)
1,0	0,25	5-30	5-60
1,6	0,8	10-70	10-140
2,4	1,1	15-150	15-250
3,2	1,5	25-250	25-350

A Fig. 2.5 (a) representa o processo de soldagem MIG/MAG com os principais componentes e a Fig. 2.5 (b) é o consumível utilizado no processo de soldagem podendo este ser arame sólido ou tubular.

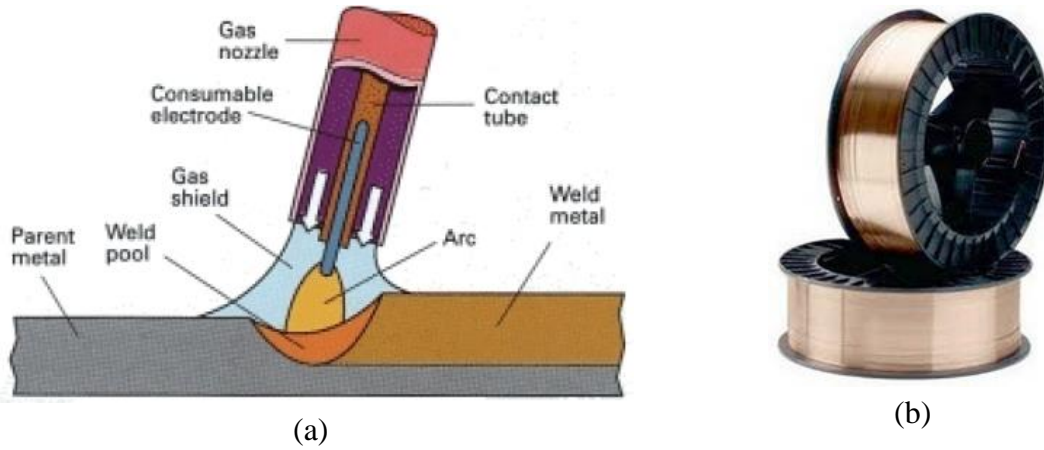


Fig. 2.5 – (a) Processo de soldagem a arco elétrico MIG/MAG [11]; (b) Eletrodo MIG/MAG.

Este processo de soldagem possui quatro diferentes métodos de transferência de material que são curto-circuito, globular, *spray* e *spray* pulsado que estão apresentados na Fig. 2.6 como (a), (b), (c) e (d) respectivamente.

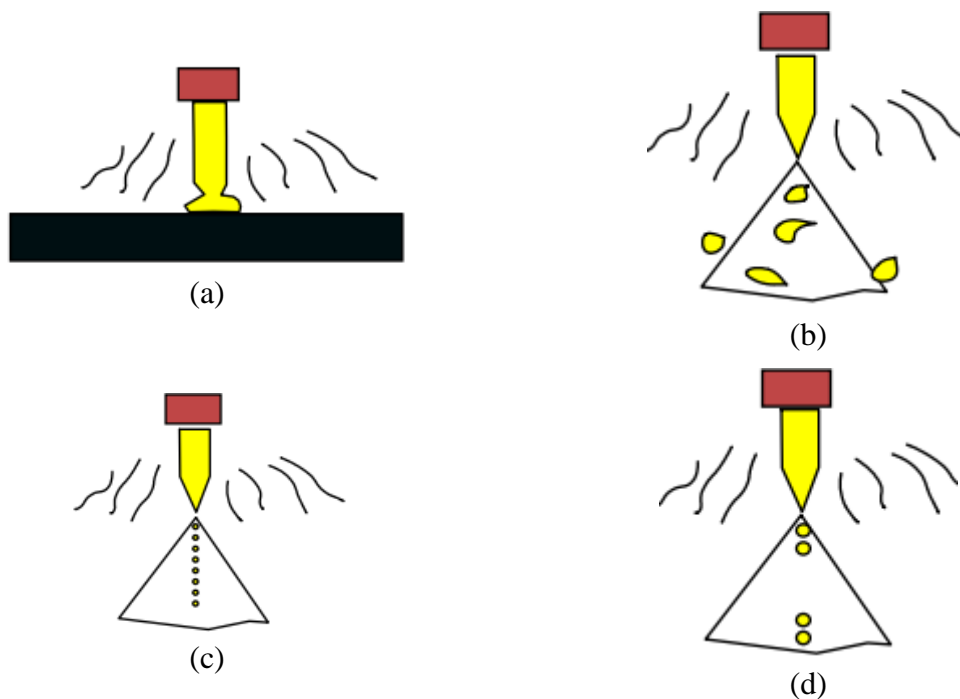


Fig. 2.6 – (a) curto-circuito; (b) globular; (c) spray; (d) Spray pulsado [13].

A faixa de corrente para a transferência em curto-circuito é compreendida entre 55A à 185A para a faixa de tensão de carga compreendida de 19V à 23V. Neste método a transferência de material ocorre durante o curto-circuito entre o eletrodo e a peça de trabalho ou poça de fusão. Esse processo de soldagem pode ser realizado nas posições plana, sobre cabeça, vertical ascendente, vertical descendente e horizontal como apresentado na Fig. 2.7 (a), (b), (c) e (d) respectivamente. O diâmetro do eletrodo típico para essa aplicação está compreendido entre 0,6mm à 1,1mm.

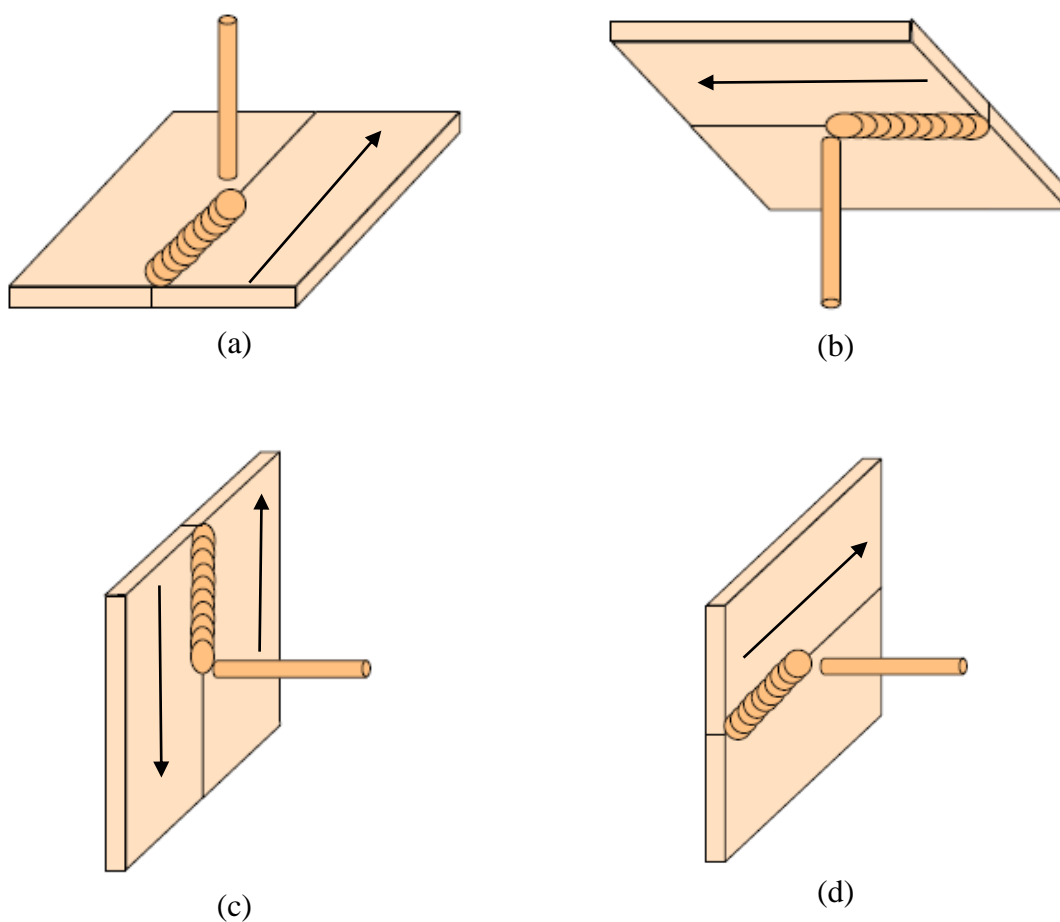


Fig. 2.7 – (a) Posição plana; (b) posição sobre cabeça; (c) posição vertical ascendente e descendente; (d) posição horizontal.

O método globular, que foi popularizado entre as décadas de 60 e 70, a tensão de arco é maior que a tensão de arco no modo curto-circuito para um mesmo valor de corrente no modo de curto circuito e menor que a tensão de arco no modo *spray*. A deposição de material acontece

por curto-circuito e pela força da gravidade que atua no desprendimento de gotas do material fundido como mostrado na Fig. 2.6 (b).

No modo *spray* a corrente varia entre 180A à 390A, sendo que a tensão de arco irá variar entre 23V à 32V. Nesta aplicação a transferência de material possui alta concentração de energia por isso é formado um fluxo contínuo de gotículas de material fundido a ser depositado na peça de trabalho como apresentado na Fig. 2.6 (c). Esse método de soldagem é limitada a posição plana horizontal.

Já o modo de transferência *spray* pulsado foi desenvolvido devido à respingos de soldas e defeitos de fusão associados aos métodos globular e de curto-circuito [14]. A Fig. 2.6 (d) ilustra a transferência de material pelo método *spray* pulsado sendo que a forma de onda de corrente de solda é cíclica alternando entre picos de corrente e uma corrente base como mostrado na Fig. 2.8.

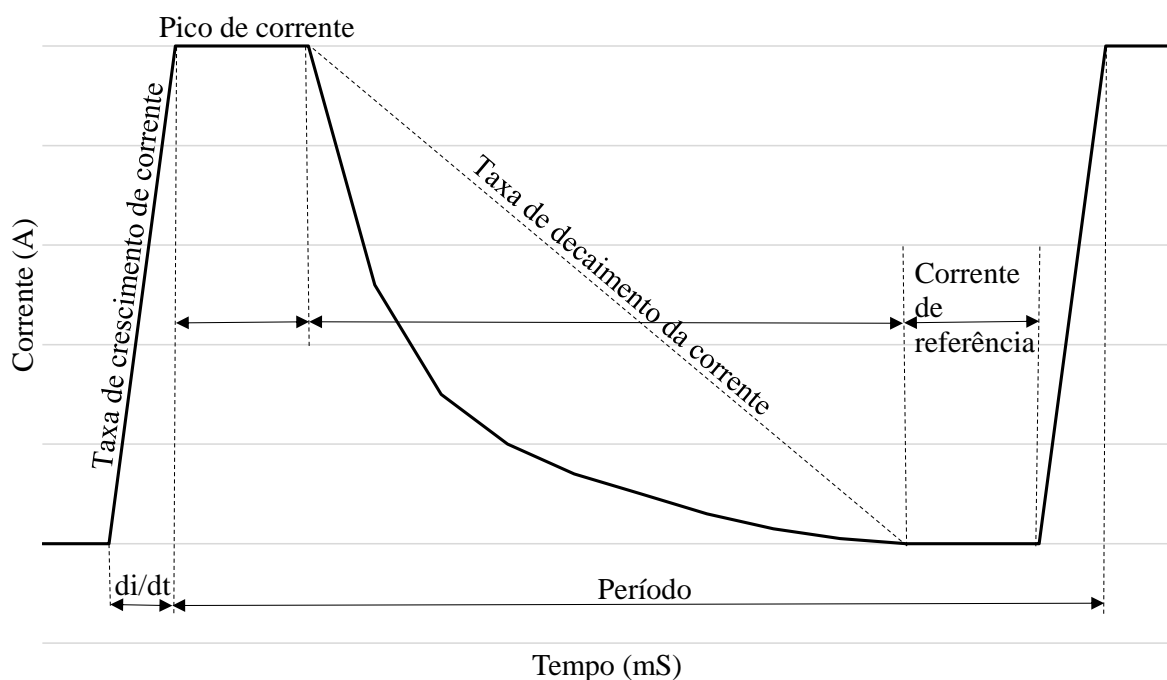


Fig. 2.8 – Forma de onda típica de corrente *spray* pulsada.

No processo MIG/MAG, uma vez que a máquina de solda é controlada como tensão constante, a velocidade de alimentação do eletrodo (arame sólido ou tubular) e o diâmetro do mesmo irão determinar o valor de corrente como apresentado na Fig. 2.9.

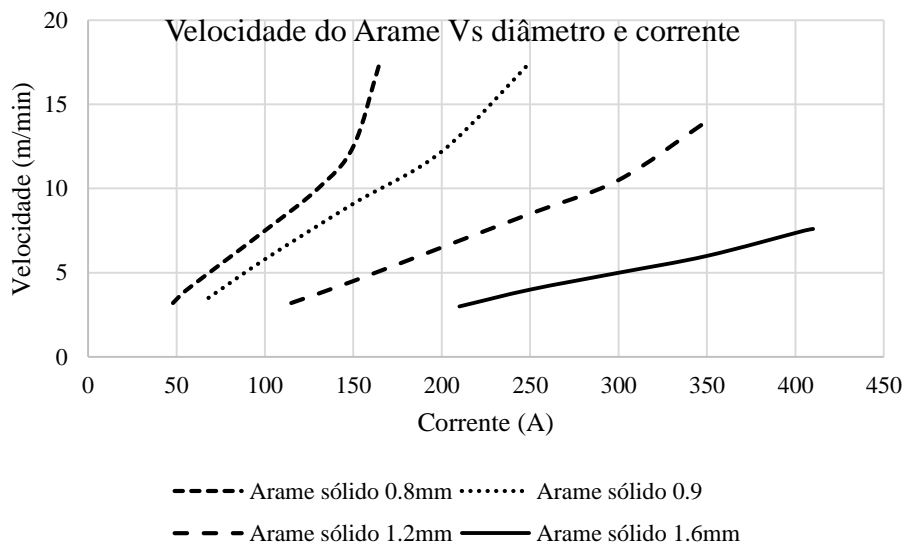


Fig. 2.9 - Velocidade de arame versus corrente.

Como pode ser observado para cada método de transferência de material existe uma combinação de tensão e velocidade de alimentação do eletrodo que resulta em um valor de corrente final. Essa corrente combinada com tensão resulta na potência que gera calor para fusão do material a ser soldado. Caso o calor resultante seja exacerbado o material base de soldagem pode ser danificado. Para evitar este problema a Fig. 2.10 representa uma combinação entre processo de transferência de material e espessura do material de base a ser soldado evitando assim este problema.

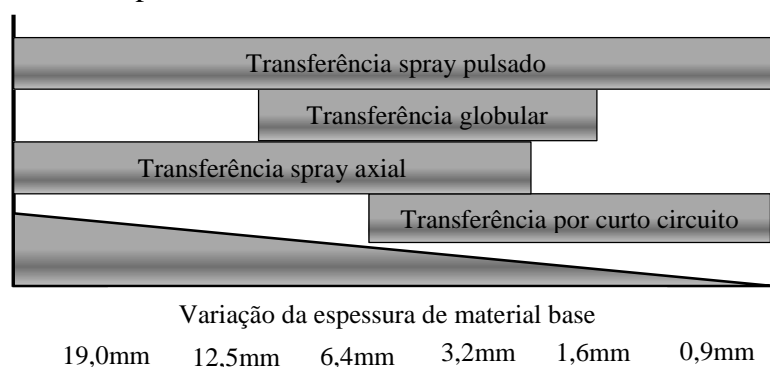


Fig. 2.10 – Processo de soldagem versus espessura de chapa a ser soldada

É importante destacar que os parâmetros básicos para garantir uma boa soldabilidade de uma máquina de soldagem são tensão de arco, que está intimamente associada ao comprimento do arco elétrico, corrente de arco elétrico, o consumível utilizado, polaridade da corrente de solda e a velocidade de fusão e deposição do material. Em geral, ainda é necessário

que a superfície a ser soldada esteja livre de impurezas como oxidações, graxas e tintas por exemplo [13].

Com base nesta variação da tensão de arco e corrente de soldagem, para o desenvolvimento da máquina de solda, que seja mono ou multi-processo (MMA, TIG MIG/MAG), foi padronizado equações que caracterizam a corrente de carga e a tensão de arco determinando a potência transferida em cada processo. Em [9] descreve-se que: para o processo MMA a tensão de arco convencional é quatro por cento da corrente de soldagem mais uma constante de vinte volts. No processo TIG a tensão de arco apresenta o mesmo percentual que o método MMA, porém a constante adicionada são dez volts. Já no processo MIG/MAG, é requerido cinco por cento da corrente de soldagem mais a constante de quatorze volts para a tensão de arco como apresentado nas equações (1), (2) e (3) respectivamente.

$$\text{MMA: } U_2 = [(0,04 * I_2) + 20]V \quad (2.1)$$

$$\text{TIG: } U_2 = [(0,04 * I_2) + 10]V \quad (2.2)$$

$$\text{MIG/MAG: } U_2 = [(0,05 * I_2) + 14]V \quad (2.3)$$

Assim, para o projeto de um bloco de potência de capacidade de corrente de 150A, o processo MMA é o de maior potência requerida e deve ser considerado para efeito de cálculos assim como os picos de corrente desejado para um boa ignição do arco elétrico.

2.3 Equipamentos de Soldagem a Arco

Assim como os processos de soldagem a arco foram desenvolvidos ao longo dos anos, as máquinas de solda também acompanharam o desenvolvimento tecnológico. A evolução da eletrônica de potência na área de dispositivos semicondutores de estado sólido e materiais magnéticos, contribuíram solidamente na redução de tamanho, aumento da eficiência energética e até mesmo na redução do custo final dos equipamentos de soldagem. Para caracterizar a evolução dos equipamentos nos próximos parágrafos são apresentadas as principais plataformas de equipamentos.

Em [15] as máquinas para soldagem a arco elétrico são caracterizadas como rotativas no caso de geradores acoplados à motores elétricos ou à combustão, as principais aplicações são em locais remotos no qual é difícil o acesso a eletricidade ou a mesma não está disponível. Já em outra vertente, tem-se as máquinas estáticas que são conversores de energia conectados diretamente a rede elétrica ou em alguns caso conectados a pacotes de bateria.

2.3.1 Geradores de soldagem

A Fig. 2.11 (a) e (b) são geradores de soldagem a arco elétrico com capacidade de corrente de 190A e 500A respectivamente, o gerador está acoplado em motor de combustão como fonte de energia primária a ser convertida. O diagrama de bloco que representa este equipamento em [9] é apresentado na Fig. 2.11 (c). Nessa linha das máquinas de soldagem, a evolução dos dispositivos semicondutores não contribuem para compactação destes equipamentos uma vez que operam em baixa frequência.

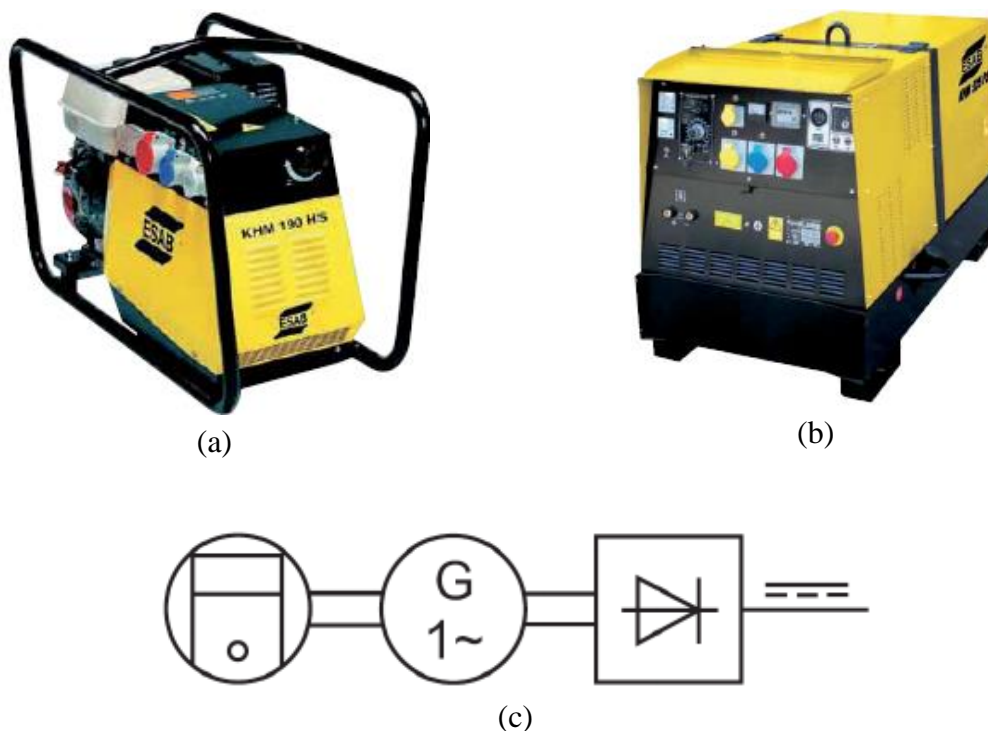


Fig. 2.11 – (a) gerador motor combustão 190A; (b) gerador motor combustão 500A; (c) diagrama de bloco.

2.3.2 Transformadores/Retificadores

A Fig. 2.12 (a) representa uma plataforma de máquinas de soldagem de corrente alternada, que são conectadas diretamente a rede elétrica e são baseadas na tecnologia de transformador de 50/60Hz com capacidade de corrente 250A/300A/400A. A corrente de soldagem é controlada pela variação de fluxo magnético entre as bobinas de primário e secundário, garantindo maior ou menor acoplamento magnético, por meio da variação de núcleo móvel apresentado na Fig. 2.12 (c).

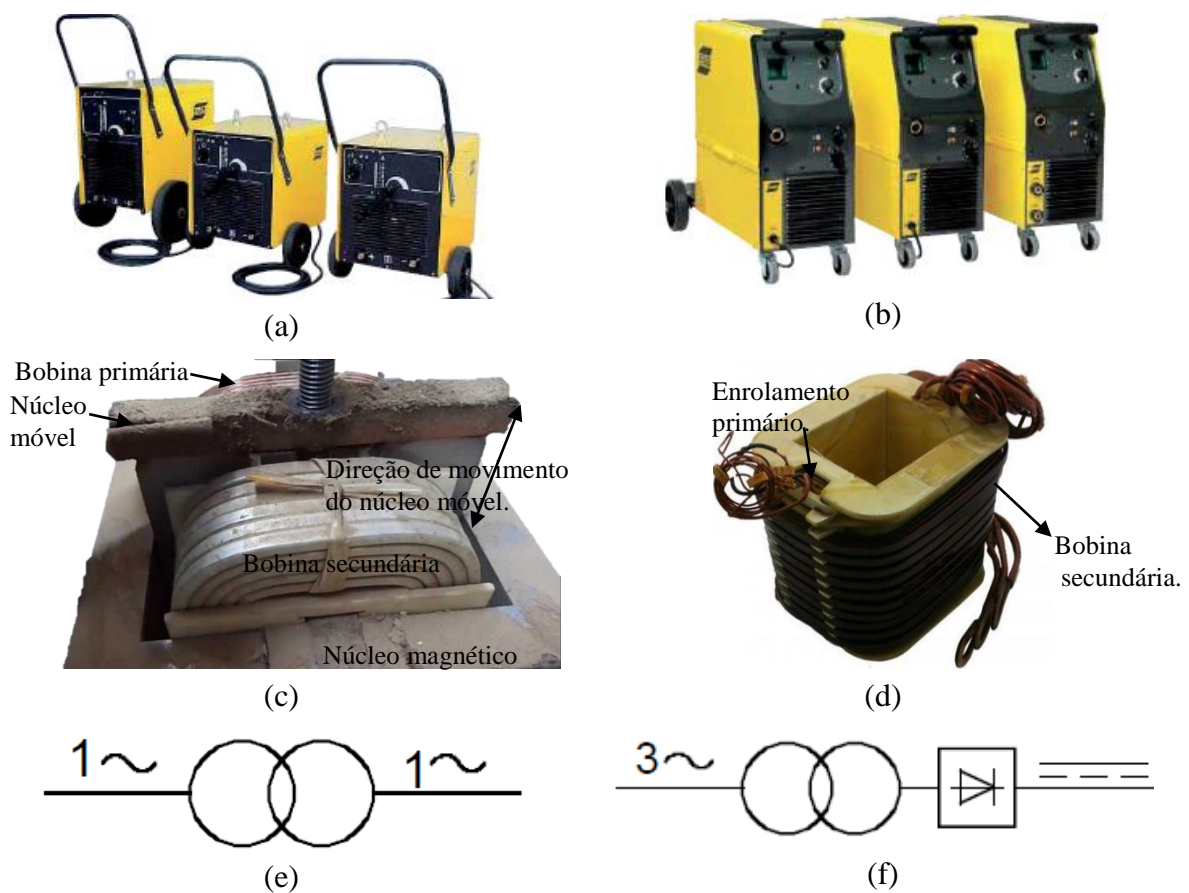


Fig. 2.12 – (a) transformadores 250A/300A/400A; (b) retificadores 170A/200A/250A; (c) transformador de núcleo móvel; (d) bobina primário envolvido; (e) diagrama de bloco transformador; (f) diagrama de bloco retificador.

A forma construtiva do transformador como ilustrada na Fig. 2.12 (c), onde as bobinas de primário e secundário encontram-se separadas, são tipicamente aplicadas para obter característica de operação como máquinas de soldagem de corrente constante destinadas ao

processo de soldagem MMA. O diagrama de bloco para este tipo de equipamento é apresentado na Fig. 2.12 (e).

Já as máquinas de soldagem da Fig. 2.12 (b) são conversores com transformador e retificador a diodo. A característica de construção típica do transformador é de núcleo envolvente e enrolamento de secundário envolvendo o enrolamento de primário tem a finalidade de garantir forte acoplamento magnético caracterizando a máquina como fonte de tensão constante como ilustrado na Fig. 2.12 (d). O nível de tensão de secundário é determinado pela relação de transformação entre as espiras de primário e secundário. Na Fig. 2.12 (f) é apresentado o diagrama de blocos para essa estrutura.

Ao fazer referência as máquinas de soldagem como corrente constante e tensão constante a Fig. 2.13 representam curvas típicas para estes equipamentos em acordo com a norma ISO 7000-0454.

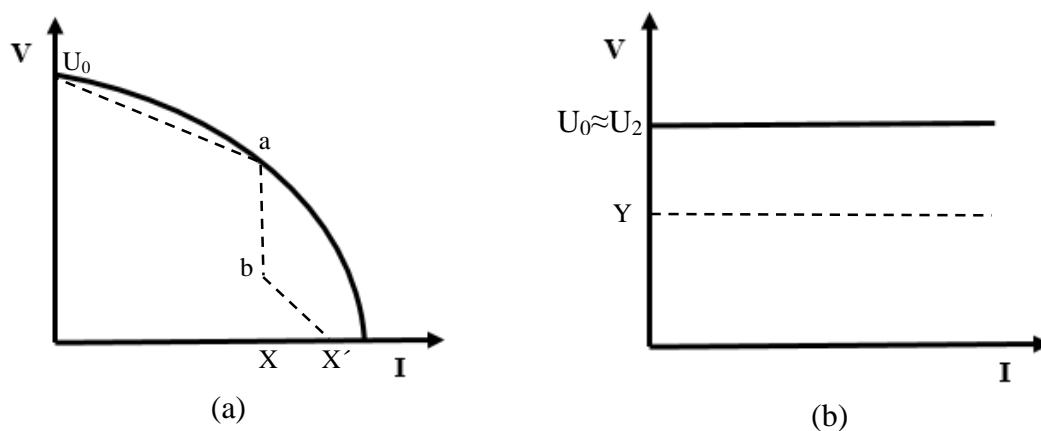


Fig. 2.13 – (a) curva típica corrente constante; (b) curva típica tensão constante

A Fig. 2.13 (a) representa a curva de máquinas de soldagem de característica de corrente constante. O ponto U_0 na curva representa a tensão de circuito aberto da máquina. O segmento de reta " U_0 -a" representa a taxa de crescimento da corrente até que a corrente desejada " X " seja atingida. O valor da corrente de soldagem " X " foi ajustada por meio da posição mecânica do núcleo móvel e no segmento de reta "a-b" a máquina comporta-se como fonte de corrente constante uma vez que a tensão de arco U_2 varia e a corrente não. Para valores de tensão U_2

menores que "b" a corrente irá crescer até o valor máximo X' . O valor de X' é proporcional a corrente de curto-circuito considerada no projeto do transformador. Vale ressaltar que para essa aplicação o valor típico da corrente de curto-circuito do transformador pode variar entre 1,5 à 2 vezes a corrente nominal do mesmo.

A Fig. 2.13 (b) representa a curva da máquina com característica de tensão constante e como descrito anteriormente a tensão de circuito aberto U_0 , de amplitude Y , é determinada pela relação de transformação do transformador. Para variar a relação de transformação é utilizado uma chave seletora no primário do transformador como ilustrado no diagrama de blocos na Fig. 2.14 (a). Já a Fig. 2.14 (b) ilustra a chave seletora tipicamente utilizado para essa aplicação. O nível de corrente de soldagem como descrito na seção 2.2, é determinado pelo diâmetro do eletrodo utilizado para fechar o circuito elétrico e a velocidade de alimentação do mesmo. Vale ressaltar que esses equipamentos trabalham em malha aberta sem nenhum tipo de realimentação para controle de corrente ou tensão.

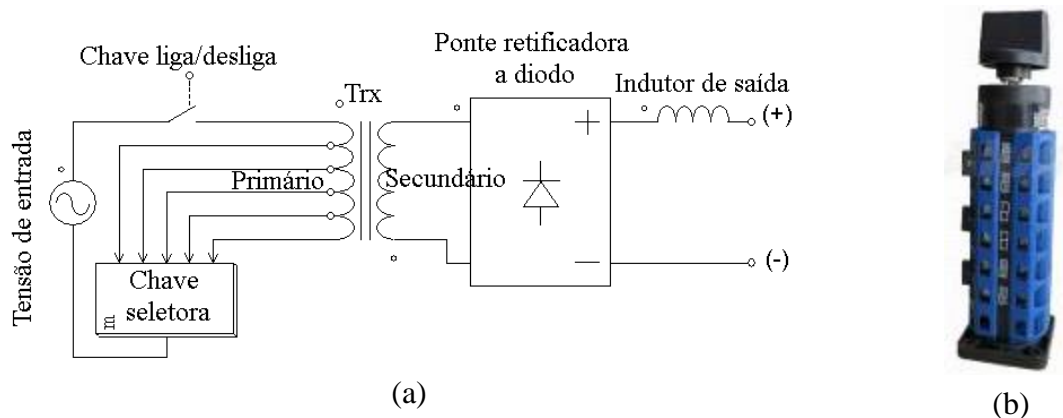


Fig. 2.14 – (a) diagrama de bloco com chave seletora de relação de transformação; (b) chave seletora

2.3.3 Transformador com Retificador Tiristorizado/Chopper/Inversor

A Fig. 2.15 (a) representa um retificador de soldagem de 500A com ponte retificadora tiristorizada para controle do fluxo de potência. Já na Fig. 2.15 (b), a máquina é também composto por um transformador de baixa frequência, porém no secundário está presente uma ponte retificadora a diodos alimentando um conversor *buck* para fazer o controle do fluxo de

potência operando em uma frequência de poucos quilo-hertz. O diagrama de bloco para ambos equipamentos em acordo com [9] é ilustrado na Fig. 2.12 (d). Já na Fig. 2.15 (c) é mostrado o diagrama de maior detalhamento para o conversor chopper. Como pode ser observado está presente malhas de realimentação tanto de corrente quanto de tensão. Com o sistema realimentado, é possível atuar na modulação da largura do pulso de controle de forma que garante uma maior estabilidade do arco elétrico de soldagem. Ainda, passou-se a implementar equipamentos com características tanto de tensão constante e corrente constante, caracterizando o equipamento como multiprocesso.

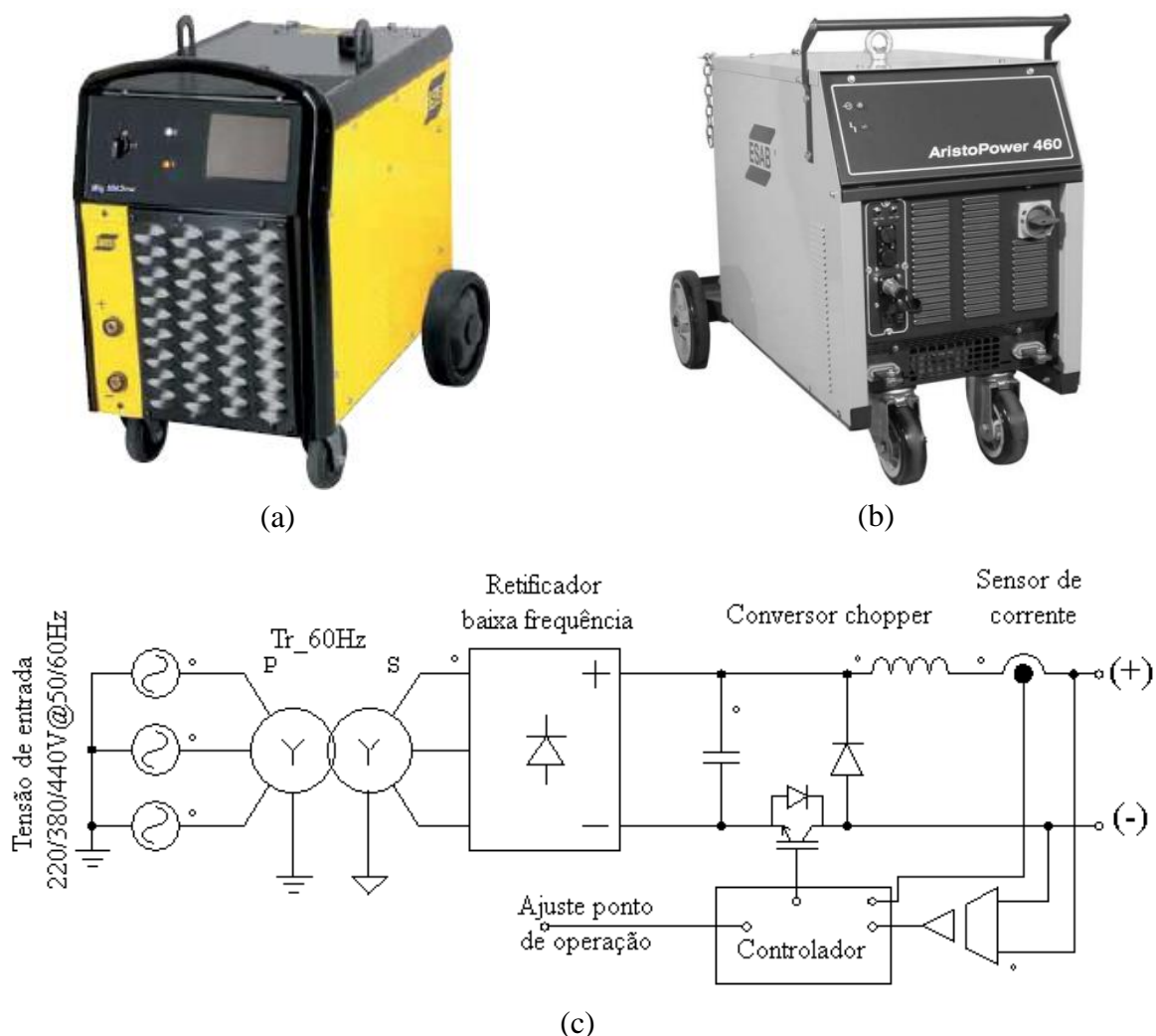


Fig. 2.15 – (a) retificador 550A com ponte tiristorizada; (b) chopper 500A; (c) diagrama de bloco conversor chopper.

A partir da máquina com o conversor *buck* no secundário, evoluiu-se para a máquina de soldagem com elo c.a. de alta-frequência, sendo esse equipamento caracterizado como

inversor de soldagem. Esse tipo de construção com elo c.a, em dezenas de quilo-hertz, que é o caso do equipamento da Fig. 2.16 (a), a frequência de chaveamento é de 22kHz e tem capacidade de corrente de 500A e potência 20kW. A construção desse tipo de equipamento foi possível a partir dos dispositivos IGBTs de Si, trazendo para o sistema portabilidade, compactação e redução de peso. Da mesma forma que para os equipamentos tiristorizados e chopper, o processo de realimentação está presente garantindo diferentes modos de operação. O diagrama de bloco é apresentado na Fig. 2.16 (b).

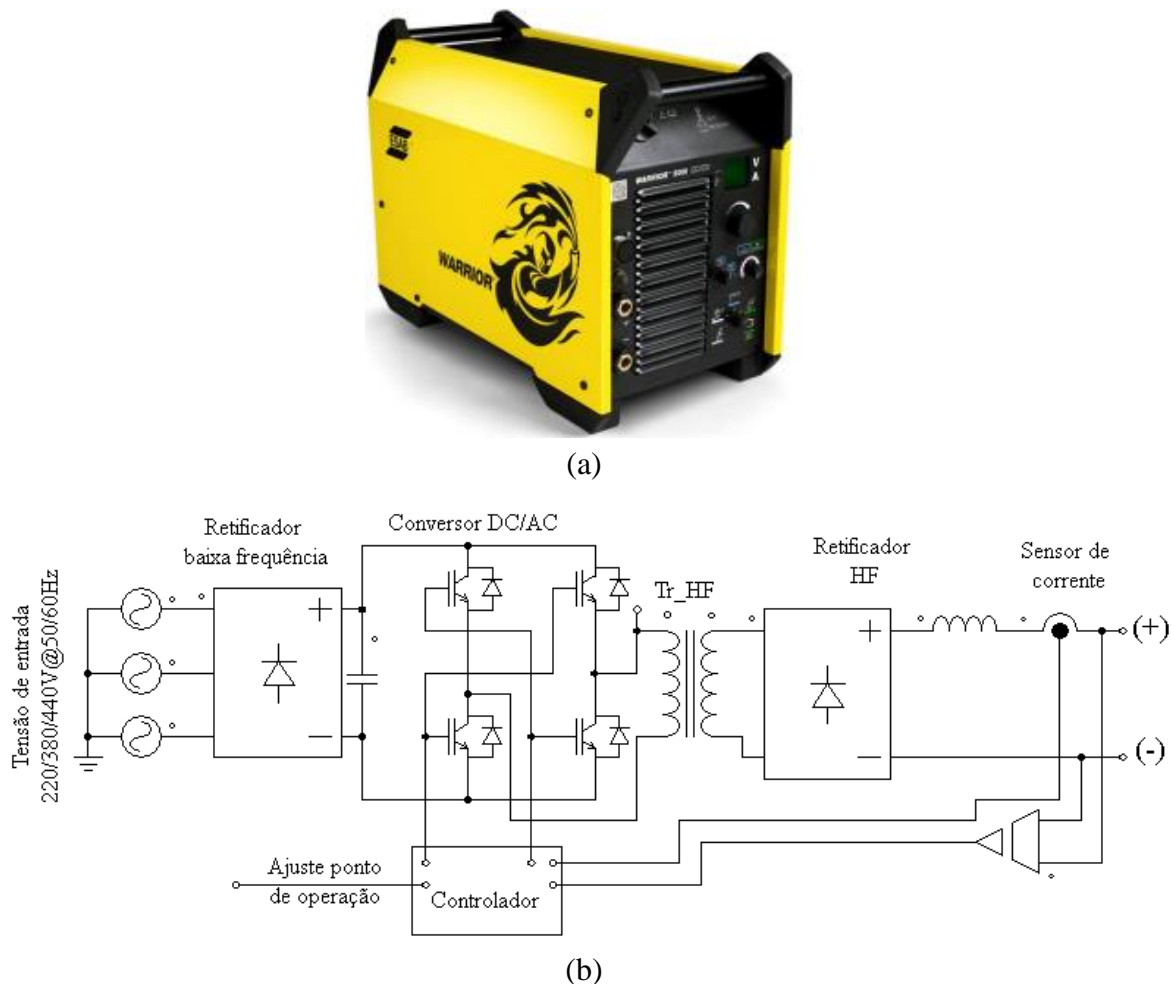


Fig. 2.16 – (a) inversor 500A; (b) diagrama de bloco inversor.

A Tab. 2.3 mostra dados dos equipamentos apresentados, ilustrando o significativo ganho em peso e volume para as máquinas de soldagem, que passaram a ser desenvolvidas com tecnologia inversora. Ainda, é destacado os equipamentos Mig C170 de tecnologia

retificadora de baixa frequência com capacidade de corrente de 170A e peso 63kg, o conversor de tecnologia chopper de capacidade de corrente de 500A e peso 194kg e por fim a máquina de soldagem de tecnologia inversora warrior com elo c.a. de alta frequência de 500A de capacidade de corrente e peso 52kg. Como pode ser observado, o elo c.a. de alta frequência proporcionou um ganho de aproximadamente 400% em redução de peso quando comparado com o equipamento Mig 502c, e ainda a redução de peso proporcionada, caracteriza o equipamento warrior mais leve que o equipamento Mig C170 como destacado na referida tabela.

Tab. 2.3 - Característica técnica de máquinas de soldagem de diferentes tecnologias e capacidades de corrente

Máquina	I ₂ (A)	P ₂ (kW)	D (CXLXA) dm	P(kg)	V(dm ³)	kW/l	Tec.
KMH 190 HS	190	5,25	9,1X5,25X6,12	115	292,4	1,8e ⁻²	G
KHM 525PS	500	20	17,2X9,8X11,1	750	1871	1,07e ⁻²	G
Arc 250	250	7,5	5,1X5,44X6,15	98	170,6	4,4e ⁻²	T
Arc 300	300	9,6	5,1X5,44X6,15	105	170,6	5,63e ⁻²	T
Arc 400	400	14,4	5,7X5,6X7,7	158	245,8	5,86e ⁻²	T
Mig C 170	170	3,83	8,6X4,2X7,3	63,5	263,7	1,45e ⁻²	R
Mig C 200	200	4,8	8,6X4,2X7,3	72,5	263,7	1,82e ⁻²	R
Mig C 250	250	6,63	8,6X4,2X7,3	82	263,7	2,51e ⁻²	R
Mig 502 c	500	19,5	8,3X6,4X8,35	194	443,6	4,4e ⁻²	C
Warrior 500	500	20	7,12X3,25X4,7	52	108,8	18,4e ⁻²	I

Diante deste cenário, desde o ano 2000 vem acontecendo naturalmente a substituição das máquinas de soldagem a arco elétrico de tecnologia convencional por máquinas de tecnologia inversora.

Com o advento dos dispositivos MOSFET de SiC novas oportunidade já estão sendo geradas uma vez que frequências de chaveamento de centenas de kilohertz podem ser atingidas em comutação dissipativa para o projeto do elo c.a. de alta-frequência.

2.4 Sumário

Neste capítulo foi apresentada a evolução cronológica dos processos de soldagem a arco elétrico assim como os principais contribuintes para o desenvolvimento desta tecnologia. Ainda foram destacados os diferentes tipos de eletrodos que são materiais consumidos nos processos de soldagem e responsáveis pelo fechamento do circuito elétrico para circulação da corrente de solda. Para os processos de soldagem MMA e TIG, as máquinas de solda comportam-se como uma fonte de corrente constante. Já para o processo MIG/MAG, as máquinas comportam-se como fonte de tensão constante e a corrente de soldagem será determinada pelo diâmetro do eletrodo e velocidade de alimentação do mesmo.

Com o advento dos IGBTs as máquinas de soldagem passaram a ser projetadas com elo c.a. de alta frequência favorecendo o desenvolvimento dos componentes magnéticos compactos. Assim, houve um ganho significativo na redução de peso e volume para estes equipamentos. Com a disponibilidade dos dispositivos de semicondutores de banda larga, a expectativa é que um novo patamar em compactação seja atingido para as máquinas de soldagem a arco elétrico.

3. Alternativas Tecnológicas de Conversores Estáticos

Nesse capítulo é feita uma análise das três principais topologias de conversor c.c.-c.c. com isolamento que são conversor *forward* com dois transistores, conversor meia ponte e conversor em ponte completa com os dispositivos de chaveamento operando em comutação dissipativa. Ainda é apresentada uma visão geral sobre os conversores ressonantes que operam em comutação suave por zero de corrente (ZCS) ou zero de tensão (ZVS), seguido por análise de dispositivo de banda larga. Finalizando o capítulo, descreve-se sobre os transformadores de alta frequência convencionais, coaxiais, planares e tipos de material magnético.

3.1 Conversor CC-CC com Isolamento

Os conversores c.c.-c.c. têm sido amplamente utilizados nas últimas três décadas em diferentes níveis de potência. Esses são divididos em duas categorias principais que são modulação por largura de pulso em comutação dissipativa e os conversores ressonantes com chaveamento suave. As funções dos conversores c.c.-c.c. são de converter uma tensão de entrada c.c. de amplitude V_i em uma tensão de saída c.c. de amplitude V_0 , fazer a regulação da tensão de saída V_0 para variações de carga e tensão de alimentação, reduzir a tensão de *ripple* na saída conforme os níveis de projeto, isolar através de transformador a tensão de alimentação V_i e a tensão de carga. Vale ressaltar que algumas vezes a isolamento não se faz necessária.

Como principais características operacionais, deseja-se eficiência elevada, poucos componentes para construção do conversor, frequência de operação constante e simples controle.

Para aplicação nos equipamentos de soldagem a arco elétrico, encontram-se três topologias clássicas de conversores c.c.-c.c. com isolamento que são conversor *forward* com dois transistores, o conversor meia ponte e conversor em ponte completa, sendo a operação típica a comutação dissipativa utilizando dispositivos IGBTs ou MOSFETs de Si.

Na Fig. 3.1 é apresentada a estrutura do conversor *forward* com dois transistores. O seu princípio de funcionamento é a partir de uma fonte c.c. e com um pulso de controle aplicado simultaneamente nas chaves S1 e S2 para ligamento, isso implica em um pulso de tensão UPI no primário de Tr1. Durante esse intervalo, há transferência de potência do primário para o secundário e neste instante o diodo D3 é diretamente polarizado resultando em uma corrente de carga. Com o desligamento de S1 e S2 por um pulso de borda negativa, a corrente de desmagnetização $iM(t)$ polariza os diodos D1 e D2 responsável por reiniciar o fluxo magnético do ciclo de histerese no núcleo do transformador. Nesse momento o diodo D4 está diretamente polarizado e garante a circulação de corrente na carga. Para este conversor o transformador é utilizado somente no primeiro quadrante do ciclo de histerese. Assim, o ciclo máximo D de transferência de potência é 0,5 e outro 0,5 do tempo é destinado a garantir completa desmagnetização do núcleo. Porém, na prática por efeito de segurança, D deve ser menor ou igual 0,45. Na Fig. 3.2 é apresentado o mapa de estado no processo de chaveamento deste conversor.

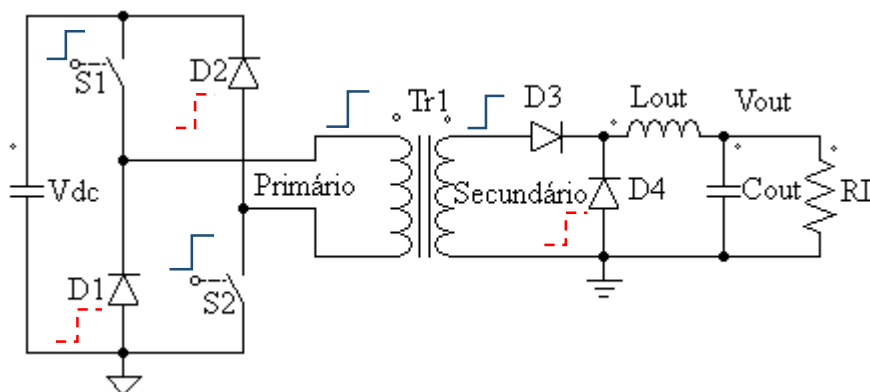


Fig. 3.1 – Estrutura CF2T.

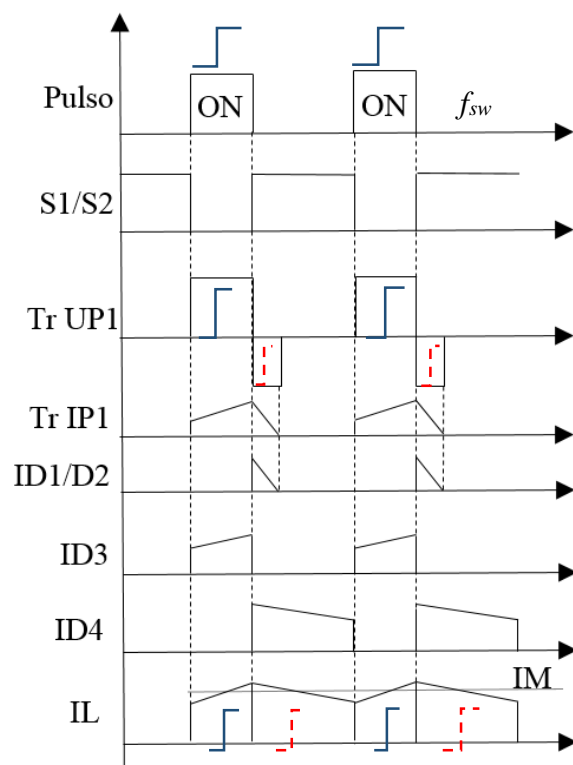


Fig. 3.2 – Mapa de estado no CF2T.

A Fig. 3.3 mostra a estrutura do conversor meia ponte. O processo de chaveamento requer dois pulsos de controle distintos para o funcionamento adequado do mesmo. Pode-se dizer que esses pulsos operam com deslocamento de fase uma vez que quando a chave S1 está ligado, a chave S2 encontra-se desligada. Ainda para garantir a ausência de curto circuito do barramento c.c., durante o processo de comutação, é introduzida a condição de tempo morto. Assim, aplica-se um tempo máximo de condução para S1 e S2 equivalente a 0,45, fator que favorece transferência de potência do transformador no primeiro e terceiro quadrante do ciclo de histerese. A soma dos tempos de condução é de 0,9 caracterizando o tempo morto de 0,1. Diante deste processo de comutação das chaves S1 e S2, quando a chave S1 está ativada e S2 desligada, haverá circulação de corrente no primário do transformador fluindo uma corrente de deslocamento por meio de C2. Nessa situação, com a polarização do transformador adequada, o diodo D4 encontra-se diretamente polarizado sendo responsável pela circulação de corrente na carga. Já quando S2 é ligado e S1 desligado, a corrente de primário é invertida e circula através de C1. Para este ciclo D3 está diretamente polarizado e fornece corrente para a carga.

O nível de tensão aplicado no primário do transformador é $V_{dc}/2$, o que implica em menores perdas no transformador. Nesse processo de chaveamento, a frequência de operação das chaves S1 e S2 quando refletida para o secundário, após a retificação, é igual a duas vezes a frequência fundamental, como pode ser observado na Fig. 3.4.

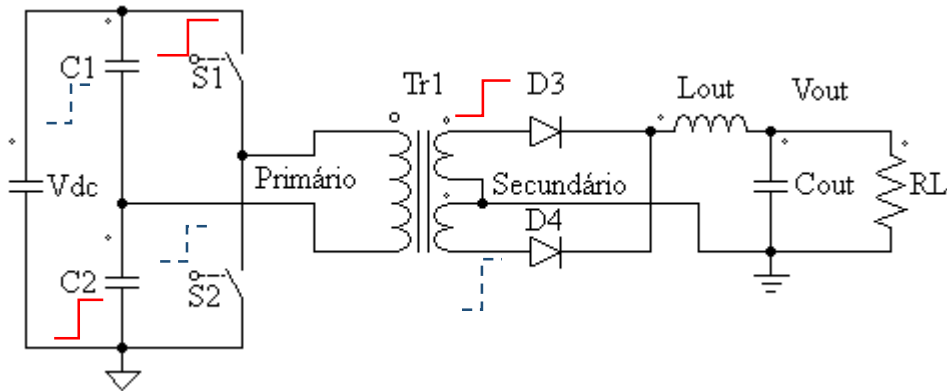


Fig. 3.3 – Estrutura CMP.

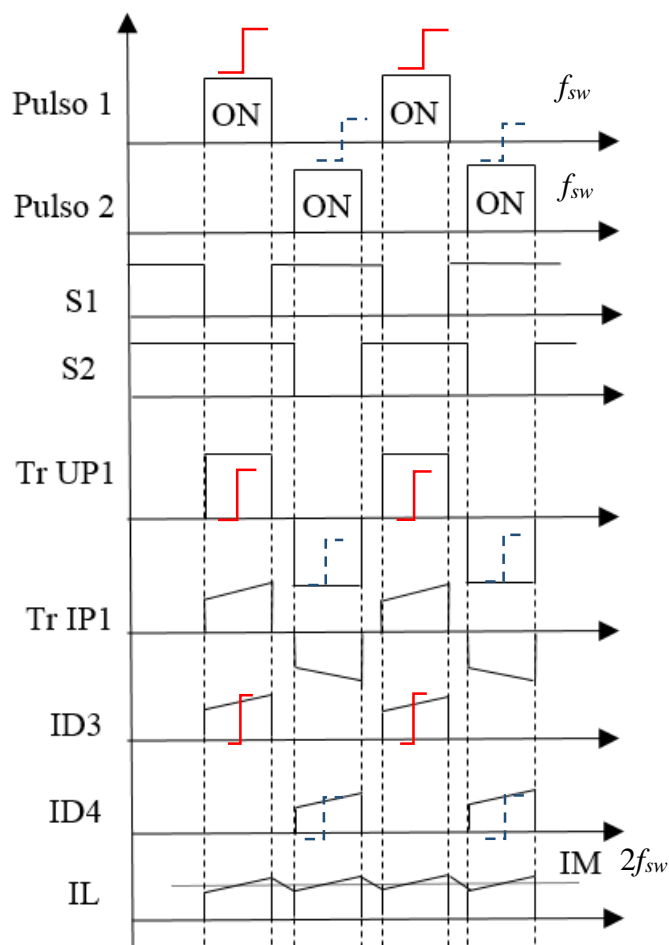


Fig. 3.4 – Mapa de estados CMP.

A Fig. 3.5 ilustra a estrutura do conversor em ponte completa. Similarmente ao conversor meia ponte, dois pulsos distintos em deslocamento são necessários. Nessa estrutura o primário do transformador é energizado com a tensão nominal do barramento c.c., sendo que a tensão nos terminais do transformador é invertida em função do processo de chaveamento. Um pulso é aplicado simultaneamente nas chaves S1 e S4, enquanto S2 e S3 encontram-se desligadas. O diodo D3 está diretamente polarizado, permitindo circulação de corrente pela carga. Durante esse período, D4 está reversamente polarizado. No segundo momento, quando S1 e S4 são desligadas e S2 e S3 ligadas, a polaridade da tensão no primário do transformador é alterada, de forma que D4 entra em modo de condução, garantindo circulação de corrente na carga.

Nesse processo de circulação de corrente na carga, a relação de transformação do transformador, determina o nível de corrente que circula nas chaves. Após a retificação de D3 e D4, a frequência de operação do indutor de saída é igual a duas vezes a frequência de chaveamento do conversor principal. A Fig. 3.6 mostra o mapa de estados para o conversor em ponte completa, similar ao conversor meia ponte, mas com diferenças apenas nas amplitudes.

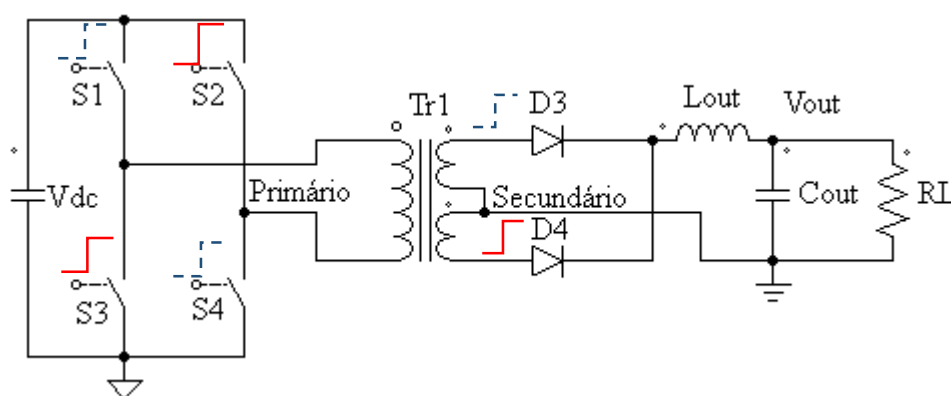


Fig. 3.5 - Conversor PC.

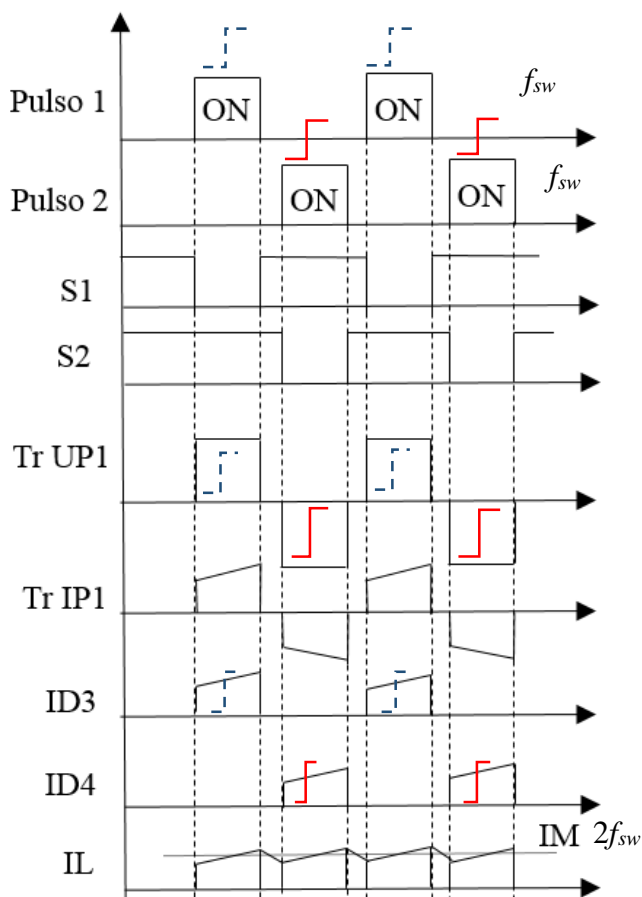


Fig. 3.6 – Mapa de estados CPC.

Com objetivo de melhor visualização das grandezas de tensão, corrente e pulsos de controle para seleção da topologia a Tab. 3.1 foi montada.

Analisando os dados apresentados na Tab. 3.1, pode-se concluir que os estresse de corrente e tensão nas chaves controladas dos três dispositivos são iguais. Porém, quando se compara os diodos D1 e D2 do CF2T com os capacitores C1 e C2 do CMP e S2 e S3 do CPC, os diodos são de menor custo entre estes componentes. Por outro lado, o transformador CMP e CPC operam no primeiro e terceiro quadrante do laço de histerese favorecendo assim a transferência de potência em sistemas de potência elevada. O circuito de *gate driver* e controle para o CF2T são os que apresentam menor número de componentes e por consequência menor custo. Para os dispositivos de secundário, não há diferenças significativas, mas a frequência de operação do indutor é igual a duas vezes a frequência fundamental de operação do conversor.

Tab. 3.1 - Comparativo tensão corrente nos dispositivos dos conversores CF2T, CMP e CPC

Parâmetros	CF2T	CMP	CPC
Quantidade cap. HF	1	2	1
<i>f_{out}/f_{sw}</i>	1	2	2
Max. tensão em S	V _{cc}	V _{cc}	V _{cc}
Max corrente em S	I ₂ *(N ₂ /N ₁)	I ₂ *(N ₂ /N ₁)	I ₂ *(N ₂ /N ₁)
Quantidade S	2	2	4
Quantidade D Pri.	2	0	0
Quantidade D Sec.	2	2	2
Max corrente D Sec.	I ₂	I ₂	I ₂
Max tensão D Sec.	V _{cc} *(N ₂ /N ₁)	(V _{cc} /2)*(N ₂ /N ₁)	V _{cc} *(N ₂ /N ₁)
Max tensão Tr. Pri.	V _{cc}	V _{cc} /2	V _{cc}
Max D	0,45	0,9	0,9
Quadrante Tr.	1	2	2
<i>Gate Driver</i>	1	2	2
Pulso de controle	1	2	2

Sob a ótica de confiabilidade, o CF2T não coloca o barramento c.c. em curto circuito por geração de pulsos indesejados ou devido à problema de compatibilidade eletromagnética. Entretanto, no caso de acionamento errado das chaves para os conversores PC e MP, o barramento c.c. pode ser curto-circuitado, ocasionando a queima das chaves e redução da vida útil dos capacitores.

3.2 Caracterização do Processo de Comutação e Conversores

Ressonantes

Para a seleção da frequência de chaveamento de um conversor, é importante ter o processo de chaveamento caracterizado.

Os avanços na eletrônica de potência desde 1980 não concentraram apenas na evolução dos dispositivos semicondutores, mas também em novas topologias, técnicas de controle e

materiais magnéticos. Em 1970 quando os MOSFETs já operavam em 100kHz mas com a capacidade de bloqueio de tensão menor que 100V [16], os dispositivos de chaveamento tinham que ligar e desligar a corrente de carga dentro de curto intervalo de tempo. Esse tempo de chaveamento é intimamente dependente das capacitâncias de entrada dos dispositivos IGBTs e MOSFETs. Na Fig. 3.7 são ilustradas as capacitâncias parasitas destes dispositivos, onde $C1+C2$ é a capacitância de entrada, $C1+C3$ é a capacitância de saída e a capacitância reversa equivalente a $C2$. Vale ressaltar que o tempo de chaveamento pode ser reduzido em função do pico de corrente do *gate driver* e também do valor do resistor de *gate* [17].

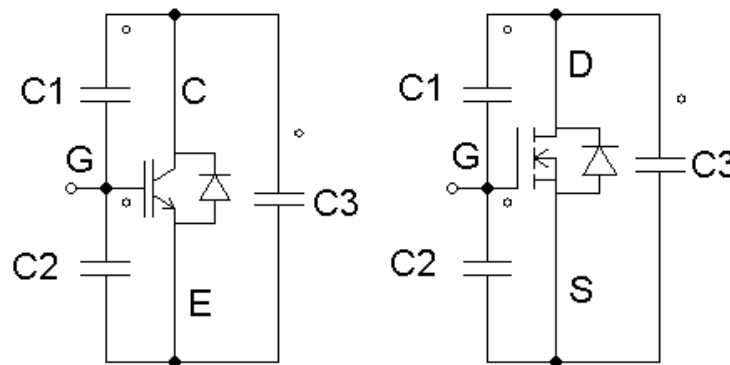


Fig. 3.7 – Capacitância parasitas IGBT e MOSFET

Para cada transição de estado, ou seja ligar e desligar o dispositivo, está associada a esse processo uma quantidade de energia que caracteriza as perdas de chaveamento por (3.1):

$$P_{f_{sw}} = (E_{on} + E_{off}) * f_{sw} \quad (3.1)$$

sendo que quanto maior o número de vezes que os dispositivos alterarem o seu estado dentro de um intervalo de tempo, maior será o valor das perdas de chaveamento e, conseqüentemente, haverá maior geração de calor que precisará ser dissipada. Vale ressaltar que além das capacitâncias parasitas que impactam no tempo de chaveamento e no aumento das perdas, quanto maior o valor de corrente e tensão a serem manipulados, maior é a energia demanda, acarretando em uma maior geração de calor, sendo limitada pela temperatura máxima de junção do dispositivo e que algumas vezes são proibitivas aos mesmos.

O estresse causado no dispositivo devido ao alto valor de tensão e corrente caracterizou esse processo como comutação dissipativa que está associado a elevada perda total. Até a década de 70 chaveamento por largura de pulso foi predominante. A esse processo de chaveamento, estão associadas elevadas taxas de dv/dt e di/dt , que são aplicadas em indutores e capacitores parasitas em circuito de potência e são também responsáveis pela origem de problema de interferência eletromagnética. A Fig. 3.8 (a) ilustra chaveamento típico sem elementos parasitas em um circuito e a Fig. 3.8 (b) com oscilações representam chaveamento com elementos parasitas.

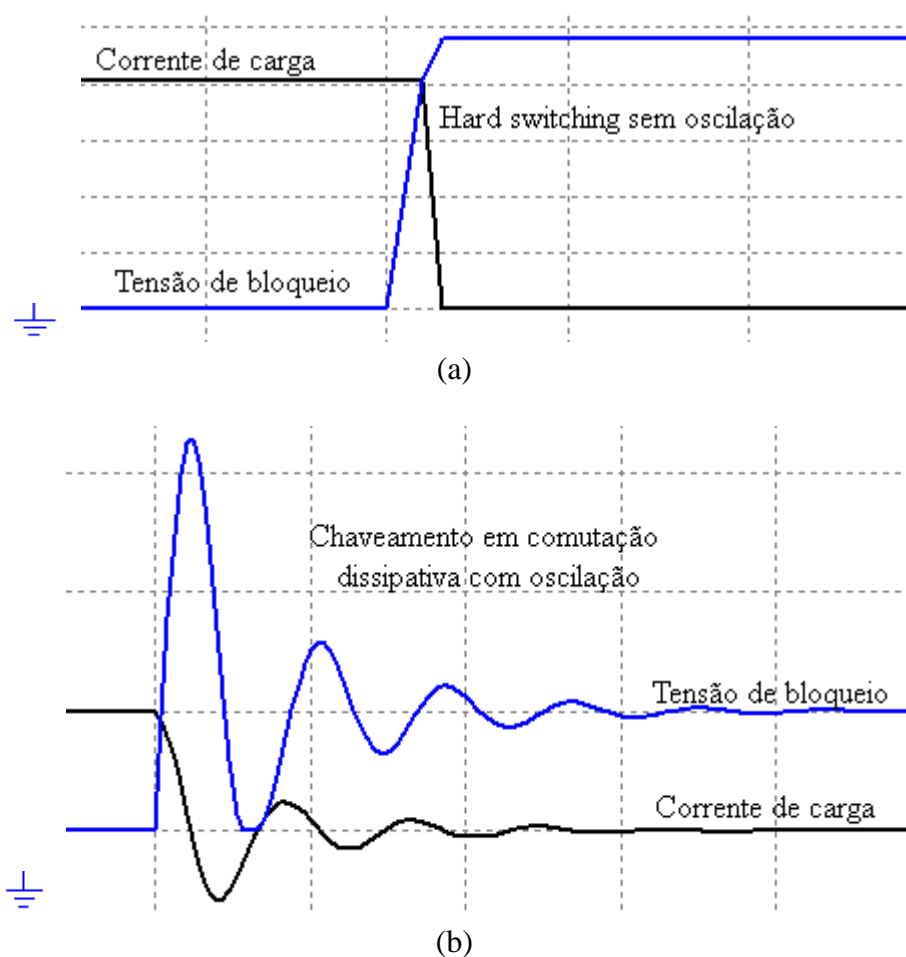


Fig. 3.8 – (a) chaveamento comutação dissipativa; (b) chaveamento comutação dissipativa com oscilação

Para reduzir a oscilação presente nesse processo é necessária a utilização de um circuito de auxílio à comutação (*snubber*). Com o *snubber* implementado, as perdas nos dispositivos

são reduzidas, uma vez que as oscilações são eliminadas ou amortecidas e ainda o problema de compatibilidade eletromagnética é minimizado. A Fig. 3.9 representa circuito de *snubber* composto por elementos passivos, capacitor, indutor, resistor e diodo.

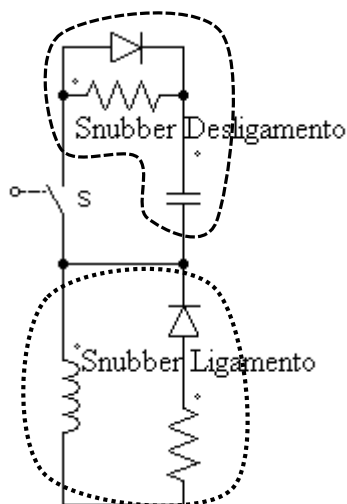


Fig. 3.9 – Circuito snubber com elementos passivos [18].

É importante ressaltar que as perdas associadas ao processo de chaveamento são transferidas dos dispositivos de potência para o circuito de *snubber* não proporcionando redução das perdas totais no conversor [18].

Durante a década de 80 e 90 houve um esforço significativo da comunidade científica para desenvolvimento de conversores ressonantes. A idéia principal era associar circuitos tanques ressonantes nos conversores para criar formas de ondas de tensões e correntes senoidais com o objetivo de implementar comutação suave, caracterizada por tensão nula, ZVS ou corrente nula, ZCS.

A Fig. 3.10 ilustra trajetórias típicas para os dispositivos de chaveamento em comutação dissipativa, comutação dissipativa com *snubber* e comutação suave. Como pode ser observado na referida figura, que é o lugar geométrico para os processo de chaveamento, a técnica de comutação dissipativa é a que proporciona maior estresse nos dispositivos assim como as perdas associadas. Já o chaveamento com o *snubber*, o estresse é reduzido em função da redução das oscilações que podem estar presentes devido a presença de elementos parasitas e o

chaveamento ressonante que apresenta menores perdas associadas em função da técnica de chaveamento implementada que será explicado posteriormente.

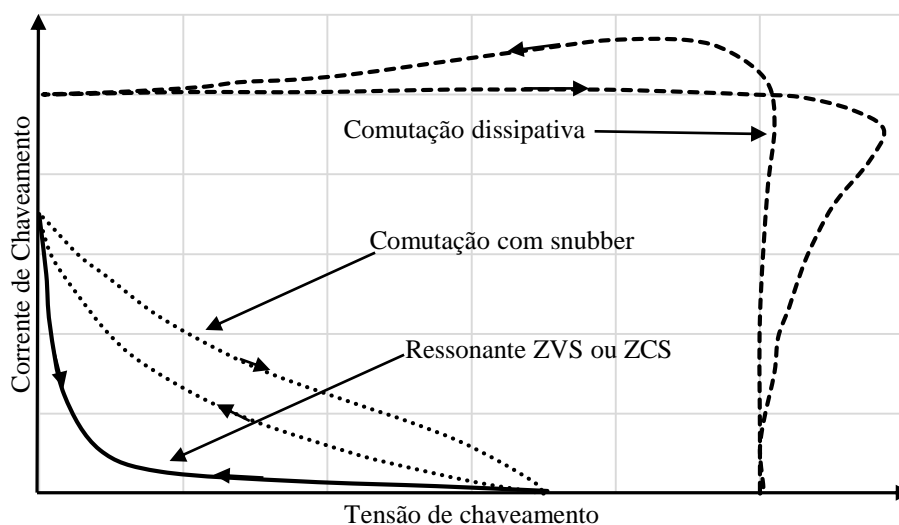


Fig. 3.10 - Trajetória típica de dispositivos de chaveamento [18].

A Fig. 3.11 representa o mapa de opção para o projeto de conversores c.c.-c.c. ressonante.

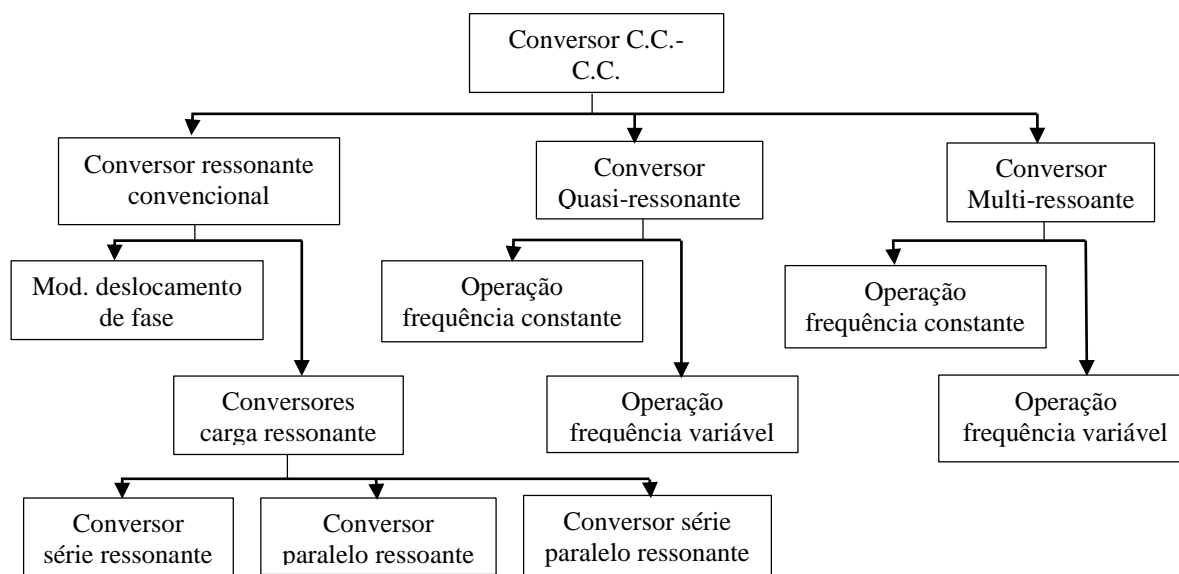


Fig. 3.11 - Mapa conversores ressonantes [19].

A principal característica para utilização do conversor ressonante é operar com frequência de chaveamento em centenas de kilo-hertz para que os componentes magnéticos possam ter o tamanho reduzido e elevada densidade de potência seja atingida. Entretanto, os conversores ressonantes necessitam trabalhar com modulação de frequência para controle do fluxo de potência, implicando em diferentes frequências de chaveamento para diferentes níveis

de carga. Assim, o projeto do filtro para compatibilidade eletromagnética e as técnicas de controle são complexos.

O conversor ressonante com forma de onda quase senoidal apresenta significativo pico de corrente acarretando no aumento da perda de condução, fator que pode penalizar no ganho do aumento da frequência de chaveamento [17]. Por outro lado, se o conversor ressonante apresentar somente um ponto de operação, os componentes de ressonância podem ser projetados para obter alto valor de eficiência para o mesmo. Em contra-partida, é extremamente difícil otimizar esses elementos para uma boa performance em casos que acontecem variação de tensão de alimentação e carga. Geralmente na operação a vazio, os conversores ressonantes apresentam baixo rendimento em função de altas correntes que podem circular no circuito tanque.

A última geração dos conversores ressonantes utilizam técnicas dos conversores que utilizam o PWM permitindo que a ressonância ocorra em um intervalo de tempo dt antes do ligamento do dispositivo e do desligamento do mesmo, criando assim a condição de ZVS e ZCS. A Fig. 3.12 (a) e (b) representam possibilidade de configuração dos dispositivos para o processo de chaveamento ZC e ZV respectivamente.

Para que aconteça o ZC um indutor L_r precisa ser posicionado em série com a chave S e se S é uni-direcional, o conversor irá ressonar somente no ciclo positivo denominado de meia onda. Caso S tenha um diodo em anti-paralelo, a corrente circulará nas duas direções proporcionando ressonância nos ciclo positivo e negativo denominado de onda completa. Desta forma, no ligamento de S a corrente será incrementada lentamente a partir de zero e oscilará na frequência de ressonância de L_r e C_r . Já para a configuração ZV um capacitor C_r é montado em paralelo com a chave S e se S é uni-direcional, a tensão através de S pode oscilar nos semi-ciclos positivo e negativo caracterizando como onda completa. Porém caso S seja bi-direcional

a tensão de oscilação do capacitor será grampeada em zero pelo diodo no semiciclo negativo caracterizando a operação como meia onda.

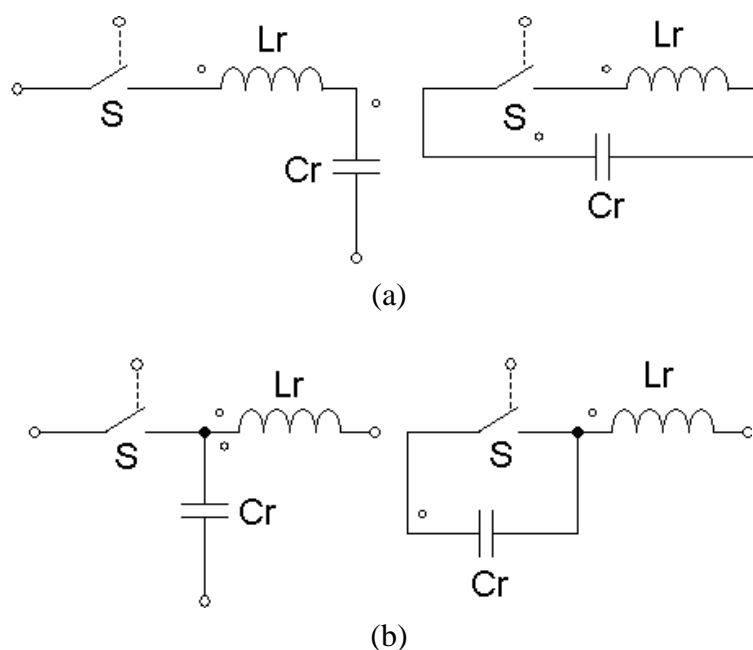


Fig. 3.12 – (a) configuração chaveamento ZC; (b) configuração chaveamento ZV.

Quando os conversores convencionais controlados por PWM tem suas chaves substituídas pelas estruturas apresentadas na Fig. 3.12 (a) e (b) são caracterizados como conversores *quasi*-ressonantes. Sendo que a regulação da tensão de saída é conseguida variando a frequência de chaveamento.

Quando a técnica ZC é implementada o resultado esperado é eliminar a perda de chaveamento no desligamento e redução da perda no ligamento [19]. Assim é extremamente favorável aplicar ZC para os dispositivos IGBTs uma vez que estes apresentam significativa corrente de cauda devido o tempo de recombinação das cargas no processo de desligamento do mesmo. Já a técnica ZV tem como objetivo eliminar a perda de chaveamento que é associada ao processo de ligamento do dispositivo. Para que isso aconteça, deve-se utilizar o circuito ressonante para conformar a forma de onda de tensão durante o tempo morto para ser criado a condição de ZV durante o processo de ligamento do dispositivo [20].

Os conversores multirressonantes tem o mesmo princípio de funcionamento aplicado nas chaves ressonantes. Porém estes conversores operam em altíssimas frequência de chaveamento uma vez que o objetivo é utilizar os principais elementos parasitas dos componentes da montagem do circuito, como por exemplo capacitância de junção do diodo e indutância de dispersão de transformador. A Fig. 3.13 representa configurações típicas para conversor multirressonante para operar em ZC e ZV respectivamente.

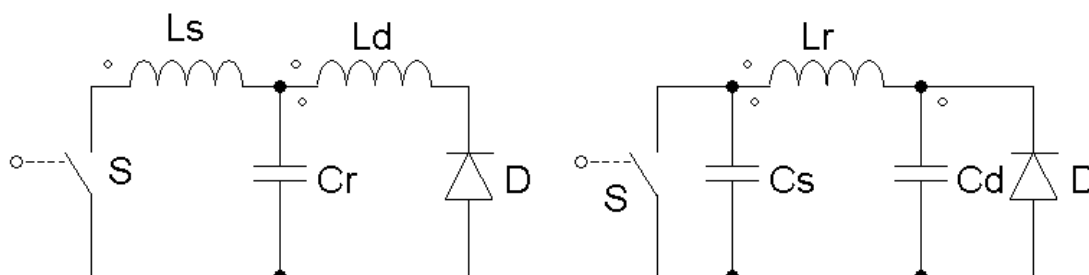


Fig. 3.13 – Configuração para MR ZC e ZV.

A classe de conversores carga ressonantes são favoráveis em aplicações para transferência de alta potência, uma vez que as estruturas típicas utilizadas neste caso são conversores meia ponte e ponte completa. Os circuitos tanques de quatro terminais implementados para construção dos conversores são denominados de série, paralelo e série-paralelo como apresentado na Fig. 3.14.

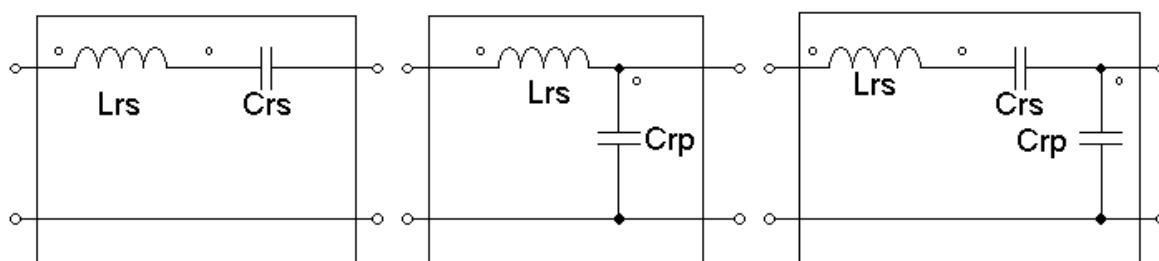


Fig. 3.14 – Circuito tanque série, paralelo e série-paralelo.

Em geral o conversor ressoante série é utilizado no modo abaixador de tensão enquanto o conversor paralelo pode operar tanto como abaixador e elevador. As principais vantagens que estão associadas ao conversor série é a presença do capacitor Cr que pode bloquear a componente c.c. evitando saturação do transformador. Para a condição de operação com

pequenas cargas, apresenta alta eficiência porém a dificuldade de controle da tensão de saída V_0 à vazio e baixa carga é extremamente complicado de controlar. Já o conversor ressonante paralelo, pode ter sua carga curto-circuitada que não compromete a operação do conversor, sendo que a melhor aplicação é baixa tensão de saída com alta corrente. Como principal desvantagem, os dispositivos devem ter alta capacidade de corrente sendo que a corrente que circula pelo dispositivo não decresce com a carga [21]. O conversor série-paralelo combina as vantagens do conversor ressonante série e conversor ressonante paralelo.

Em [22] é apresentado um conversor ressonante paralelo em meia ponte de capacidade de corrente de 130A/30V e 80V de circuito aberto. A frequência de chaveamento são 80kHz com dispositivos MOSFET. No referido trabalho não é apresentado dimensões, peso ou eficiência no resultado final.

Em [23] é apresentado conversor ressonante série em ponte completa. A frequência de operação varia entre 100kHz a 200kHz, a potência de saída 3900W-130A/30V. Os dispositivos utilizados são MOSFETS de 25A e tensão de bloqueio de 450V, sendo o barramento c.c. 300V. Na seção de resultados não é informado dados como peso, eficiência que poderiam ser utilizados como base de dados comparativos.

Como descrito anteriormente nessa seção, o principal objetivo de utilizar o conversor ressonante é operar em frequência de chaveamento elevada para reduzir as dimensões dos componentes magnéticos. Ressaltando que operar em frequência elevada implica em redução do número de espiras e do núcleo magnético favorecendo assim a redução de custos e peso destes elementos os quais serão discutido na seção de componentes magnéticos. Mas ressalta-se que a perda de chaveamento que anteriormente associada ao dispositivo de comutação, é transferida para outros elementos como indutores e capacitores.

3.3 Dispositivos de Banda Larga SiC e GaN

Na década de 70, como descrito anteriormente, os dispositivos MOSFETs eram capazes de chavear em 100kHz porém com baixa capacidade de bloqueio de tensão. Para operação em tensões mais elevadas, os MOSFETs apresentam elevados valores de $R_{DS(on)}$ caracterizando-os inadequados para essa aplicação. Diante deste problema foi proposto por B. Jayant Baliga em 1979 duas possíveis soluções, sendo a primeira a junção de duas tecnologias consolidadas que são o MOS e TBJ. Essa junção de tecnologia, originou os dispositivos IGBTs, sendo que estes dispositivos foram disponibilizados para comercialização no início da década de 80 e rapidamente absorvidos na indústria. Como segunda proposta foi sugerida a substituição do material semicondutor de Si por material semicondutor de banda larga, sendo que essa proposta surgiu a partir da derivada da equação que caracteriza a resistência da região de deriva dos dispositivos MOSFETs [15] e ficou conhecido como *Baliga's figure of merit*. Desde então, iniciaram trabalhos de pesquisa para utilização de materiais semicondutores de banda larga nos dispositivos de potência.

A denominação banda larga é oriunda da energia necessária para um elétron se mover da camada de valência para a banda de condução. Após uma vasta pesquisa, os materiais SiC e GaN foram os escolhidos para produção dos dispositivos de potência. As principais características destes materiais quando comparados com Si são apresentados na Tab. 3.2.

Tab. 3.2 – Propriedades fundamentais dos materiais SiC, GaN e Si.

Propriedades	4H-SiC	GaN	Si
Banda de energia(eV)	3.26	3.49	1.11
Constante dielétrica relativa	10	9	11.8
Condutividade térmica (W/cm-K)	3,7	1.5	1.3
Campo elétrico crítico (MV/cm)	3	3.3	0.3
Velocidade do elétron 10 ⁷ cm/s	2.2	2.5	1
Mobilidade do eletro (300K)	900	1k-2k	1.5k

Como é observado ambos materiais, SiC e GaN, apresentam banda de energia, campo elétrico crítico e velocidade de eletron maiores que o Si. O campo elétrico é a propriedade que permite os dispositivos trabalharem em tensão de bloqueio elevada, enquanto a velocidade do eletron combinado com a mobilidade do eletron é responsável por permitir o dispositivo operar em altas frequências. Essas duas características posicionam os dispositivos de GaN em aplicação de circuitos de elevadíssima frequência de chaveamento como por exemplo rádio frequência [23]. Por outro lado, a condutividade térmica do SiC implica em superior capacidade de condução de calor resultando em maior densidade potência. Vale ressaltar que a baixa condutividade térmica do GaN pode ser desafiadora para os projetistas. Assim, quando combinadas as características banda larga, campo elétrico e condutividade térmica, tem-se os dispositivos de SiC em posição favorável quando o assunto é potência elevada.

Diante do cenário da evolução dos dispositivos de banda larga, os fabricantes e fornecedores desta tecnologia têm uma visão simples e bem definida em função da tensão de operação e tipo de solução [25]- [26] a ser implementada como apresentado na Fig. 3.15.

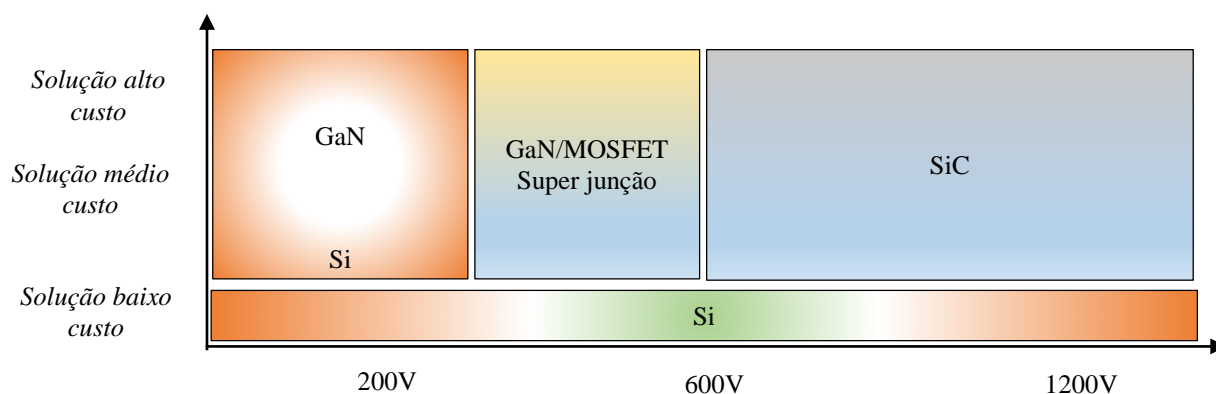


Fig. 3.15 – Expectativa de utilização para os dispositivos de potência [26].

Para caracterizar a evolução dos componentes semicondutores, a Tab. 3.3 foi montada com dispositivos de Si e SiC com capacidade de bloqueio de 1200V. Os dispositivos IKW25T120 e IKW25N120T2 são dispositivos IGBTs de Si e o C2M0080120D é um MOSFET de SiC. A capacidade de corrente é similar para os três dispositivos quando operam próximo de 100°C.

Porém, a energia associada ao processo de comutação de cada dispositivo é significativamente menor para o SiC C2M0080120D. Esse dispositivo possui dez vezes menos perdas quando comparado com IKW25T120 e aproximadamente sete vezes menos que o dispositivo IKW25T120T2. Por outro lado o $R_{DS(on)}$ é maior que os outros dois dispositivos.

Quando comparam-se os dispositivos IKW40N120H3 e C2M0040120D, a relação entre as perdas de chaveamento é de quatro vezes, mas os valores de $R_{DS(on)}$ são bem próximos. Esses dados mostram que as perdas de chaveamento podem ser significativamente reduzidas, o que favorece a operação em frequência de chaveamento elevada.

Tab. 3.3 – Comparativo dispositivos Si vs SiC de 1200V.

Dispositivo	Material	Corrente (A)	E_{Total} (uJ)	$R_{\theta JC}$ K/W	P_{cond} (W)
IKW25T120	Si IGBT	25@100°C	4200@25A	0.65	45
IKW25N120T2	Si IGBT	25@110°C	2900@25A	0.43	42.5
C2M0080120D	SiC MOSFET	24@100°C	400@25A	0.6	46
IKW40N120H3	Si IGBT	40@100°C	4400@40A	0.31	76
C2M0040120D	SiC MOSFET	40@100°C	1000@40A	0.38	64

3.4 Componentes Magnéticos

No projeto dos conversores c.c.-c.c., os componentes magnéticos, transformador e indutor, são itens essenciais, podendo ser volumosos e com alto custo associado em função da frequência de operação, tipo de núcleo e condutor.

O transformador no conversor c.c.-c.c. é o elo c.a. de alta frequência e tem como principal função isolamento e transferência de energia entre circuitos acoplados magneticamente. A relação de transformação é determinada pelo número de espiras e caracteriza-o como abaixador ou elevador de tensão. Para redução de tamanho desse elemento passivo, deseja-se operar em elevada frequência de chaveamento, uma vez que a tensão eficaz de operação do transformador é determinado por (3.2) e a potência por (3.3).

$$V_{rms} = KfNB_{max}A_m \quad (3.2)$$

$$\sum VA = KfB_{max}A_m \sum_{i=1}^n N_i I_i \quad (3.3)$$

Onde,

V_{rms} – tensão de entrada;

K – fator de forma de onda;

f – frequência de operação;

N – número de espiras;

B_{max} – densidade de flux;

A_m – área efetiva da seção transversal;

$\sum VA$ – somatório VA em uma espira do transformador;

N_i – número de espiras em uma bobina;

I_i – corrente rms na bobina;

Como pode ser observado nas referidas equações, a tensão e por consequência a potência são diretamente proporcionais à frequência de operação. Desta forma, os itens que podem ser reduzidos são número de espiras e o material magnético, de forma a promover redução de custo.

Os indutores, por sua vez, são elementos armazenadores de energia responsáveis por prover energia entre diferentes modos de operação em um circuito. Eles também podem operar como filtro para forma de onda de corrente chaveada. Em circuito de auxílio à comutação, tem a função de redução da taxa de variação de corrente.

A equação 3.4 mostra a dependência do valor de indutância em função da frequência de chaveamento. Pode-se concluir que quanto maior a frequência de chaveamento, menor será o valor de indutância como apresentado em (3.4).

$$L_{critico} = \frac{V_0 * T(1-D_{min})}{2 * I_{0(min)}} \quad (3.4)$$

Onde,

$L_{critico}$ – Indutância crítica;

V_0 – Tensão de saída;

T – Período referido a frequência de chaveamento;

D_{min} – Ciclo de trabalho;

I_{omin} – Corrente de saída mínima.

No projeto dos componentes magnéticos podem ser explorado três estruturas tradicionais, sendo que cada qual tem seus próprios benefícios. As estruturas são o formato convencional, que por alguns autores é denominado de cúbico, o coaxial e o planar como ilustrado na Fig. 3.16.

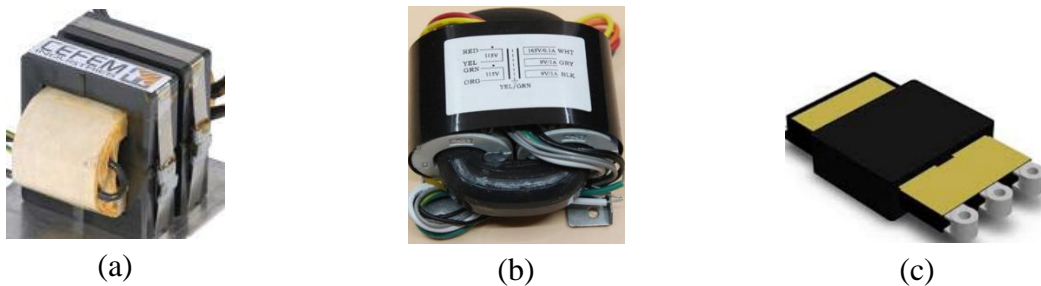


Fig. 3.16 – (a) formato transformador convencional; (b) transformador coaxial; (c) transformador planar.

O formato cúbico foi derivado de aplicações dos transformadores de baixa frequência, ao longo dos anos foram amplamente explorados e um maior número de variações para o núcleo é disponível. Em [27] é apresentado diferentes tipos de núcleos que podem ser utilizado para as estruturas citadas.

Já o transformador com bobina coaxial, que por definição apresenta o núcleo em formato toroidal, devido a sua forma construtiva, tem como principal vantagem baixa indutância de dispersão, que favorece a transferência de potência, e possui baixa perda devido à dispersão de campo. Por outro lado a troca de calor por ventilação forçada ou convecção natural pode ser comprometida, caso seja especificada alta densidade de corrente no condutor por projeto [28].

A tecnologia planar, primeiramente divulgada por Alex Estrov em 1986 [29], tem sido amplamente utilizada em projetos nos quais a compactação é desejada. O transformador com

estrutura planar apresentado na Fig. 3.17, possui como as principais vantagens a redução de altura devido perfil baixo do núcleo, maior área de superfície favorecendo melhor dissipação de calor, maior área de seção transversal do núcleo favorecendo a redução do número de espiras, a forma de construção das bobinas favorecem a intercalação das mesmas, baixa indutância de dispersão devido a menor número de espiras e a intercalação das bobinas, fator importante para operação do transformador em alta frequência. Por fim, apresenta excelente repetibilidade devido a estrutura das bobinas [30].

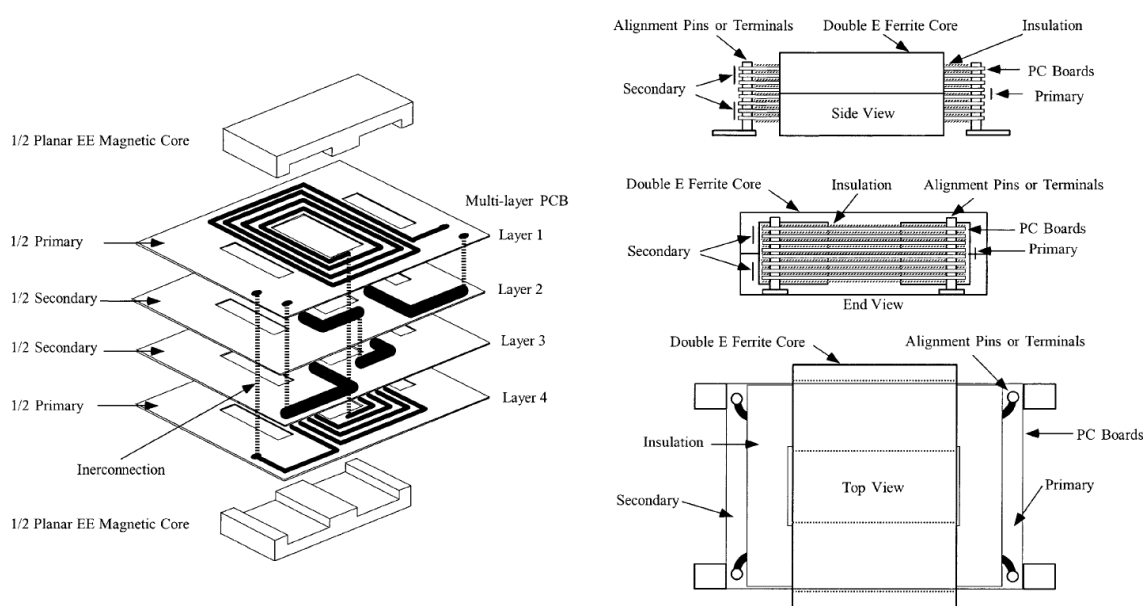


Fig. 3.17 – Estrutura detalhada transformador planar [29].

Independente de qual estrutura selecionada, o projeto do componente magnético enfatiza a importância da seleção do material do núcleo como crucial para minimizar as perdas no cobre, oriundas de efeito pelicular e proximidade que é detalhado em [17, 18, 29, 31 e 32] e um bom controle das indutância de dispersão.

Na Fig. 3.18 é apresentado o circuito equivalente para os transformadores operando em alta frequência. Na referida figura, CP1 é a capacitância equivalente do enrolamento de primário, RCu1 representa as perdas no cobre, LD1 é a indutância de dispersão de primário, LM1 é a indutância de magnetização, LD2 é a indutância de dispersão de secundário, RCu2 são as perdas no cobre do secundário, CP2 é a capacitância equivalente das espiras de

secundário e CP12 é a capacitância equivalente de acoplamento entre primário e secundário. O acoplamento capacitivo presente entre o primário e secundário apresenta um caminho de baixa impedância para operação em alta-frequência. Isso pode acarretar em oscilação da corrente de primário do transformador e sobre tensão nos diodos de saída [33].

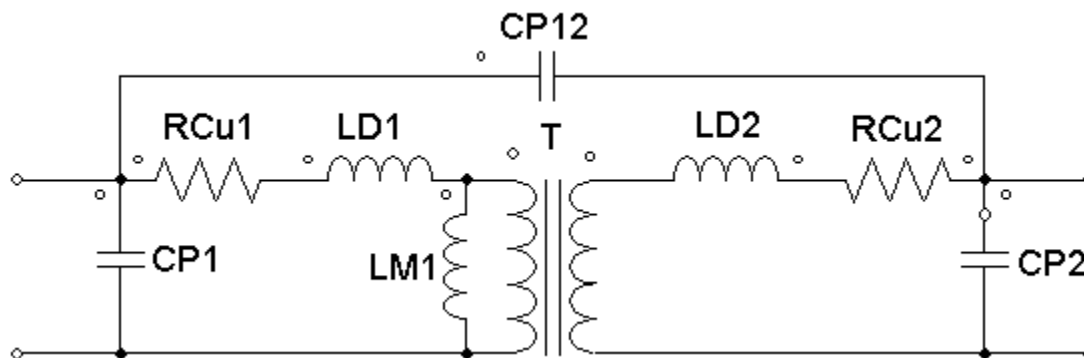


Fig. 3.18 – Circuito equivalente transformador de alta-frequência.

Os materiais magnéticos disponíveis para o projeto de transformadores e indutores, são: aço silício, ferro-níquel (permalloy), ferro-cobalto, ligas metálicas amorfas e ferrites. Durante o desenvolvimento de uma aplicação, para a escolha do material magnético devem ser analisadas as seguintes grandezas: saturação (B_s), permeabilidade (μ), resistividade (ρ -relativo a perdas no núcleo), campo remanente (B_r) e forças coercivas (H_c). A curva típica do laço de histerese para materiais magnéticos é mostrada na Fig. 3.19. O ponto de saturação do material magnético é determinado quando o aumento da força de magnetização H (A/m) não altera significativamente o valor do fluxo magnético B (T) [32]. Na curva B versus H , representada na Fig. 3.19, os valores de B_s e H_s determinam o ponto de saturação do material magnético.

A densidade de fluxo remanente, representada por B_r , é o valor após a remoção da força de magnetização. Para remover o campo remanente, uma força de magnetização H_c deve ser aplicada ao material magnético, a fim de que a densidade de fluxo magnético seja anulada.

A permeabilidade μ do material magnético caracteriza a resposta do mesmo quando sujeito a um campo magnético. Assim, ela é determinada através da relação entre a densidade de fluxo B e a força de magnetização H (3.5).

$$\mu = \frac{B}{H} \tag{3.5}$$

Como pode ser observado na Fig. 3.19 a relação entre B e H é não linear, como consequência a permeabilidade magnética do material irá atingir seu ponto ótimo se o mesmo é utilizado em sua região linear, como destacado na Fig. 3.20.

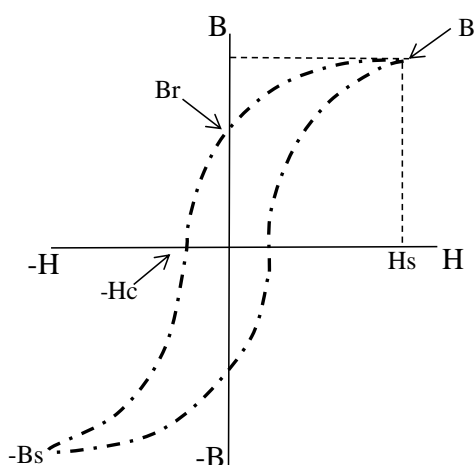


Fig. 3.19 – Laço de histerese.

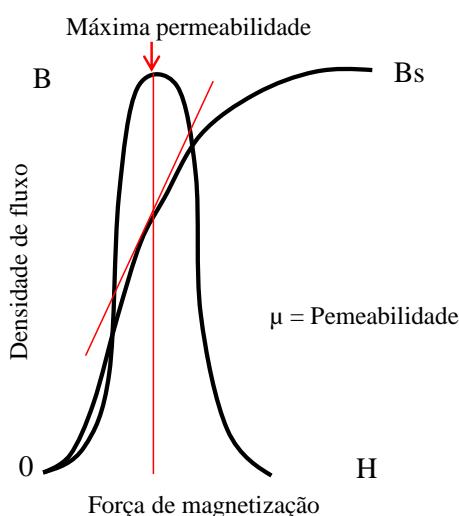


Fig. 3.20 – Variação da permeabilidade em função de B-H.

A área interna do laço de histerese, conforme Fig. 3.19, representa densidade volumétrica de perda de energia total durante um ciclo de trabalho. As perdas no material são, principalmente, devidas às correntes de Foucault e ao efeito de histerese. As perdas por corrente de Foucault acontecem devido às linhas de fluxo que passam através do núcleo gerando aquecimento no mesmo. Reduzir a corrente de Foucault no núcleo é, então, desejado em

materiais magnéticos com resistividade elevada. A perda por histerese corresponde à energia necessária para magnetizar o material. Sendo assim, para atingir eficiência de operação elevada, as perdas no núcleo são de extrema importância. Esse valor pode ser atingido através da seleção de material magnético em acordo com a devida características de alta permeabilidade e alta resistividade de utilização do mesmo dentro dos limites recomendados. Para exemplificar, na Tab. 3.4 estão listados os dados de projeto imprescindíveis de alguns materiais magnéticos como: permeabilidade, limite de fluxo magnético e frequência de operação na aplicação.

Tab. 3.4 – Materiais magnéticos e características [29].

Material	Composição	Permeabilidade μ	Tesla (Bs)	Fsw
Silício	3-97 Si-Fe	1,5k	1,5 – 1,8	50 – 2k
Orthonol	50-50 Ni-Fe	2k	1,42 – 1,58	50 – 2k
Permalloy	80-20 Ni-Fe	25k	0,66 – 0,82	1k – 25k
Amorfos	2605SC	1,5k	1,5 – 1,6	250k
Amorfos	2714A	20k	0,5 – 0,65	250k
Amorfos	Nanocristalino	30k	1,0 – 1,2	250k
Ferrite	Mn-Zn	0,75 – 15k	0,3 – 0,5	10k – 2M
Ferrite	Ni-Zn	0,2 – 1.5k	0,3 – 0,4	0,2M – 100M

Na Tab. 3.5 são apresentados diferentes fabricantes de materiais magnéticos que podem ser utilizados como fontes para projeto de transformadores e indutores. Tipicamente para material ferrite de permeabilidade até 3000 são utilizados em componentes como transformador e indutor associados a circuitos de potência e para permeabilidades compreendidas entre 5000 e 15000 são utilizados em projeto de filtros.

Tab. 3.5 – Fabricantes e características dos materiais magnéticos [29].

Referência entre fabricantes de ferrite										
Permeabilidade	1500	2300	2500	3000	5000	10000	15000			
Aplicação	Pot.	Pot.	Pot.	Pot.	Filtro	Filtro	Filtro			
Fabricantes	Tipo do Ferrite									
Magnéticos	1	K	2	R	3	P	F	J	W	H
Ferroxcube	3F35	3F3	3C94	3C81	3E27	3E5	3E7			
μi	1400	2000	2300	2700	6000	10000	15000			
Fair-Rite			78		75	76				
μi			2300		5000	10000				
Epcos	N49	N87	N97	T41	T35	T38	T46			
μi	1500	2200	2300	3000	6000	10000	15000			
TDK/Epcos	PC 50	PC 40	PC 44	H5A	HP5	H5C2	H5C3			
μi	1400	2300	2400	3300	5000	10000	15000			
MMG		F44	F5	F5C	F-10	F-39				
μi		1900	2000	3000	6000	10000				
Ceramic Mag	MN67	MN80		MN8CX	MN60	MC25	MC15K			
μi	1000	2000		3000	6000	10000	15000			
Ferrite Int.	TSF5099	TSF7099	TSF7070	TSF8040	TSF5000	TSF010k				
μi	2000	2000	2200	3100	5000	10000				
NCD	LP3F	LP3	LP3S	LP9	HP1	HP3				
μi	1800	2300	2500	3200	5500	10000				
ACME	P42	P41	P4	P47	A05	A102	A151			
μi	1800	2400	2500	3000	5000	10000	15000			

1 - Material magnético para circuito de potência com $F_{sw} \geq 250$ kHz

2 - Perdas mínimas para temperatura entre 80-100°C com $25 \text{ kHz} \leq F_{sw} \leq 250$ kHz

3 - Perdas mínimas para temperatura entre 60-80°C

3.5 Sumário

Neste capítulo foram apresentadas as principais estruturas de conversores c.c.-c.c. utilizadas para implementação de máquina de soldagem a arco. Dentre as estruturas analisadas o conversor *forward* é vantajoso para implementação devido as características do conversor combinado com os dispositivos de banda larga e magnéticos planares.

Os conversores ressonantes têm como suas principais características de comutações os tipos ZCS ou ZVS com o objetivo de reduzir as perdas associadas a frequência de chaveamento e conseqüentemente operar em frequências elevadas para redução dos componentes magnéticos. Ressalta-se que as perdas associadas aos chaveamentos são transferidas para os circuitos de snubber ou para os componentes do circuito tanque que são indutores e capacitores. Além disso, é necessário maior número de componentes para implementação do conversor ressonante.

Para os componentes magnéticos existem três formas que podem ser selecionadas para o projeto que são: formato cúbico, coaxial e planar. Indiferente do formato selecionado, o projeto do componente magnético é determinado pela lei de Faraday. Dentre as três estruturas apresentadas o planar é a de melhor performance quando a compactação é desejada.

Os dispositivos de banda larga em função de suas propriedades, maior frequência de chaveamento pode ser atingida no modo de comutação dissipativa. Devido aos curtos e rápidos tempos de comutação menores energias estão associadas no processo de chaveamento.

4. Projeto do Conversor CC-CC de Alta Frequência

Nessa seção é feito o projeto do conversor c.c.-c.c. destinado a aplicação de máquina de soldagem a arco elétrico baseada na topologia do conversor *forward* com dois transistores com capacidade de potência de 3900W sendo corrente e tensão iguais a 150A/26V e frequência de chaveamento em 200kHz.

A proposta de operação para o conversor é multi-voltage podendo conectá-lo em 115Vrms ou 230Vrms@50/60Hz com variação de tensão -15% e +20%.

4.1 Especificação do Conversor

Conforme a conclusão do capítulo anterior, a topologia conversor em avanço com dois transistores é a topologia selecionada, sendo que o dispositivo MOSFET de SiC, combinado como o transformador planar são utilizados. Uma vez pré-definida as características de saída do conversor e sabendo que essa estrutura opera com ciclo máximo de 45% é necessário analisar a variação da tensão de entrada V_i para o conversor.

4.1.1 Análises Variações de Tensão Barramento C.C.

Como tensão de operação desejada para o conversor é 115Vrms e 230Vrms, as opções de conversores c.a-c.c. para implementação são o retificador dobrador de tensão, o retificador ponte completa e o conversor *boost* com a função de elevador de tensão e correção do fator de potência. Essas estruturas são apresentadas na Fig. 4.1 porém não serão discutidas neste trabalho além do nível de tensão que podem ser geradas, uma vez que o foco é o projeto do conversor c.c.-c.c. de alta-freqüência utilizando dispositivos MOSFET de SiC.

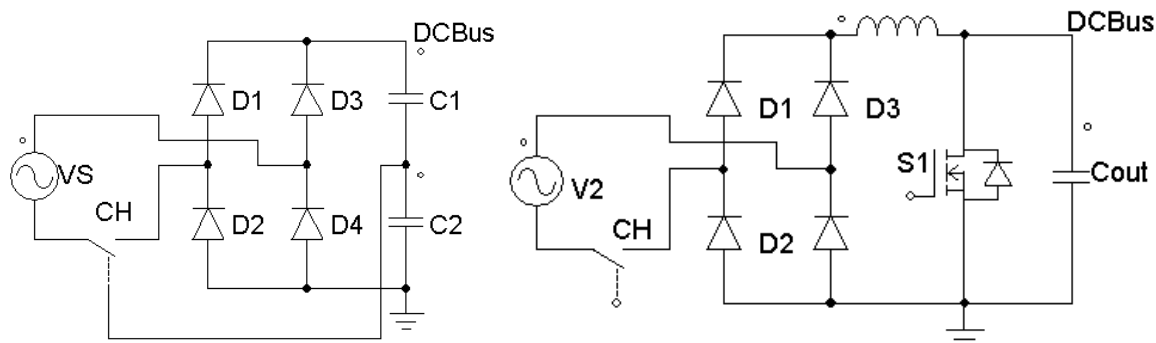


Fig. 4.1 – (a) retificador onda completa; (b) dobrador de tensão e *boost*.

O barramento c.c. da Fig. 4.1 é gerado pela fonte sonoidal $V(t) = x * \sin\omega t$, onde x é módulo da amplitude da fonte. Quando o retificador opera em ponte completa ou como dobrador de tensão, a tensão do barramento c.c. é expressa pelas equações (4.1) e (4.2) respectivamente.

$$V_{DCbus} = V_{rms} * \sqrt{2} \tag{4.1}$$

$$V_{DCbus} = V_{rms} * \sqrt{2} * 2 \tag{4.2}$$

Na Tab. 4.1 é apresentada a variação de tensão no barramento c.c. Como pode ser observado, o valor está compreendido entre 275Vdc à 375Vdc. Para operação do conversor *boost* considera-se uma tensão de saída de 375Vdc.

Tab. 4.1 – Flutuação de tensão barramento c.c.

Fonte de alimentação	V_{in} (Vrms)	Vdc (V)	BCC
-15,00%	97,8	276	Min
Nominal	115,00	325,27	Nominal
15,00%	132,25	374,06	Max
-15,00%	207,00	276,5	Min
Nominal	230,00	325,27	Nominal
15,00%	264,50	374,06	Max

De acordo com [9], a máquina de soldagem não pode apresentar pico de tensão maior que 113V na condição de circuito aberto. Ainda para garantir uma boa abertura de arco para uma tensão mínima a vazio de 72V é requerido para alguns tipos de eletrodos como apresentado

em [8]. Assim, determina-se a relação de transformação do transformador através de (4.3) sendo o melhor valor neste caso relação de transformação 3,5 : 1.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (4.3)$$

Onde,

V1 – tensão de primário;

V2 – tensão de secundário;

n1 – número de espiras primário;

n2 – número de espiras secundário;

Definida a relação de transformação, o transformador² foi especificado e adquirido na empresa Payton por ser uma grande fabricante de componentes magnéticos de tecnologia planar. O indutor de saída foi especificado para um *ripple* de corrente de 10% da corrente nominal. E da mesma forma que o transformador, o indutor³ foi desenvolvido pela Payton.

O próximo passo foi criar um modelo do conversor no software PSIM para realizar um estudo de circulação de corrente nos dispositivos e variação de ciclo de trabalho em função do nível de tensão no barramento c.c. No modelo da Fig. 4.2, os componentes S1 e S2 tem $R_{DS(on)} = 0,135\Omega$, D1 e D2 com queda de tensão de dois volts, D3 e D4 com queda de tensão de um volt e os componentes magnéticos possuem os valores de projeto.

² Folha de dados disponível no anexo.

³ Folha de dados disponíveis no anexo.

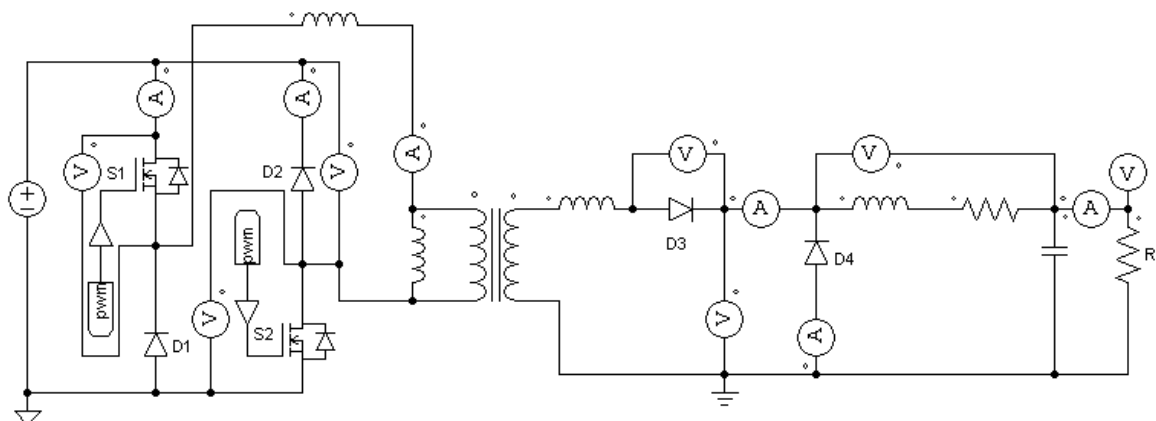


Fig. 4.2 – Modelo implementado no PSIM.

Para a frequência de chaveamento de 200kHz o tempo de condução máxima das chaves S1 e S2 é 45% e 55% é o tempo restante para desmagnetização do transformador. Esses valores estão apresentados na Tab. 4.2.

Tab. 4.2 – Tempo de condução e desmagnetização.

f_{sw} (Hz)	T(S)	T_{on} (S)	T_{off} (S)	D (%)
2,00E+05	5,00E-06	2,25E-06	x	45,00%
		x	2,75E-06	55,00%

Na Tab. 4.3 é apresentado o comportamento do ciclo de trabalho a partir do modelo da Fig. 4.2 para diferentes níveis de barramento c.c. para a potência de saída de 3900W.

Tab. 4.3 – Tempo de condução versus barramento c.c.

Fonte de alimentação	Vin (rms)	BCC (V _{dc})	D(%)	T_{on} (uS)	P2 (kW)
X	X	250,00	45,0	2,250E-06	3,90
-15%	207	276,00	40,6	2,03E-06	
nominal	230	325,00	34,2	1,710E-06	
+15%	264	374,00	29,7	1,485E-06	

A Fig. 4.3 representa as formas de onda de corrente que circula nas chaves S1, S2, D1, D2, no primário do transformador e corrente de carga e a Tab. 4.4 apresenta os valores de corrente em função do tempo de condução dos dispositivos dos respectivos componentes.

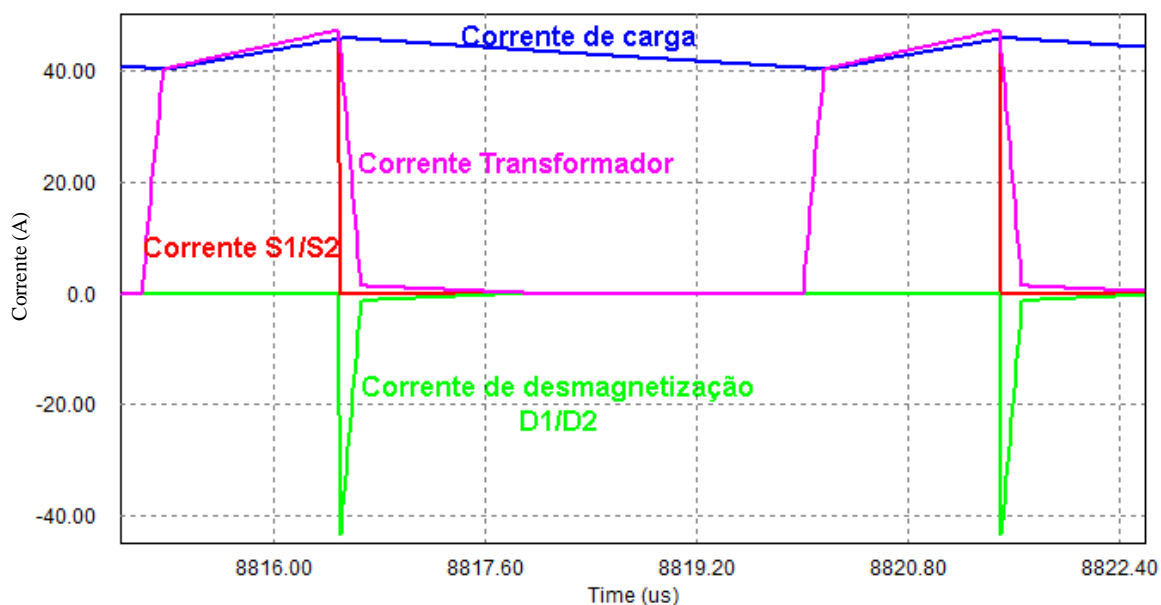


Fig. 4.3 – Formas de onda de corrente S1, S2, D1, D2, TRX e I2.

Tab. 4.4 – Valores de corrente de S1, S2, D1, D2 e TRX.

I2 (A)	BCC (V _{dc})	D(%)	T(uS)	IS1 (A _{rms})	IS1 (A _{avg})	ID1 (A _{rms})	ID1 (A _{avg})	IT1 (A _{rms})	IT1 (A _{avg})
150,00	276,00	40,6	2,03	26,02	15,82	5,83	1,23	26,65	17,04
	374,00	29,7	1,49	23,45	12,8	5	1	24	13,8

4.1.2 Especificação das Chaves S1/S2

Uma vez obtidos os níveis de corrente que circularão pelo circuito foram selecionados os dispositivos para construção do estágio de alta frequência. Para a posição S1 e S2 foi selecionado o dispositivo CREE C2M0080120D⁴ o qual é MOSFET de SiC e para a posição D1 e D2 foi selecionado o C4D10120⁵ sendo este diodo *schottky* de SiC que é o mesmo dispositivo utilizado para caracterizar as perdas do C2M0080120D.

Com a pré-seleção dos dispositivos semicondutores foram feitos os cálculos das perdas.

Para o dispositivo C2M0080120D, estão presente as perdas de condução e chaveamento. As perdas de condução são determinadas por (4.4):

⁴ Somente as duas primeiras páginas da folha de dados no apêndice porque as figuras não ficaram legíveis.

⁵ Folha de dados no anexo.

$$P_{con} = I_D(t) * V_{DS}(t) = P(t) \quad (4.4)$$

integrando (4.4) tem-se:

$$P_{con} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (R_{DSon} * i_D^2(t)) dt = R_{DSon} * I_{Drms}^2 \quad (4.5)$$

Onde,

P_{con} – Perdas por condução;

$I_D(t)$ – Corrente instantânea para dt;

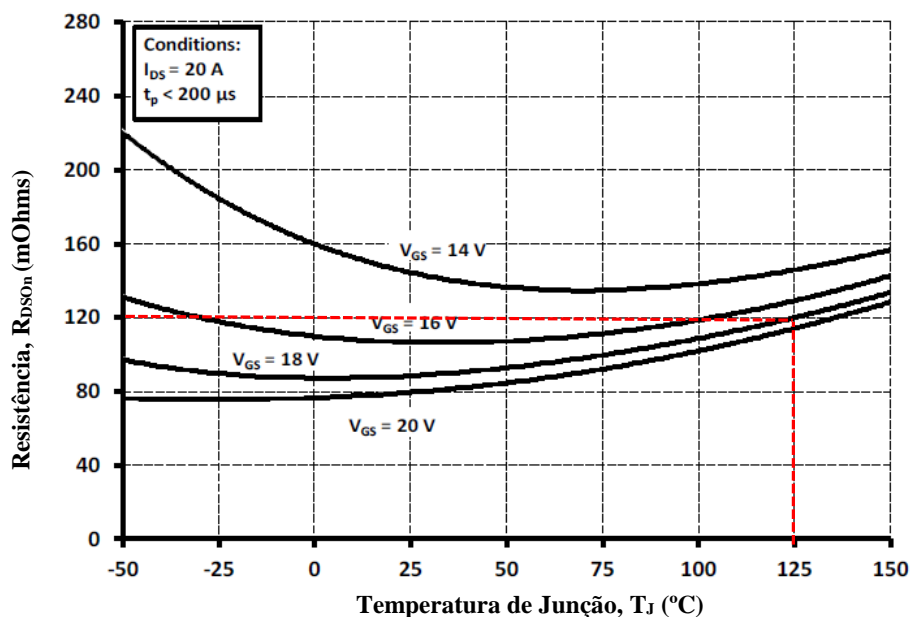
$V_{DS}(t)$ – Tensão instantânea para dt;

T – Período de chaveamento;

R_{DSon} – Resistência de junção no modo de condução;

I_{Drms} – Corrente de dreno rms em condução;

Em plena carga, a corrente eficaz que irá circular pela chave é $I_{Drms}=26,03$ A como apresentado na Tab. 4.4. Para não penalizar as perdas por condução, uma vez que essa é associada ao valor de R_{DSon} , ao analisar a Fig. 4.4 que é referente a temperatura de operação de junção versus R_{DSon} para corrente $I_D=20$ A e pulsos menores que 200uS, assumiu-se como temperatura máxima de junção para operação do dispositivo de 125°C e $V_{gs}=18$ V, assim tem-se $R_{DSon} = 0,120\Omega$. Porém como uma chave não tem a capacidade de suportar a corrente total, duas chaves em paralelo são necessárias implicando em $R_{DSon} = 0,06\Omega$.

Fig. 4.4 – C2M0080120D $R_{DS(on)}$.

Assim, de (4.5) tem-se:

$$P_{con} = 0,120 * 13^2 = 20,3W$$

Já as perdas por chaveamento P_{fsw} são determinados por (4.6):

$$P_{fsw} = (E_{on} + E_{off}) * f_{sw} \quad (4.6)$$

Na Fig. 4.5 estão ilustradas as energias de E_{on} e E_{off} relacionadas no processo de comutação. A energia total associada ao processo de chaveamento é função do resistor de *gate*, tensão de barramento c.c. e corrente de chaveamento, como apresentado em [34] e [35], assim tem-se:

$$E_{on} = E_{on_nom} * (I_{sw}/I_{dnom}) * (V_{dcbuss}/V_{dctest}) \quad (4.7)$$

$$E_{off} = E_{off_nom} * (I_{sw}/I_{dnom}) * (V_{dcbuss}/V_{dctest}) \quad (4.8)$$

Onde,

E_{on_nom}/E_{off_nom} – é a energia nominal de teste apresentado na folha de dados;

I_{sw}/V_{dcbuss} – é a corrente e tensão que serão manipulados pelo dispositivo;

I_{dnom}/V_{dctest} – são os valores de corrente e barramento c.c. de caracterização da perda por chaveamento;

Aplicando para as características do conversor que é corrente média de chaveamento 21,5A e barramento c.c. considerado com tensão máxima de 400V tem-se:

$$E_{on} = 250\mu\text{J} * (21,5/20) * (400/800) = 135\mu\text{J}$$

$$E_{off} = 140\mu\text{J} * (21,5/20) * (400/800) = 75,3\mu\text{J}$$

Calculando as perdas de chaveamento em (4.6) tem-se:

$$P_{fsw} = 42\text{W}$$

Como perdas totais tem-se:

$$P_{tot} = P_{con} + P_{fsw} = 42 + 20,3 = 62,3\text{W}$$

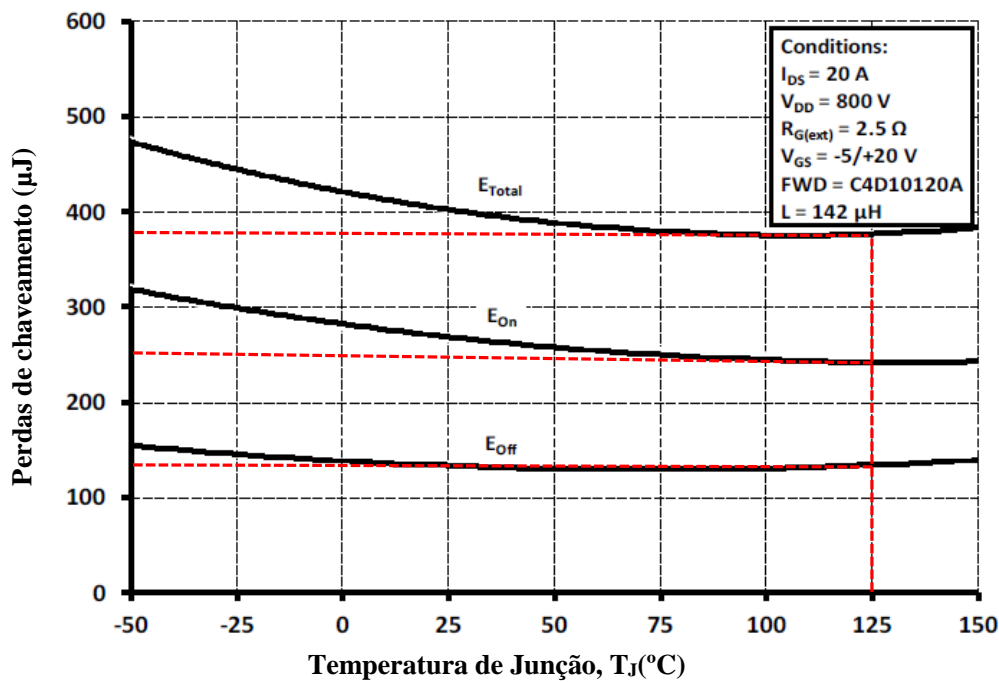


Fig. 4.5 - Energia de chaveamento E_{on} e E_{off} .

Identificado as perdas totais nos dispositivos de Q1 e Q2, a temperatura de junção pode ser calculada por meio de (4.9) em função das resistências térmicas junção encapsulamento ($R_{\theta jc}$), encapsulamento dissipador ($R_{\theta cs}$) e dissipador ambiente ($R_{\theta sa}$) como mostrado na Fig. 4.6.

$$T_j = \left(P_{tot} * (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) \right) + T_A \quad (4.9)$$

Onde,

T_j – Temperatura de junção;

P_{tot} – Perdas totais;

T_A – temperatura ambiente.

O valor da $R_{\theta jc} = 0,6^\circ\text{K/W}$ é obtido na folha de dados do dispositivo. Já $R_{\theta cs}$ é variável e dependente do processo de montagem do dispositivo no dissipador de calor. Em algumas aplicações pode ser necessário a montagem de isoladores de tensão entre o dispositivo e o dissipador, ou caso o dispositivo seja isolado e montado direto no dissipador, existem irregularidades entre o dissipador e o encapsulamento do dispositivo como mostrado na Fig. 4.7, uma vez que essas superfícies não são perfeitamente lisas. Para reduzir a resistência térmica entre dispositivo e dissipador, faz-se necessária a utilização de pasta térmica para melhor condutividade térmica [36]. Na Tab. 4.5 é apresentada variação de valor da resistência térmica para dispositivo onde o isolador está montado entre dissipador e o dispositivo, dispositivo montado direto no dissipador e dispositivo montado com pasta térmica aplicado. Nessa aplicação o dispositivo não é isolado e será montado direto no dissipador implicando que o dissipador terá potencial de dreno do dispositivo.

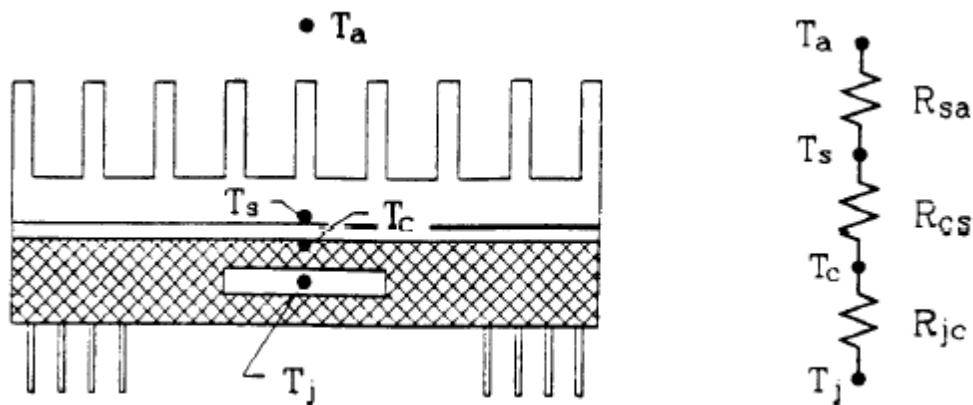


Fig. 4.6 – Caminho resistência térmica junção-ambiente [37].

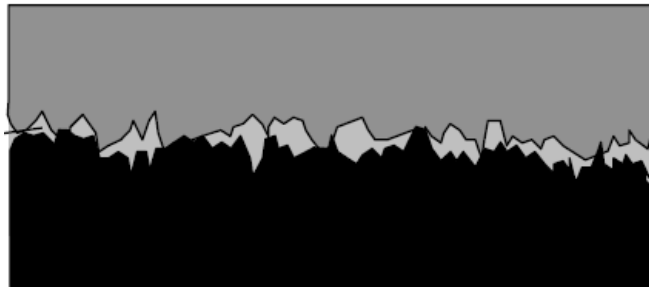


Fig. 4.7 - Irregularidades entre encapsulamento e dissipador de calor [36].

Tab. 4.5 - Resistência térmica [36].

Condição	Isolador	Contato seco	Pasta térmica aplicada
R _{cs} (°C/W)	2,5	1,2	0,24

Com esses parâmetros definidos $R_{\theta_{sa}}$ é calculado através de (4.9)

$$\frac{T_j - T_A}{P_{tot}} - (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}}) = R_{\theta_{sa}} = 0,525^\circ K/W$$

Como o sistema possui ventilação forçada, $R_{\theta_{sa}}$ é função da velocidade do vento e tipo de dissipador usado. Para determinar o tipo de dissipador foi utilizado a ferramenta disponível em [38]. O modelo do dissipador selecionado é 78350 do fabricante Aavid e o formato do mesmo é apresentado na Fig. 4.8. O comprimento do dissipador é 50mm e velocidade de vento 5,6m/s. A resistência térmica $R_{\theta_{sa}}$ pode atingir níveis de 0,4725°C/W, como mostrado na Fig. 4.9, sendo que o valor satisfatório para atender o valor de $R_{\theta_{sa}}$ é menor ou igual à 0,525K/W calculado.

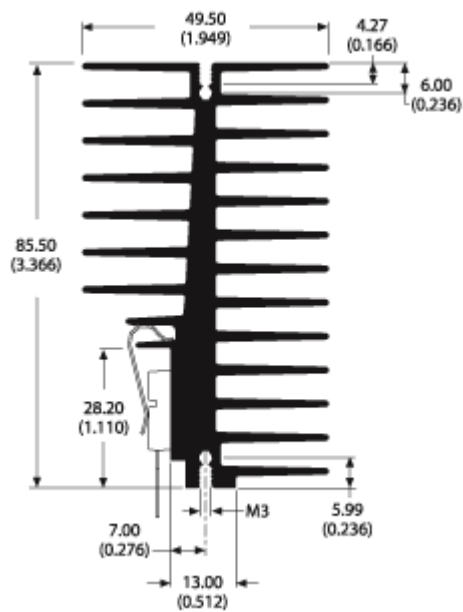


Fig. 4.8 - Formato dissipador 78350 [38].

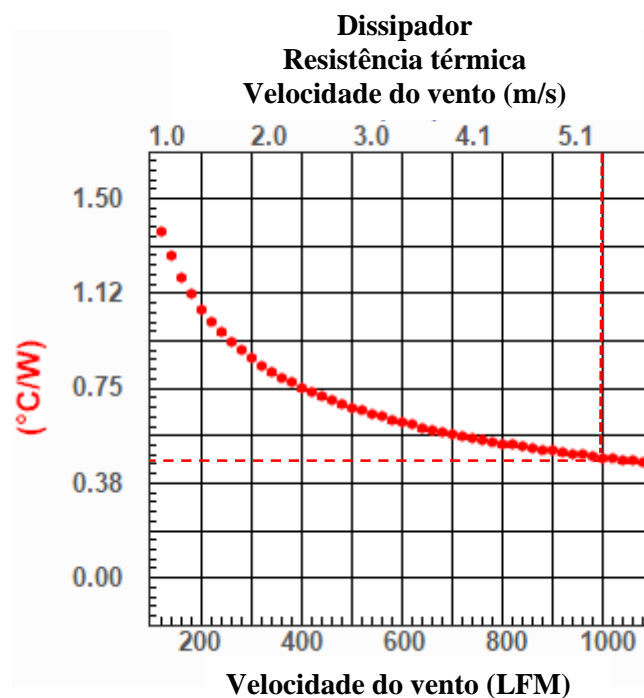


Fig. 4.9 – Resistência térmica do dissipador em função de velocidade do vento.

Para atingir o requisito de velocidade de vento o ventilador do fabricante NMB modelo 3615KL-05W-B50 foi selecionado. Na Tab. 4.6 são apresentadas as características do ventilador e na Fig. 4.10 são mostradas as dimensões do mesmo.

Tab. 4.6 – Dados ventilador.

Mod.	V _n (V)	V _{ope} (V)	I(A)	P(W)	V(min)	V _{air} (m ³ /min)
3615KL-05W-B50	24	12~25,2	0,24	5,76	4000	2,16

O volume de ar do ventilador é 2,16m³/min, convertendo para m/s em função do raio do mesmo tem-se:

$$V = 2,16\text{m}^3 / (60\text{S} * \pi * (45 * 10^{-3}\text{m})^2) = 5,6\text{m/S}$$

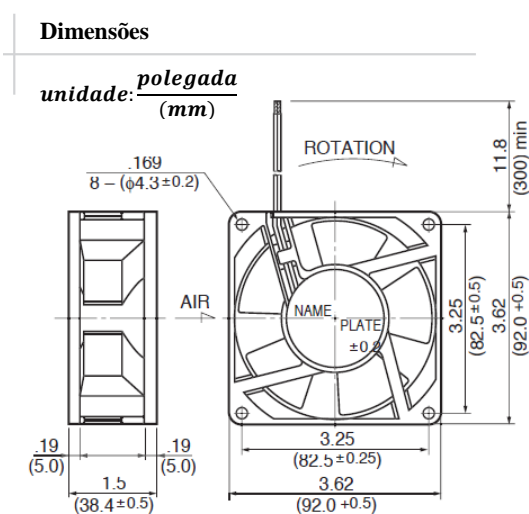


Fig. 4.10 - Dimensões ventilador selecionado.

Diante destas condições, verifica-se a temperatura máxima calculada através de (4.9) de 122°C, como apresentado abaixo.

$$T_j = (62,3 * (0,6 + 0,24 + 0,4725)) + 40 = 122^\circ\text{C}$$

Garantindo a condição de velocidade de vento de 5,6m/s, aplicando-se pasta térmica e montando-se o dispositivo com o torque correto, como especificado na folha de dados, em regime permanente a temperatura máxima de junção será de 122 °C.

A Fig. 4.11 ilustra a área de operação segura do dispositivo. Os picos de corrente no secundário são de 200A. Devido a relação de transformação, o pico de corrente máximo no dispositivo é de 29A, uma vez que tem-se dois dispositivos trabalhando em paralelo. Para

frequência de chaveamento de 200kHz, o período é 5µs, com o tempo de condução de 2,25µs como apresentado na Tab. 4.3 e tensão de barramento c.c. de 400Vdc. Assim, analisando a referida figura, o dispositivo pode operar picos de corrente de 30A por 10µs de forma a não impactar na vida útil do mesmo.

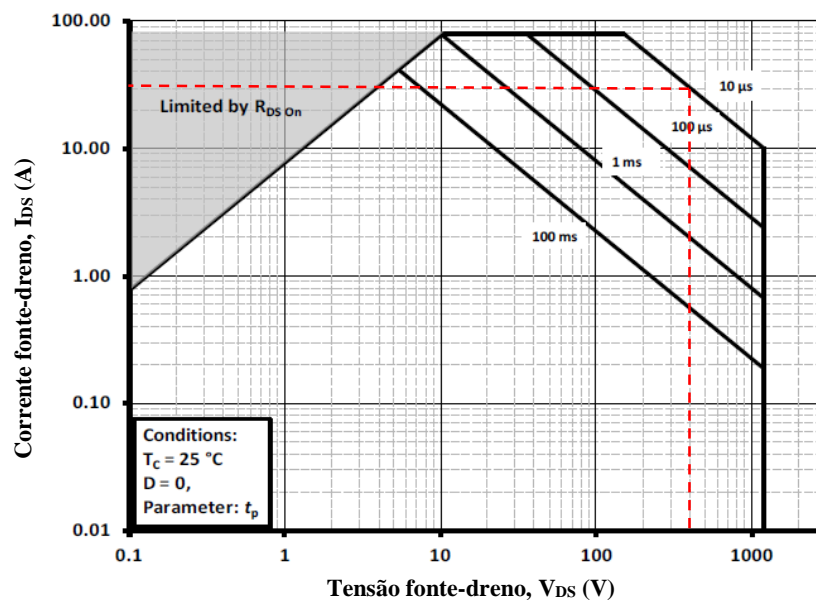


Fig. 4.11 – Área de operação segura.

Para atingir o desempenho esperado pelas chaves S1/S2, o fabricante do dispositivo selecionado, disponibiliza o projeto do circuito de *gate driver* e este é apresentado em [39]. As principais características deste circuito é o isolador ótico ACPL-4800-300E do fabricante Avago, com rejeição de ruído de modo comum de 30kV/us e o circuito de *gate* do fabricante IXIS IXDN609SI com capacidade de 9A de corrente de pico. Este valor de corrente é desejado para carregar as capacitâncias de entrada do dispositivo. Assim, este circuito foi selecionado para ser utilizado no projeto.

4.1.3 Verificação de Adequação dos dispositivos D1/D2

Os dispositivos D1 e D2 são diodos shottky C4D10120 de SiC. A corrente que circula por esse dispositivo é a corrente de desmagnetização do transformador que é proporcional a indutância de magnetização do mesmo. Analisando a folha de dados deste dispositivo em seu encapsulamento, (TO 247), possui dois diodos conectados na configuração catodo comum. No

circuito simulado o pico repetitivo de corrente direta é de aproximadamente 40A como apresentado no oscilograma da Fig. 4.12. Para suportar este pico de corrente, apenas um dispositivo é necessário para a temperatura de encapsulamento de 125°C, conforme apresentado na Fig. 4.13.

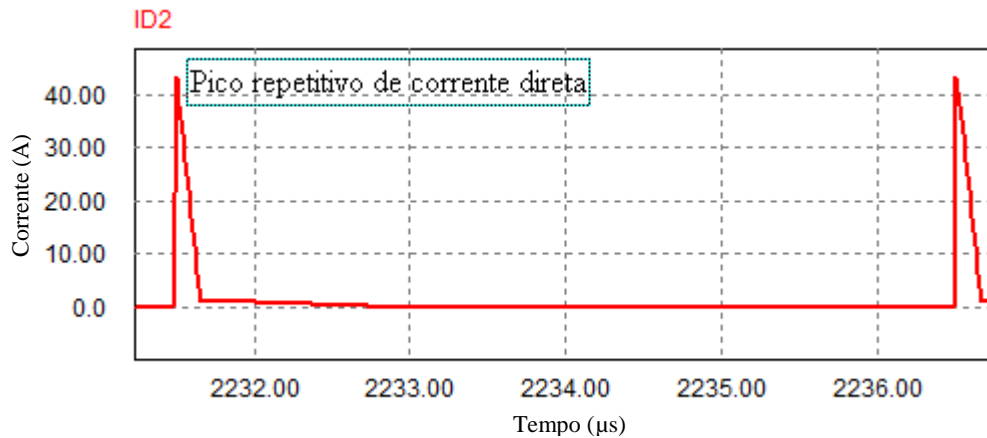


Fig. 4.12 – Pico repetitivo de corrente direta para corrente de desmagnetização.

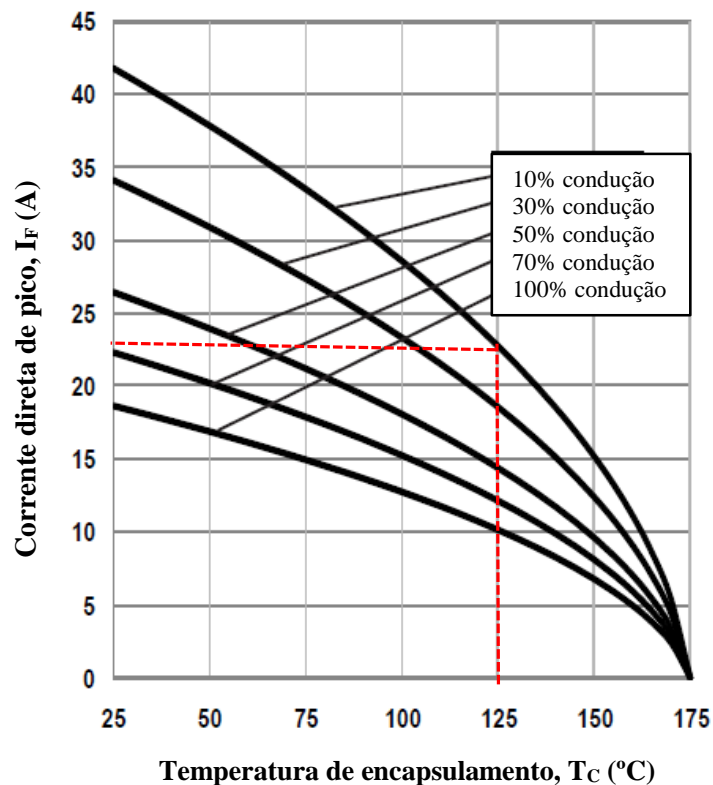


Fig. 4.13 – Temperatura de encapsulamento versus pico de corrente direta dos diodos.

As perdas de chaveamento deste dispositivo estão associadas ao processo de entrada em condução do mesmo que dissipa a energia armazenada na capacitância de junção, sendo essa definida pela equação 4.10.

$$E_{CJ} = 0.5 * C * V_{rev}^2 \quad (4.10)$$

Onde,

E_{CJ} - energia armazenada na capacitância de junção do dispositivo;

C - capacitância de junção;

V_{rev} - tensão de bloqueio sobre o dispositivo;

Assim como para as chaves S1 e S2, a tensão de bloqueio máxima considerada para o diodos D1 e D2 é de 400V. Para esse valor de tensão de bloqueio, a carga armazenada na junção do dispositivo é aproximadamente 19nC como apresentado na Fig. 4.14. Uma vez que a carga armazenada é dada pela equação 4.11.

$$q = Cv \quad (4.11)$$

Onde,

C – capacitância equivalente;

v – tensão entre as placas do capacitor;

tem-se $C = 47,5\text{pF}$.

A outra parcela de perda é por condução, definida pela equação 4.12. Para calcular as perdas de condução foi utilizado o valor de corrente direta 5,85Arms identificado na Tab. 4.4.

$$P_{con\ diodo} = I_F(t) * V_F(t) = P(t) \quad (4.12)$$

Onde,

$I_F(t)$ – corrente de condução direta;

$V_F(t)$ – queda de tensão direta;

Integrando a equação 4.12 vem que:

$$P_{con\ diodo} = I_{frms}^2 * R_j \quad (4.13)$$

Onde a resistência de junção é obtida através da curva característica de saída I_F por V_F apresentado na Fig. 4.15.

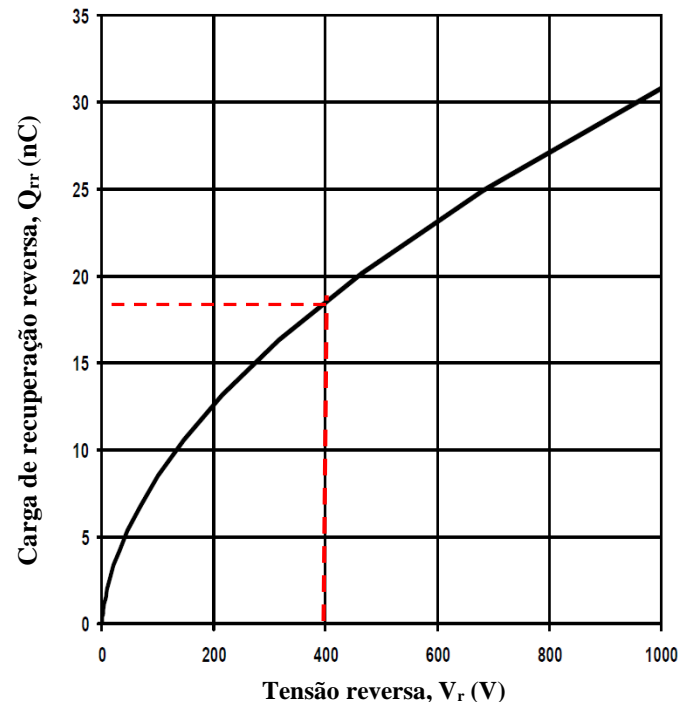


Fig. 4.14 – Tensão reversas versus carga.

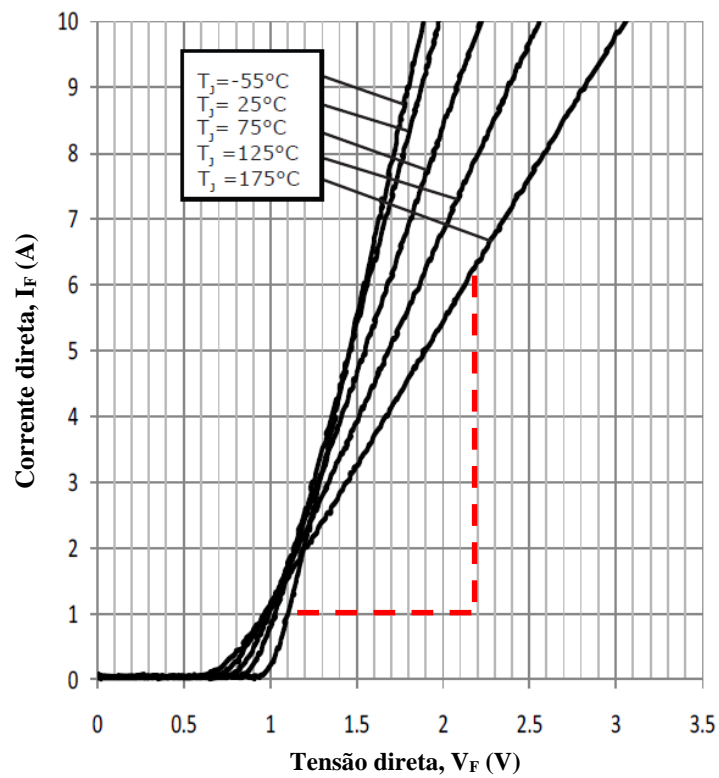


Fig. 4.15 – Curva característica I_F por V_F .

Calculando as perdas totais dos diodos D1/D2 tem-se:

$$P_{tot} = 5,83^2 * 220 * 10^{-3} + 0,5 * 47,5 * 10^{-12} * 400^2 * 200 * 10^3 = 8,5W$$

Utilizando o mesmo formato de dissipador das chaves S1 e S2, calcula-se a temperatura de junção do dispositivo D1 e D2 como se segue:

$$T_j = (8,5 * (0,8 + 0,24 + 0,4725)) + 40 = 53^{\circ}C$$

4.1.4 Avaliação de Adequação dos Diodos D3/D4

Para as posições D3 e D4 da Fig. 4.2, por ser um circuito de baixa tensão e alta corrente, almeja-se utilizar diodo *shottky*, uma vez que esse dispositivo não apresenta perdas por recuperação reversa. Por outro lado, possui elevada capacitância de junção, o que pode impactar na funcionalidade do circuito. Uma segunda opção são os diodos PiN, caracterizados como *Ultrafast Soft Recovery* com capacitância de junção menor que os diodos *scottky*.

O diodo D3 é o diodo *forward* do retificador de alta frequência e o tempo máximo de condução é 45%. Já o diodo D4 é o diodo de roda livre que é responsável por manter a corrente circulando na carga e o tempo máximo de condução é 55%. A Fig. 4.16 representa a forma de onda da corrente que circula pelos diodos e a Tab. 4.7 mostra o resultado do valor de corrente média em função do ciclo de trabalho.

Os dispositivos pré-selecionados são os diodos STPS200170170TV1 (*shottky*) e VS-150ebu-02 (*ultra soft recovery*). Na Fig. 4.17 é mostrado o valor de capacitância de junção dos referidos dispositivos. Sendo que a capacitância de junção do dispositivo VS-150ebu-02 é três vezes menor a capacitância de junção do dispositivo STPS200170TV1. Esses valores de capacitâncias foram simulados na condição de meia carga no circuito equivalente de secundário da Fig. 4.18. Os resultados de simulação apresentados na Fig. 4.19 levaram à seleção do dispositivo VS-150ebu-02.

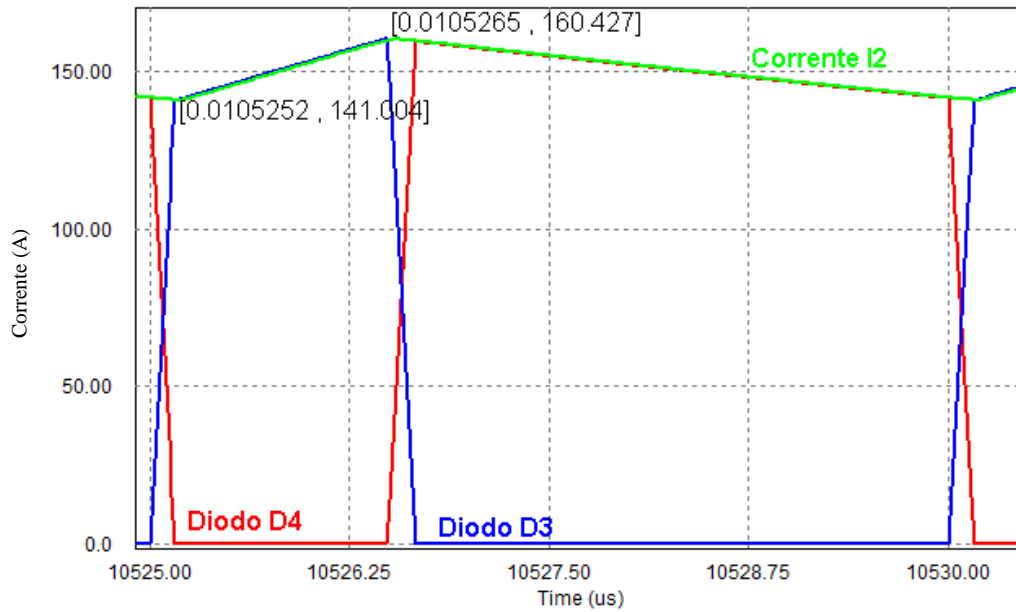
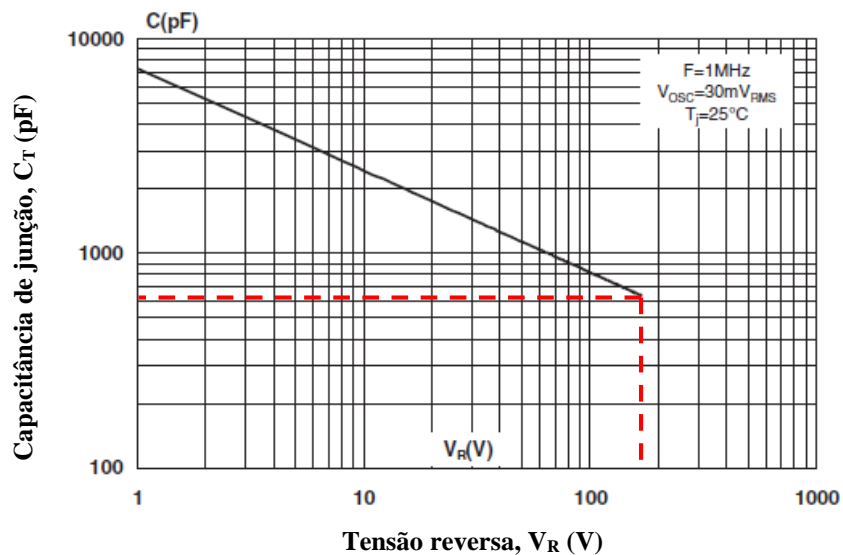


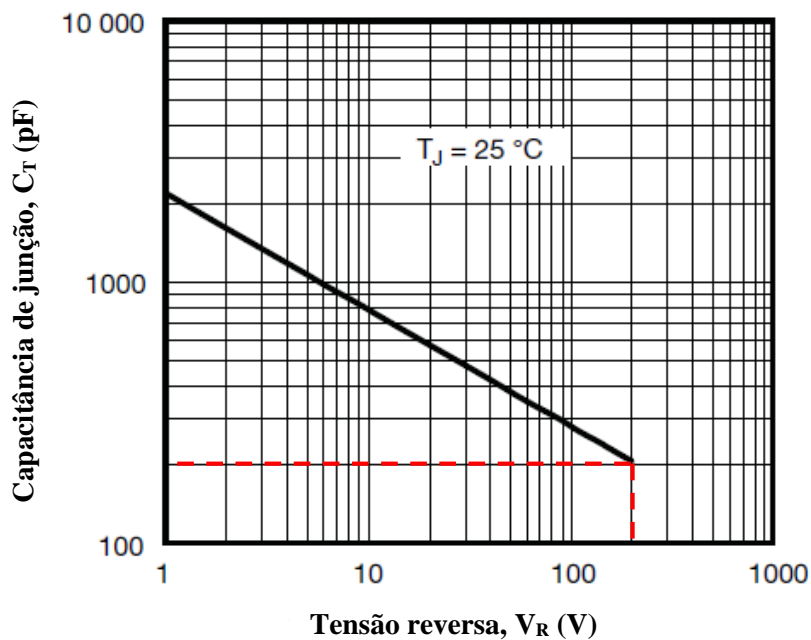
Fig. 4.16 – Forma de onda nos diodos de saída D3 e D4.

Tab. 4.7 – Valores de corrente nos diodos D3 e D4.

I₂ (A)	DC Buss	T_{on} (%)	T (uS)	ID3 (Arms)	ID3 avg (A)	ID4 (Arms)	ID4 avg (A)
150,00	276,00	40,6	2,03	86	51,06	121,5	99,6
	374,00	29,7	1,485	84,3	48,8	121,9	100,9



(a)



(b)

Fig. 4.17 – (a) capacitância de junção STPS200170170TV1; (b) capacitância de junção VS-150ebu-02.

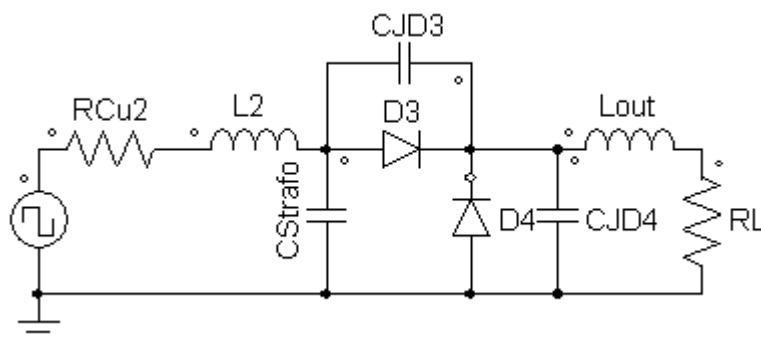
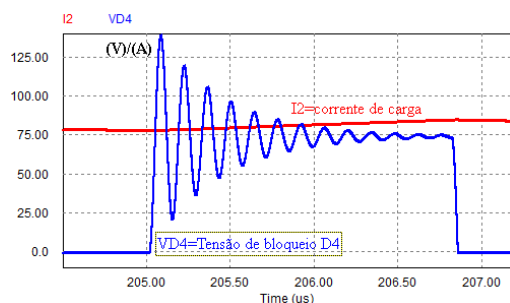
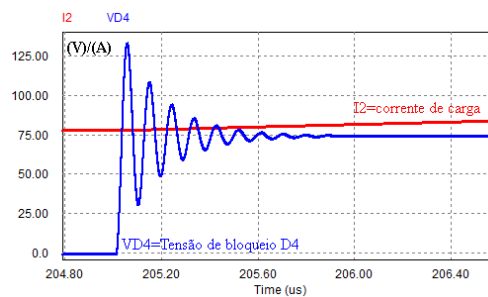


Fig. 4.18 – Circuito equivalente elementos parasitas secundário.



(a)



(b)

Fig. 4.19 – (a) tensão bloqueio VD4 devido capacitância de junção STPS200170TV1;(b) tensão de bloqueio VD4 devido capacitância de junção VS150ebu-02.

O dispositivo VS-150ebu-02 é do fabricante Vishay com tensão máxima de bloqueio de 200V. O tipo de encapsulamento é *PowerTab* com um diodo.

De acordo com a folha de dados do dispositivo operando com 80% da capacidade de bloqueio, a temperatura de encapsulamento é determinado pela equação 4.14

$$T_C = T_J - (P_d + P_{dREV}) * R_{thJC} \quad (4.14)$$

Onde

$$P_d = I_F * V_{FM} * D \quad (4.15)$$

e

$$P_{dREV} = V_{R1} * I_R(1 - D) \quad (4.16)$$

Onde,

P_d – Perdas de condução direta;

I_F – Corrente de condução direta;

V_{FM} – Queda de tensão direta;

P_{dRev} – Perdas de recuperação reversa;

V_{R1} – Tensão de bloqueio reversa;

O *ripple* de corrente é 10% da corrente nominal de forma que a corrente excursiona entre 142A a 158A, sendo o valor médio 150A. Para esse valor de corrente média, a queda de tensão direta é 0,8V como destacado na Fig. 4.20. Desta forma, para D3, tem-se:

$$P_d(D3) = 150 * 0,8 * 0,45 + 160 * 400\mu A * 0,55 = 55W$$

Para a temperatura de junção tem-se:

$$T_j(D3) = (55 * (0,35 + 0,2 + 0,57)) + 40 = 102^\circ C$$

Para o diodo D4 tem-se:

$$P_d(D4) = 150 * 0,8 * 0,55 + 160 * 400\mu A * 0,45 = 67W$$

Para a temperatura de junção tem-se:

$$T_j(D4) = (67 * (0,35 + 0,24 + 0,57)) + 40 = 118^\circ C$$

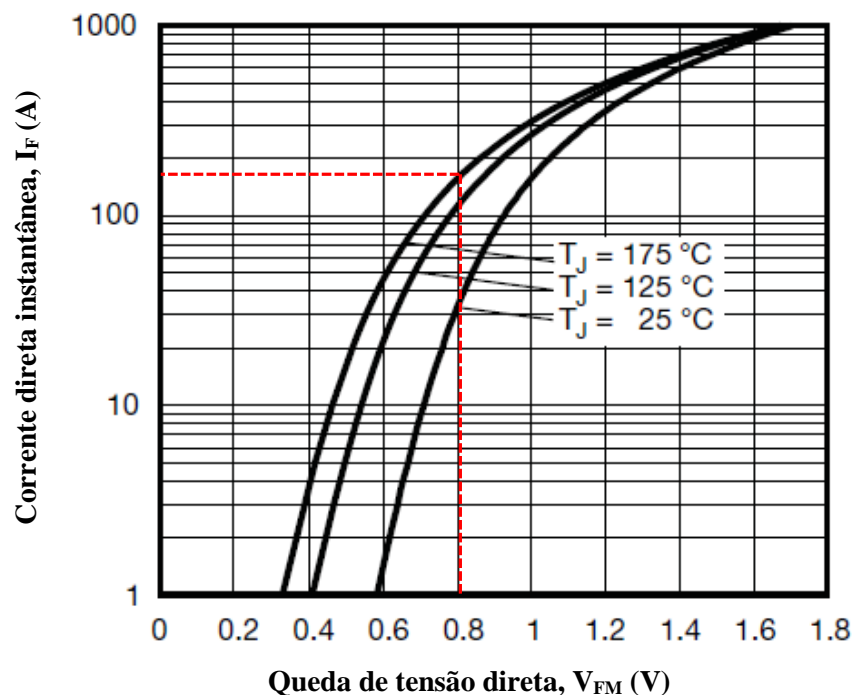


Fig. 4.20 – Queda de tensão direta VS150EUB02

4.1.5 Técnica para Redução de Indutância Parasita no Circuito Impresso

Um ponto que merece ser destacado foi o projeto da placa de circuito impresso, uma vez que um trabalho minucioso foi feito para posicionar os componentes na placa de potência desde os capacitores do barramento c.c., conexões do circuito de *gate driver* e a circulação de corrente nos semicondutores. Todas as conexões realizadas tinham como objetivo principal a minimização da indutância parasita por meio de cancelamento de campo magnético, como destacado [40]- [41]. A Fig. 4.21 (a) representa a melhor forma para cancelamento de campo para circuito impresso de duas ou mais camadas. Como pode ser observado, o ponto representa a corrente saindo do plano da superfície e o x representa a corrente entrando. O campo magnético gerado pela corrente entrando no plano, de acordo com a regra da mão direita, tem sentido horário enquanto a corrente saindo do plano tem sentido anti-horário. Desta forma, como as correntes possuem mesma intensidade, o campo magnético resultante tende a zero de forma a minimizar as indutâncias parasitas. De forma similar, acontece na Fig. 4.21 (b), porém,

as trilhas do circuito elétrico estão presentes na mesma camada e parte do campo magnético é eliminado.

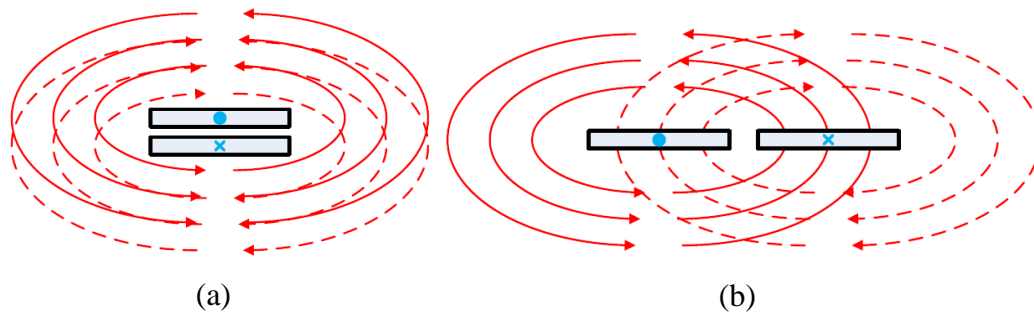


Fig. 4.21 – (a) efeito cancelamento de campo para trilhas de circuito dupla camada; (b) cancelamento de campo para trilhas paralelas lado a lado para uma camada [41].

4.2 Sumário

Neste capítulo foi feita a seleção dos componentes semicondutores, dissipadores e ventilador para serem utilizados no projeto.

O estágio onde se tem as maiores perdas é no retificador de saída de alta-frequência devido a característica do dispositivo selecionado. Entretanto, pode-se afirmar que todos os estágios apresentam operação térmica satisfatória.

Na confecção da placa de circuito impresso, teve-se todo um cuidado no roteamento das trilhas da placa de circuito impresso para minimizar as indutâncias parasitas e assim evitar oscilações indesejadas entre elementos parasitas prejudiciais ao funcionamento do circuito.

5. Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados alcançados para o conversor c.c.-c.c., destinado a aplicação de soldagem a arco elétrico, operando em 200kHz na condição de carga nominal e sobrecarga. É feito um comparativo entre transformadores de outros equipamentos de soldagem de mesma faixa de potência, de forma a demonstrar os ganhos de compactação do mesmo. Ainda são registradas as formas de onda em diferentes modos de operação do conversor para validação.

5.1 Transformador Planar

Como forma de se analisar os ganhos de compactação devido o aumento da frequência de chaveamento para os componentes magnéticos, foi feito um comparativo entre três diferentes transformadores utilizados em máquinas de soldagem a arco de tecnologia inversora e de similar potência. Na Fig. 5.1 são apresentados os transformadores com suas dimensões. Seus pesos são 669g, 300g e 542g, respectivamente. O transformador 1 é utilizado na topologia CF2T que opera em 70kHz e 3900W de potência de saída. O transformador 2 é de tecnologia planar, projetado para operar em 200kHz/3900W e utilizado nesse projeto. Já o transformador 3 opera em 60kHz na estrutura em ponte completa e 3700W de potência.

O transformador planar é 55% mais leve que o transformador 1 e 45% mais leve que o transformador 3. Os ganhos em volume com o aumento da frequência são 61,5% do transformador planar quando comparado com o transformador 1 e 41% menor referente ao transformador 3.

Este comparativo deixa claro os benefícios de compactação e redução de peso para os componentes magnéticos com o aumento da frequência e o aumento da densidade de potência.

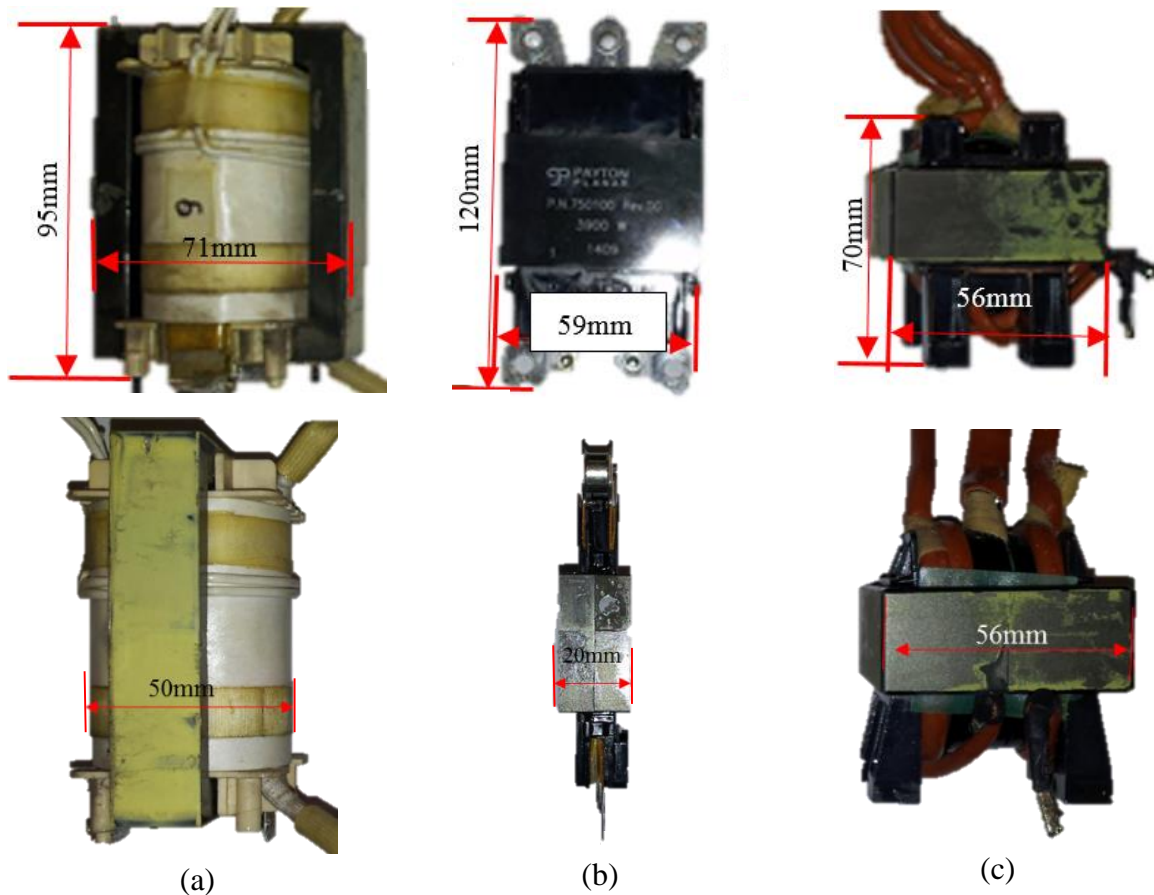


Fig. 5.1 – (a) CF2T 70kHz; (b) CF2T 200kHz; (c) CPC 60kHz.

5.2 Teste do Conversor CC-CC para Soldagem a Arco Elétrico

A Fig. 5.2 mostra o conversor montado com suas respectivas dimensões que são 230mm de comprimento, 180mm de largura e 95mm de altura. O peso total dessa estrutura é 2,2kg. O item 1 destacado na figura é o ventilador para ventilação forçada, o item 2 é a placa de potência montada com circuito de gate driver, capacitores do barramento c.c., os dispositivos MOSFET de SiC e diodo schokkty de SiC. Os itens 3 e 4 são o transformador e indutor de tecnologia planar. Já o item 5 é o retificador de alta frequência, composto por diodo de recuperação rápida dedicado ao segmento de soldagem.

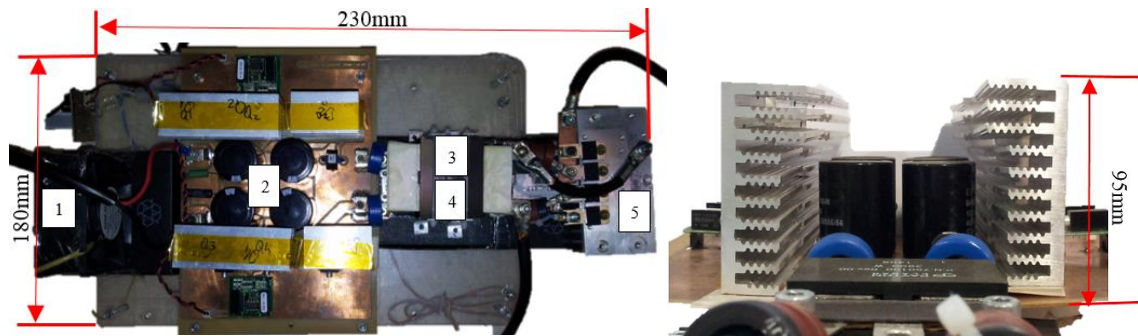


Fig. 5.2 – Vista superior conversor com as respectivas dimensões

A placa de controle responsável por controlar o conversor é reutilizada de outra máquina de soldagem e foi montada debaixo do conversor para garantir conexões mais curtas possíveis. Ajuste de ganhos do controlador tiveram que ser realizados, bem como a frequência de chaveamento. Entretanto, estes ajustes não são apresentados nesse texto.

Para suportar no teste do conversor foi inserido no modelo da Fig. 4.2 os principais elementos parasitas que influenciam no funcionamento do mesmo e estes elementos estão representados na Fig. 5.3.

A Tab. 5.1 apresenta as características de cada elemento do modelo e como esses foram obtidas. Esses parâmetros foram levados em consideração uma vez que os rápidos dv/dt associados ao processo de chaveamento fazem com que o circuito oscile. O tempo de subida típico para as chaves selecionadas é de 13nS. Em [32] cita-se que as capacitâncias parasitas presentes no transformador planar caracterizam um caminho de baixa impedância e podem acarretar em corrente oscilatória de primário no transformador e elevados picos de tensão nos diodos de saída, devido à ressonância entre a indutância de dispersão e capacitância parasita, como mostrado no circuito equivalente.

Para minimizar os picos de tensão sobre o diodo de saída foi implementado um filtro RC e para reduzir os elevados dv/dts foi introduzido um filtro de modo diferencial no primário do transformador.

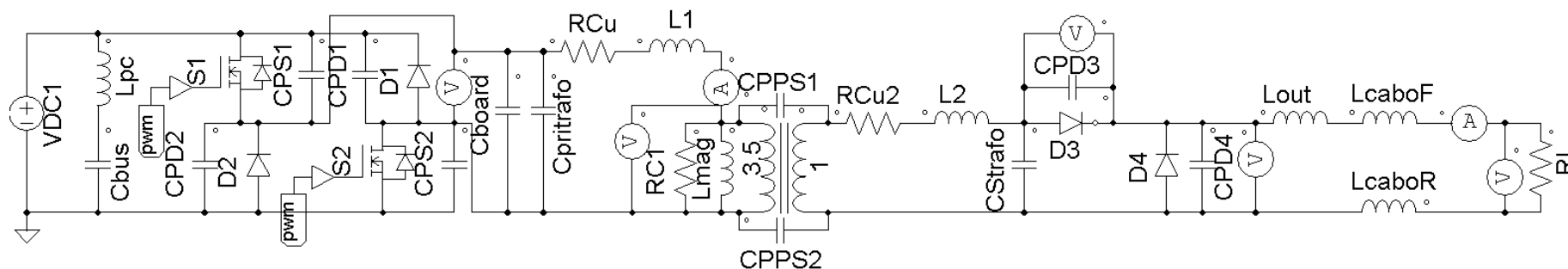


Fig. 5.3 – Conversor com principais elementos parasitas.

Tab. 5.1 – Classificação físico e parasita

Item	Folha de dados	Medição	Físico	Parasita
Cbus	X	X	X	
Lpc	X			X
S1			X	
CPS1	X			X
S2			X	
CPS2	X			X
D1			X	
CPD1	X			X
D2			X	
CPD2	X			X
Cplaca		X		X
CpriTRX		X		X
RCu1		X		X
L1	X		X	
RC1				X
Lmag	X		X	
CPPS1		X		X
CPPS2		X		X
RCu2		X		X
L2	X		X	
CsecTRX		X		X
D3			X	
CPD3	X			X
RCF1	X		X	
D4			X	
CPD4	X			X
Lout	X		X	
LcaboF	X	X	X	
RL			X	
LcaboR	X	X	X	

5.2.1 Evolução dos testes

Por se tratar de um conversor com frequência de chaveamento de 200kHz com capacidade de corrente 150A/26V, foi analisada a influência de conexões de ponta de prova de osciloscópio, seguido pela validação do circuito de *gate driver*, a validação da indutância de magnetização do transformador para operação do barramento c.c. em 300V e chaveamento de 200kHz, a transferência de potência em meia carga, análise do *ripple* de corrente de saída e a influência da indutância parasita do cabo de saída, degrau de carga para verificação da taxa de variação da corrente (di/dt), finalizando com análises das formas de onda do barramento c.c., corrente de primário, corrente e tensão de secundário.

O primeiro estágio do circuito testado foi o circuito de *gate driver* uma vez que este é responsável por ligar e desligar as chaves. No processo de medição teve-se cuidado com conexões longas, uma vez que uma pequena indutância adicionada ao circuito pode caracterizar como mau funcionamento. Na Fig. 5.4 (a) está registrado, no canal 1, a tensão de *gate*, no canal 2 a tensão de primário UP1 do transformador operando em 45Vac, no canal 3 a tensão de carga U₂ e no canal 4 a corrente de carga I₂. As oscilações observadas na tensão de *gate* e UP1 se devem ao comprimento do conector de terra da ponta de prova da Fig. 5.4 (b).

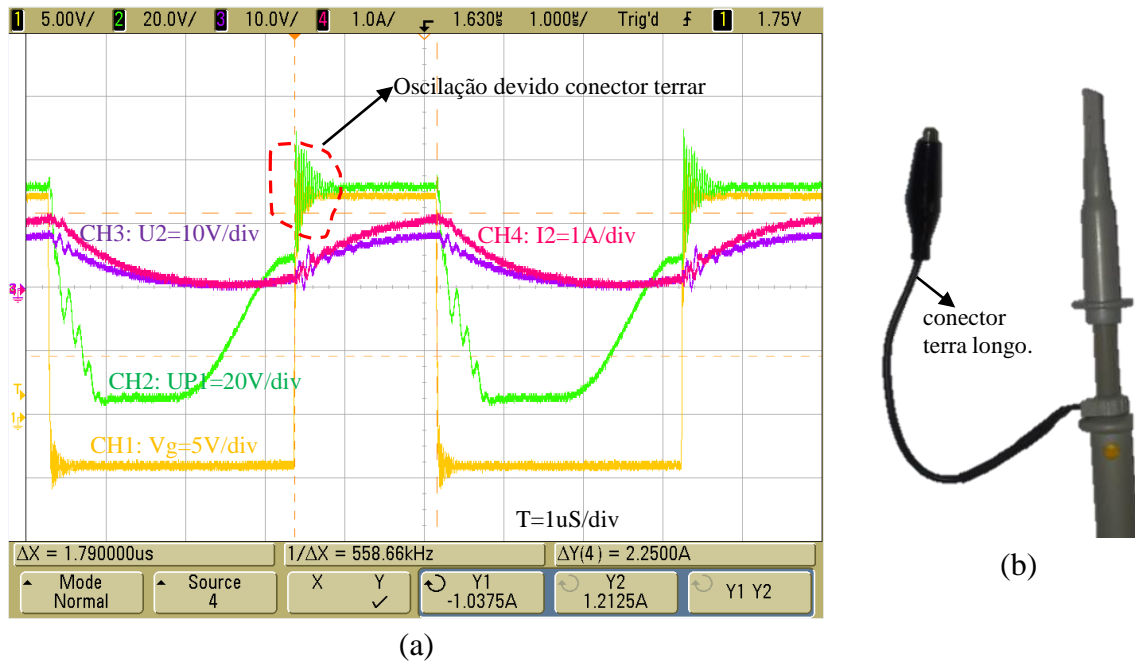
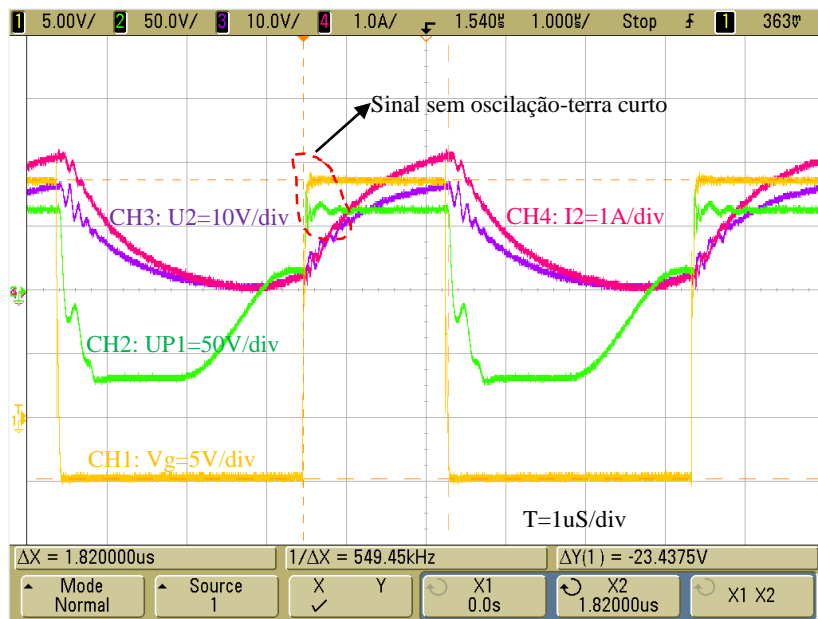


Fig. 5.4 – (a) tensão oscilatória de *gate* e transformador; (b) conector terra longo.

Já a Fig. 5.5 (a) a medição é feita com conector terra curto, como mostra a Fig. 5.5 (b), nessa configuração a ponta de prova apresenta menor valor de indutância parasita quando comparado com a medição anterior. Neste caso, não há o registro de oscilação na tensão de *gate*, mas uma oscilação quase desprezível para a tensão de primário do transformador, medido com pontas diferenciais.



(a)

Fig. 5.5 – (a) tensão de gate e transformador sem oscilação; (b) conector terra curto.

Uma vez garantido um processo de medição confiável, foram feitas análises nos tempos de transição do circuito de *gate driver* para a transição da tensão de alimentação do primário do transformador. Na Fig. 5.6 foi registrado no canal 1 a tensão UP1 e no canal 2 a tensão de gate. O nível de tensão no barramento c.c. é aproximadamente 60Vdc por motivo de segurança no processo de medição com o conector terra curto. Na Fig. 5.7, apresenta-se em detalhe o tempo de atraso no processo de chaveamento do MOSFET para a referida transição. Os valores registrados são da ordem de 20ns e estes tempos curtos são determinantes para operação em alta frequência.

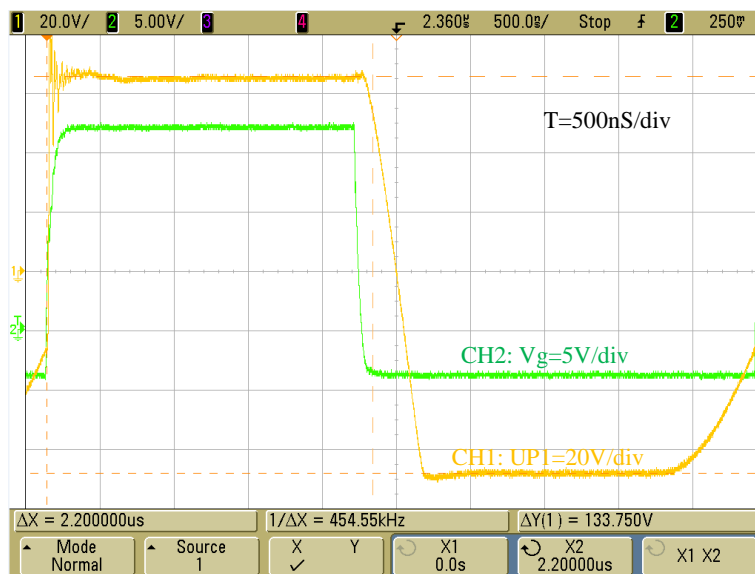


Fig. 5.6 – Tensão de gate e primário transformador

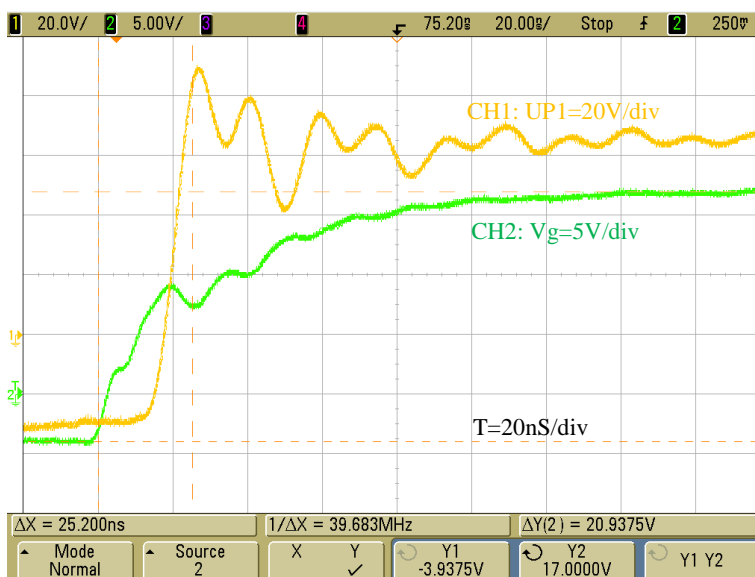


Fig. 5.7 – Detalhe atraso tensão de gate e primário transformador

A Fig. 5.8 registra, no canal 1, a tensão UP1 com operação do barramento c.c. em torno de 300V, valor este equivalente para operação do equipamento conectado em 220V. Neste caso, o conversor está operando em 200kHz. No canal 2 é feita a medição da tensão de circuito aberto e no canal 3 é mostrada a forma de onda de corrente de magnetização I_{mag} do transformador.

Da equação 5.1

$$V = L \frac{di}{dt} \tag{5.1}$$

Onde,

V – tensão aplicada no indutor;

L – indutância;

di/dt – taxa de variação de corrente;

Para os valores registrados $V=300$, $di=1,75A$ e $dt=2,2\mu S$, tem-se $L=377\mu H$ valor que converge ao valor de projeto e medido com a ponte RLC.

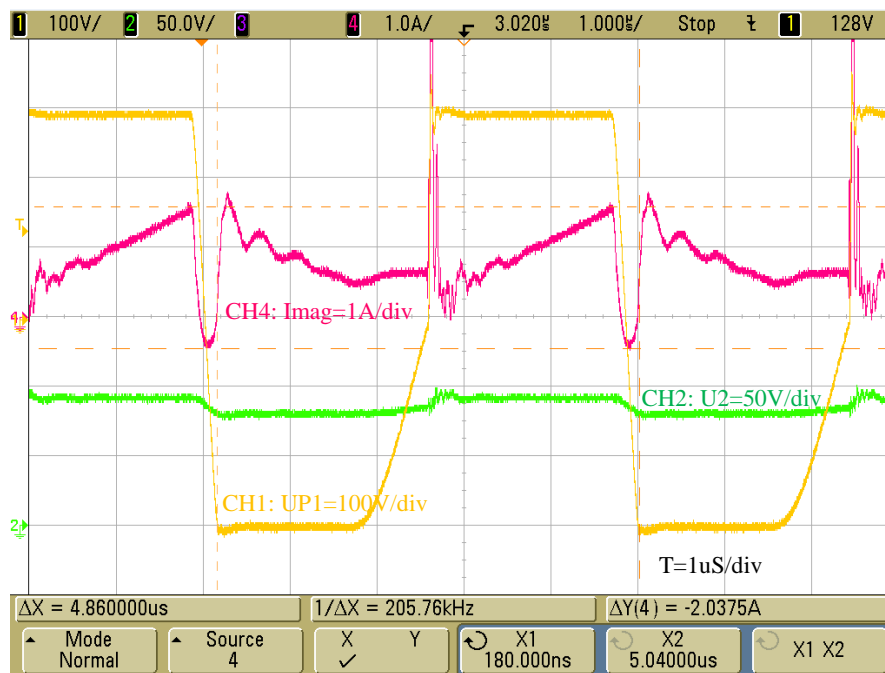


Fig. 5.8 – Corrente de magnetização em circuito aberto

A Fig. 5.9 representa um teste em meia carga onde é observado, no canal 1, a tensão do barramento c.c., no canal 2, a tensão c.a. que alimenta o transformador, no canal 3, a tensão de bloqueio no diodo D4 e no canal 4 a corrente de carga. Como pode ser observado, a tensão de bloqueio é oscilatória devido aos elementos parasitas de secundário. A oscilação registrada é de similar magnitude da oscilação presente na Fig. 4.19 (b), porém o decaimento entre as curvas não são os mesmos em função da dificuldade de representação dos parasitas.

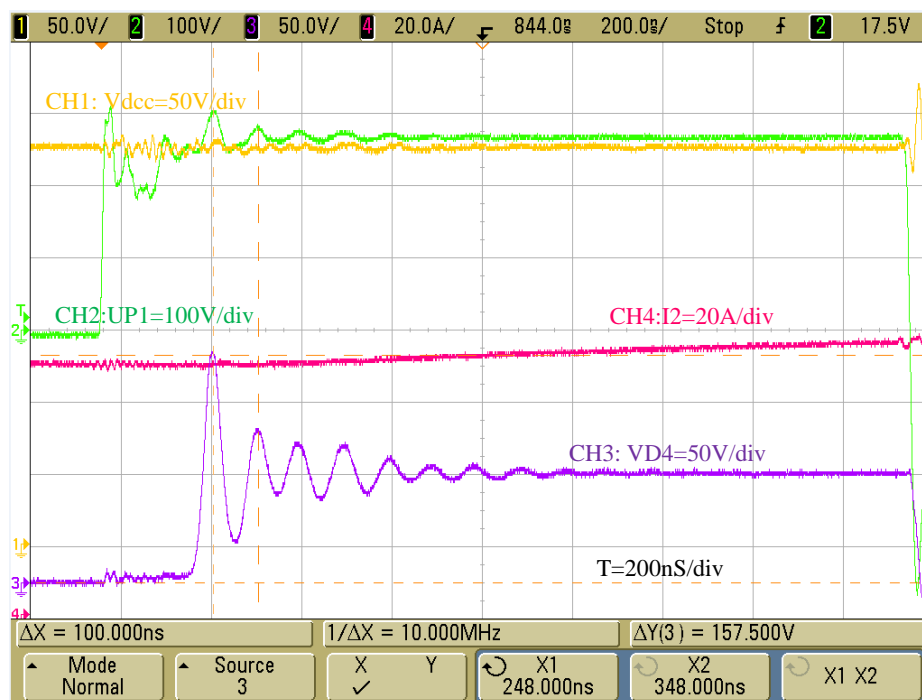


Fig. 5.9 – Tensão de bloqueio VD4 VS-150ufb02

Na sequência de teste, foi feito a análise do *ripple* de corrente em função da indutância total composta pela soma das indutâncias L_{out} , L_{caboF} e L_{caboR} presente na Fig. 5.3. A indutância definida no projeto são 5uH. Já as indutâncias L_{caboF} e L_{caboR} são autoindutâncias intrínsecas no cabo de conexão saída inversor/carga e elas são determinadas pela equação (5.2).

$$L = 2l \left(\ln \left(\left(\frac{2l}{d} \right) * \left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} \right) \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} + \frac{\mu}{4} + \left(\frac{d}{2l} \right) \right) [42] \quad (5.2)$$

Onde,

l – é o comprimento do cabo;

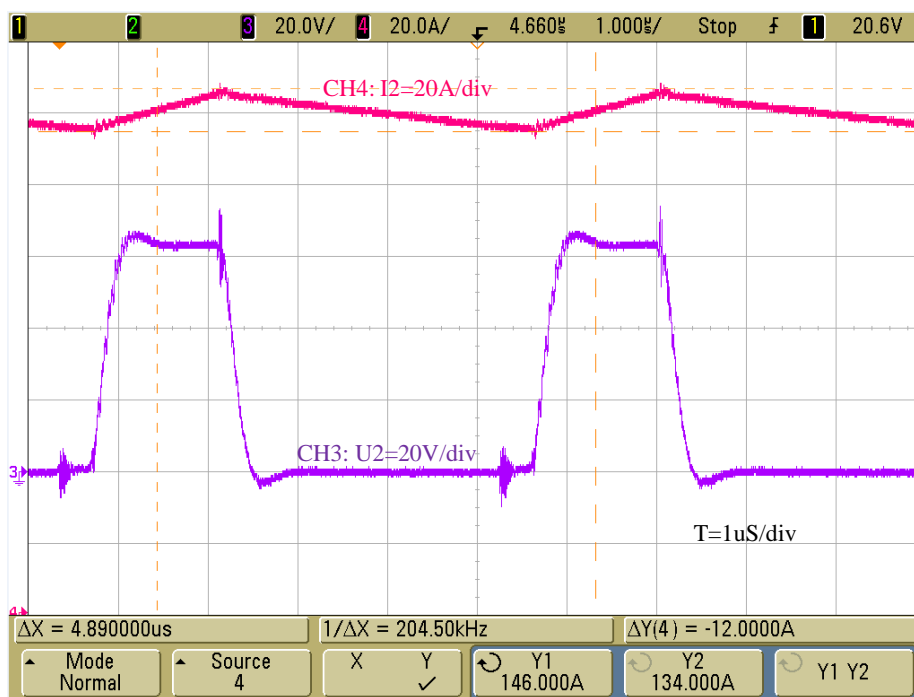
d – é o diâmetro do cabo;

μ - permeabilidade do meio.

O comprimento do cabo utilizado são 3,5 metros conectado na saída positiva e outros 3,5 metros conectado na saída negativa, sendo que o diâmetro do mesmo é 16mm², modelo

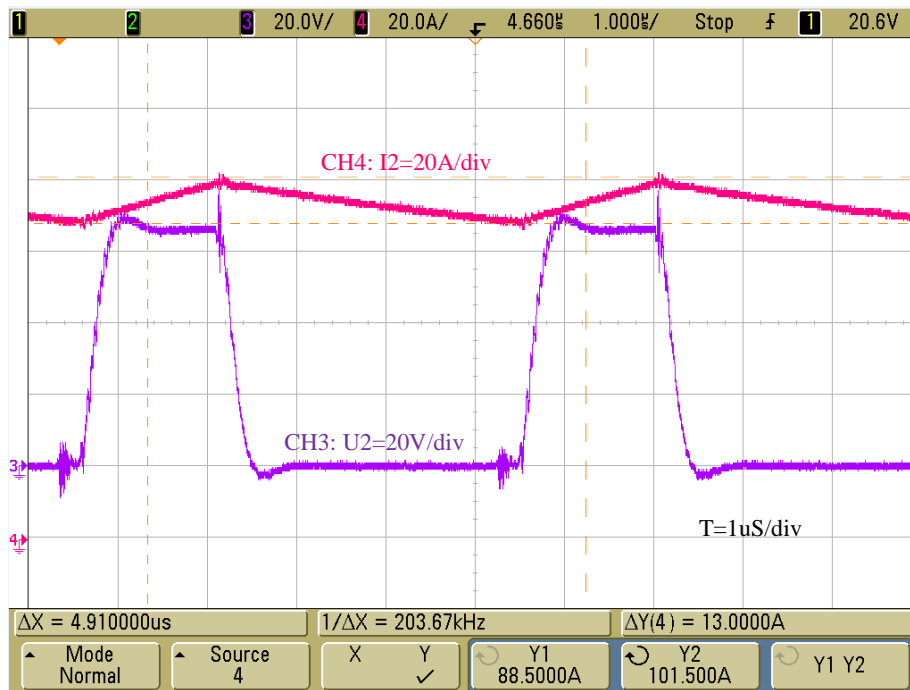
HO1NE2⁶. Levando os valores em (5.2), resulta em $1\mu\text{H}/\text{metro}$. Assim, a indutância total devido ao comprimento do cabo são $7\mu\text{H}$.

Diante deste valor de indutância, foi feito um comparativo entre o ripple de corrente com indutância total de $12\mu\text{H}$ e $7\mu\text{H}$ e o resultado é apresentado nas Fig. 5.10 (a) e (b) respectivamente. Como pode ser observado, existe uma diferença de 1A entre as duas medições, o que favorece a retida do indutor de saída sendo uma grande vantagem para redução do custo e peso do produto.



(a)

⁶ Folha de dados no Anexo



(b)

Fig. 5.10 – (a) ripple de corrente $\Delta i=12\text{A}$; (b) ripple de corrente $\Delta i=13\text{A}$

Na Fig. 5.11 está registrado, no canal 3, a tensão de carga U_2 e, no canal 4, a corrente de carga I_2 , sendo que a forma de onda oscilografada representa um degrau de carga de 125A com taxa de crescimento da corrente de 625A/ms . Nessa condição de teste não é observado distúrbio ou ruído nos valores medidos.

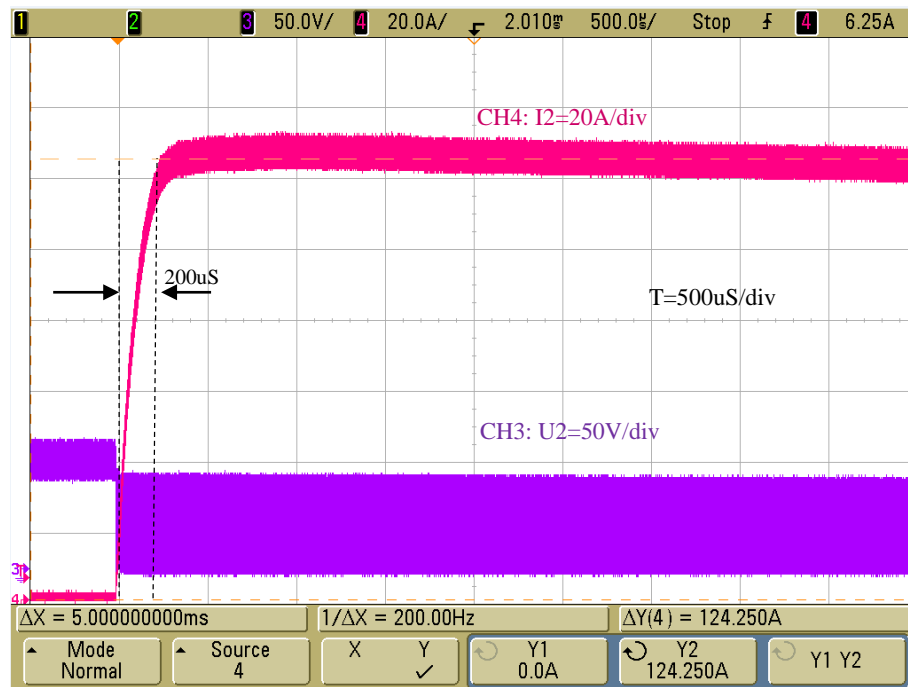


Fig. 5.11 – Degrau de carga 125A

Na Fig. 5.12, no canal 1, é apresentada a medição da tensão no primário do transformador UP1, que é aproximadamente 600Vpp. As oscilações observadas em UP1 é devido aos elementos parasitas que são excitados pelos transientes de dv/dt associados ao processo de chaveamento. No canal 2 é registrada a corrente de primário IP1 para uma corrente média transferida de 149A uma vez que o ripple pela relação de transformação está variando entre 140A e 157A. A borda de descida registrada na medição do canal 2 é a corrente que circula pelos diodos D1 e D2. A taxa de variação desta corrente é de aproximadamente 200A/us e encontra-se dentro da especificação na folha de dados do dispositivo. No canal 3 tem-se a tensão de carga do conversor. A potência média transferida neste caso é aproximadamente 4,7kW como registrado pelo produto $UP1 \cdot IP1$.

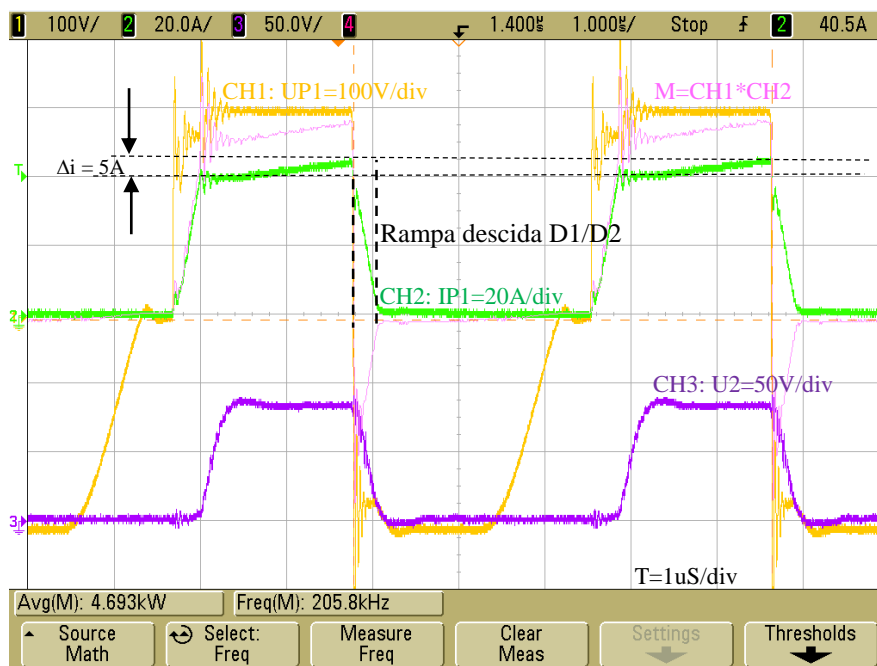


Fig. 5.12 – Corrente de primário 4.7kW transferido

Na Fig. 5.13 apresenta-se, no canal 1, tensão do primário do transformado com a tensão c.a. em 280V. A diferença entre a tensão UP1 da Fig. 5.12 e UP1 Fig. 5.13 é porque o barramento c.c. tem ondulação de tensão de 360Hz fazendo com que o controlador compense com a modulação da largura de pulso. No canal 2 é mostrada a tensão de bloqueio sobre o diodo em avanço D3 e, no canal 4, é apresentada a forma de onda de corrente que circula pelo mesmo. Nessa forma de onda, o *ripple* de corrente é de aproximadamente 10A. Não foi possível realizar a medição de corrente no diodo de roda livre, uma vez que não havia espaço para montagem da ponte de prova de corrente no circuito. Ao comparar as formas de onda de corrente das referidas figuras valida-se a relação de transformação do transformador que neste caso é 3,5:1.

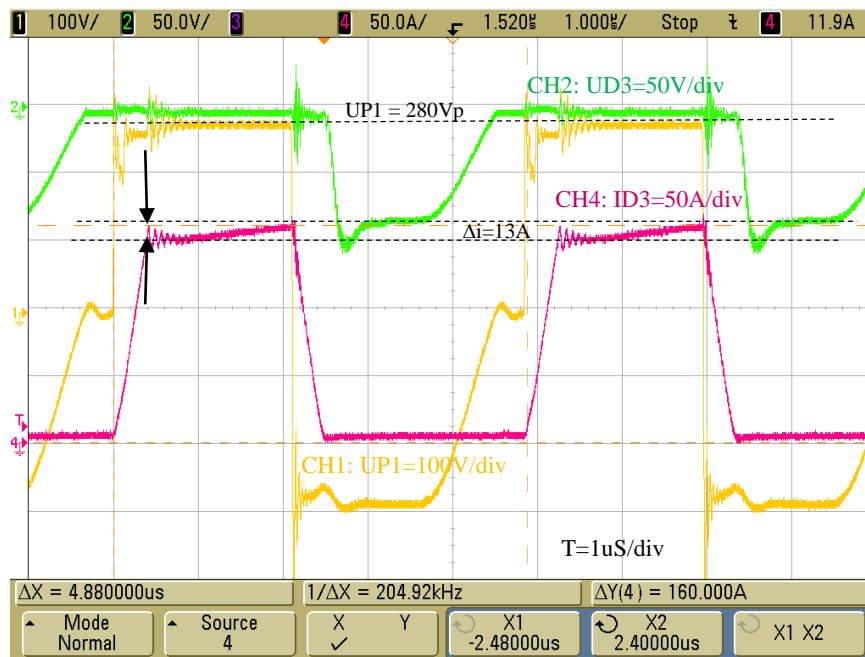


Fig. 5.13 – Forma de onda de corrente no diodo D3.

A Fig. 5.14 ilustra, no canal 1, a tensão de primário do transformador UP1, no canal 3 a tensão de carga U_2 com o valor médio de 32,7V e no canal 4 a corrente de carga I_2 de valor médio de 148,5A sendo a potência média total transferida de 4856W representando operação de sobrecarga para o conversor.

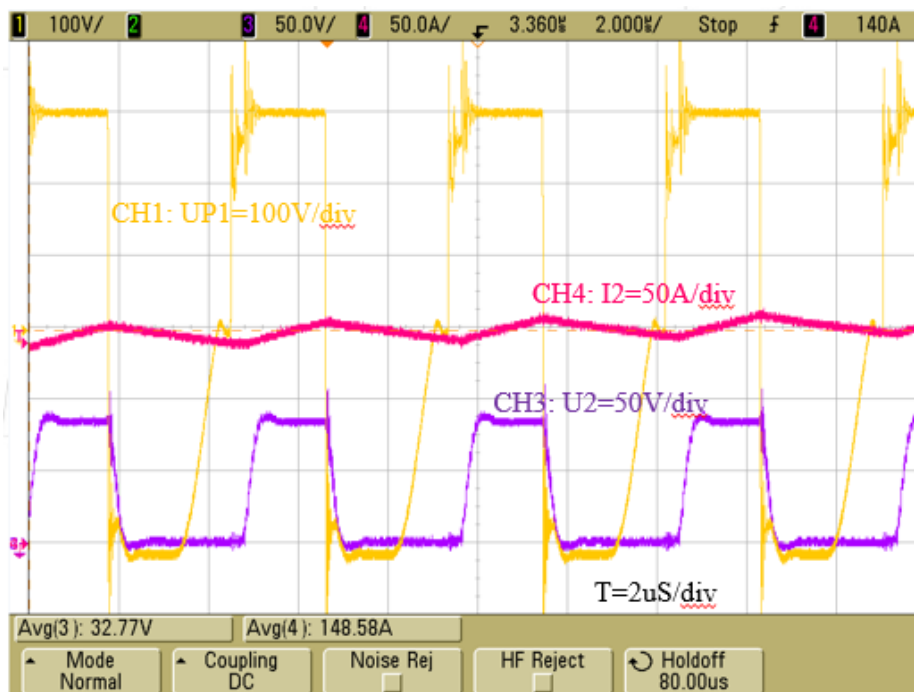


Fig. 5.14 – Potência de saída em sobre carga 4,85kW.

A Fig. 5.15 representa operação em carga nominal para uma resistência equivalente de aproximadamente $182\text{m}\Omega$. No canal 1 tem-se a tensão de operação do transformador, no canal 3 a tensão de carga U_2 sendo o valor médio 27V e no canal 4 é a forma de onda de corrente I_2 com valor médio de 148A caracterizando a potência nominal de 3996W .

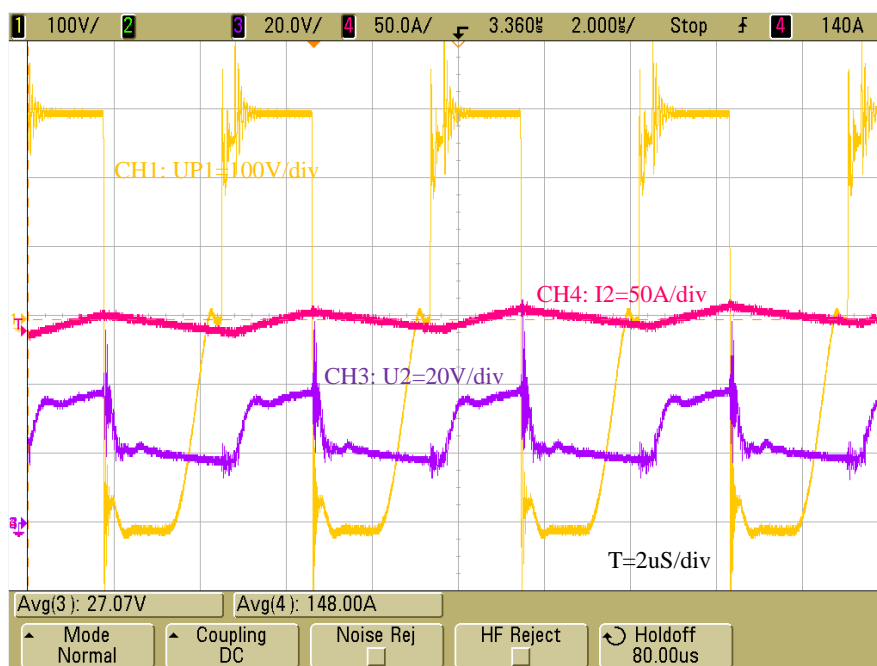


Fig. 5.15 – Potência de saída em carga nominal 3996W .

A Fig. 5.16 representa a curva característica do bloco de potência operando em malha aberta. A curva denominada bloco de potência 150A , representa a capacidade de potência que pode ser entregue durante o processo de soldagem atendendo dinâmicas pertinentes ao mesmo. Já as curvas denominadas tensão de carga MMA, TIG e MIG representam a demanda de energia estática de acordo com as equações (2.1), (2.2) e (2.3) dos referidos processos de soldagem. Assim, conclui-se que o bloco de potência projetado tem a capacidade de operar nos três diferentes processos de soldagem, ressaltando que o a técnica de controle é responsável pelas operações como fonte de corrente constante ou tensão constante.

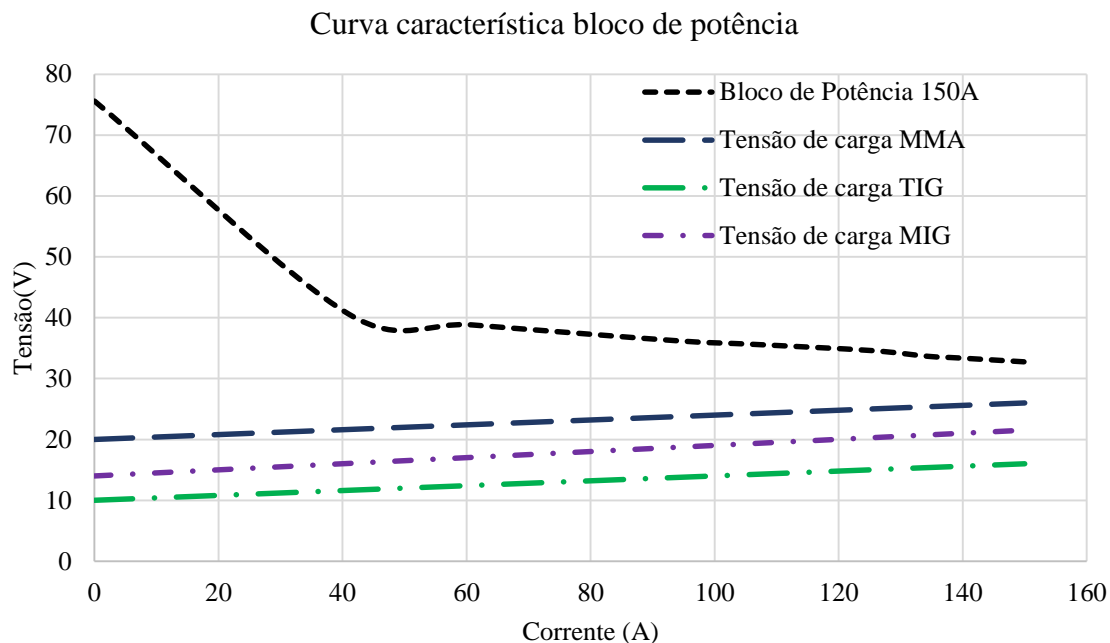


Fig. 5.16 – Curva característica bloco de potência 150A/26V.

Na Tab. 5.2 são apresentados números para comparação entre as três máquinas de soldagem onde os transformadores 1 e 3 apresentados, nesta seção, são utilizados.

Tab. 5.2 – Característica máquinas de soldagem 70kHz, 200kHz e 60kHz.

Topologia	kg	dm ³	kW	kW/dm ³	η (%)
CF2T@70kHz Si IGBT	3.2	4.8	3.9	0.81	85
CF2T@200kHz SiC MOSFET	2.2	3.93	3.9	0.99	89
PC@60kHz Si IGBT	2.4	3.97	3.7	0.93	82

Como é observado na tabela há uma redução em peso de 31% quando se compara o conversor de 70kHz com o conversor de 200kHz e uma elevação da densidade de potência em 22%. Já a eficiência demonstrou um ganho de 4,7%. Por outro lado, quando comparado a estrutura em ponte completa, o ganho em peso é de 9% mais leve, a densidade de potência foi aumentada em 6,45% e a eficiência 8,5%.

Para finalizar, foi feito um teste de soldagem preliminar para verificar a estabilidade do arco elétrico com o conversor no processo MMA em diferentes faixas de corrente utilizando o eletrodo 4800 de 2,5mm e 3,2mm. A Fig. 5.17 ilustra o protótipo de bancada com as respectivas conexões para o teste de soldagem.

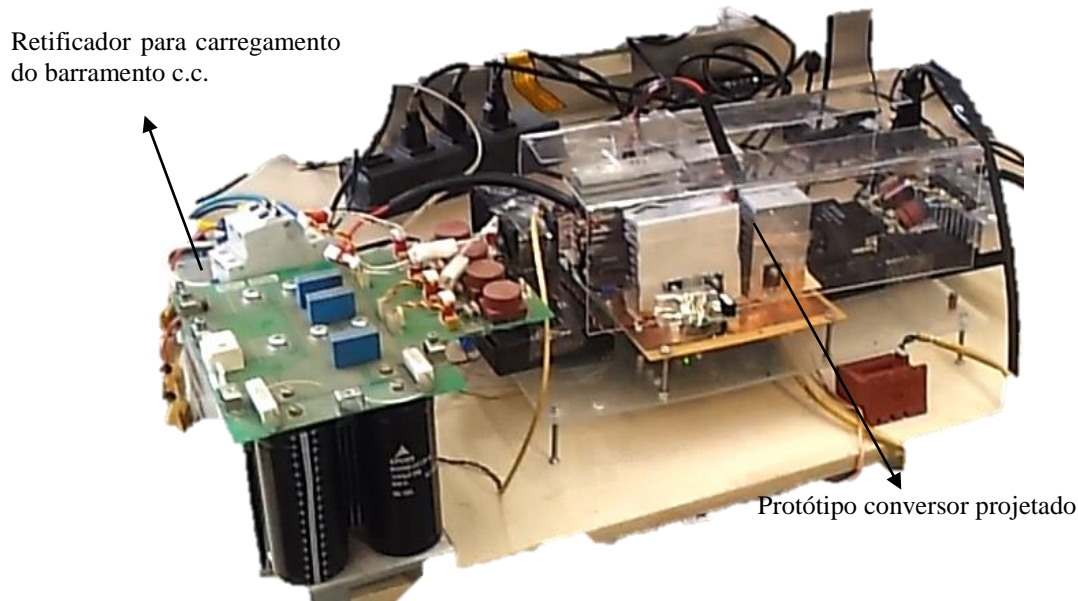


Fig. 5.17 – Protótipo do conversor projetado.

A Fig. 5.18 (a) ilustra a bancada utilizada para realizar o teste de soldagem no processo MMA. Como pode ser observado, o conector garra obra, que está conectado a saída negativa do protótipo, é conectado na peça metálica para fechar o circuito elétrico por onde a corrente de soldagem irá circular. Na saída positiva está conectado o porta eletrodo e uma vez que é feito o contato do eletrodo com a peça de soldagem, o circuito elétrico é fechado e circula-se corrente para realizar a soldagem com o valor de corrente desejada pré-ajustada como mostrado na Fig. 5.18 (b).

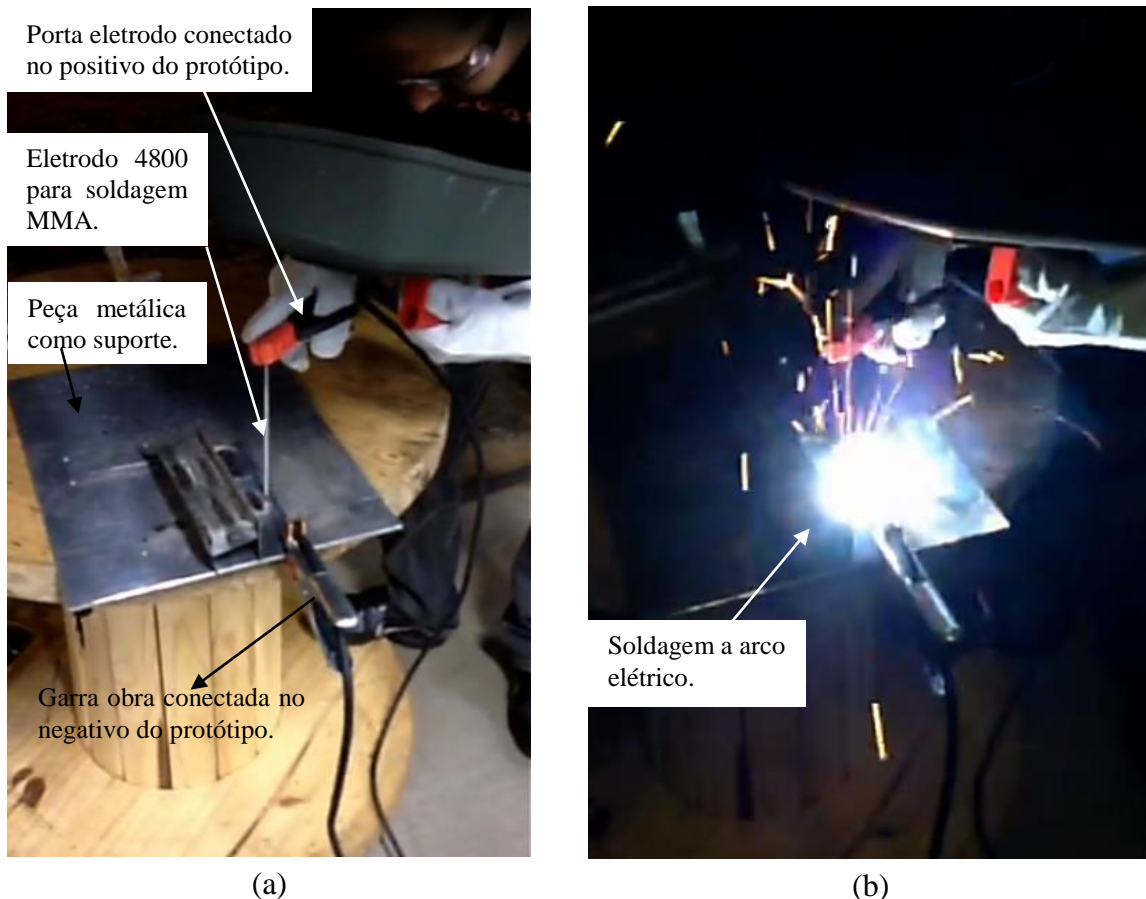


Fig. 5.18 – (a) bancada utilizada para realizar o teste de soldagem no processo MMA; (b) arco elétrico de soldagem.

A Fig. 5.19 (a) e (b) ilustram a peça utilizada durante o processo de soldagem. Como pode ser observado, diversos cordões de soldas foram feitos, sendo os cordões destacados são de melhor visualização. Vale ressaltar que peça soldada não tem boa aparência porque a soldagem foi feita pelos colegas que estavam no laboratório Tesla e muitos deles tiveram o primeiro contato com soldagem a arco elétrico naquela oportunidade.

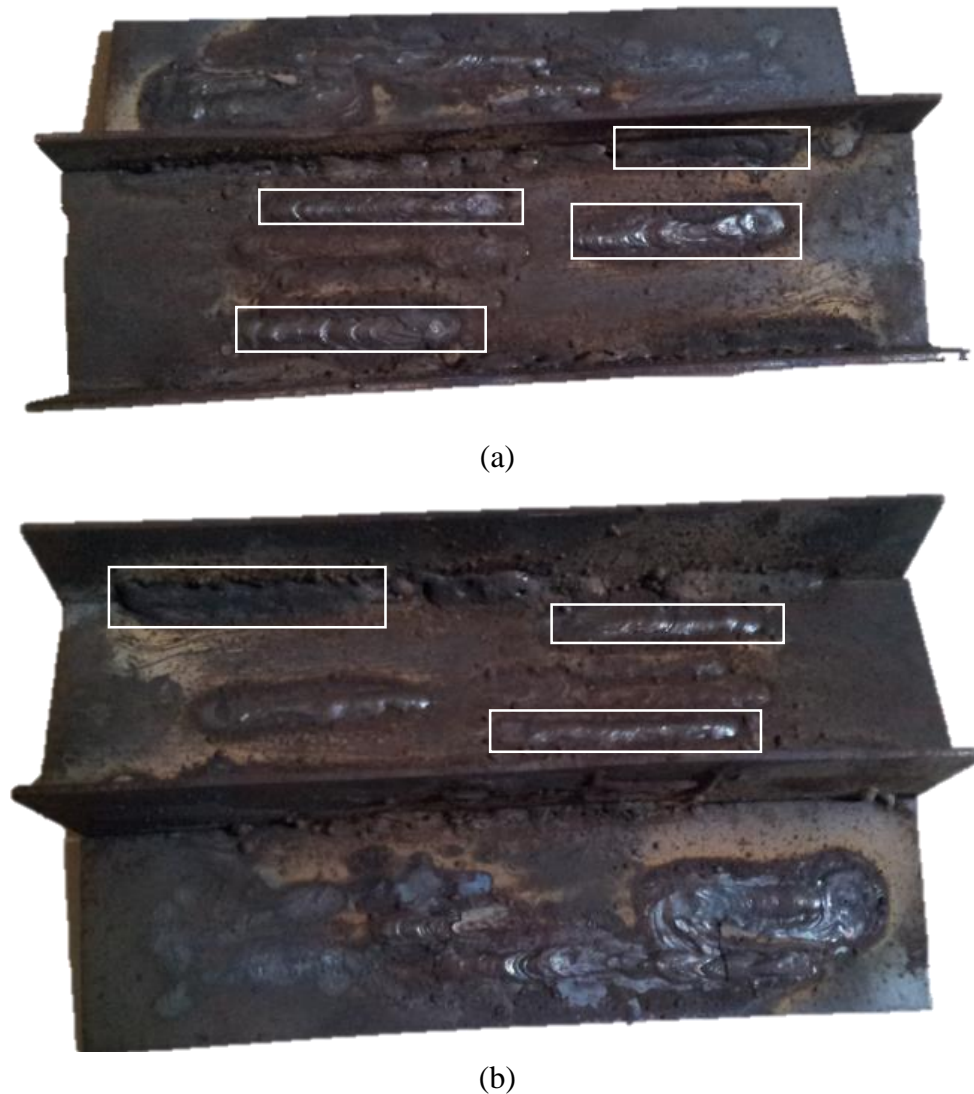


Fig. 5.19 – Peça utilizado durante o processo de soldagem.

5.3 Sumário

Neste capítulo foi apresentado o ganho de compactação para o transformador com o aumento da frequência de chaveamento. Apesar da frequência ter aumentado em 2,85 e 3,33 vezes aos referidos transformadores e estruturas comparadas, os ganhos não foram lineares. Este fator está associado a classe de isolamento que deve existir entre os circuitos de primário e secundário do transformador. Essa característica de isolamento, é um fator limitador para compactação do mesmo. De qualquer forma, existe um ganho significativo em peso que é aproximadamente 50% em ambos os casos. Esses ganhos são devidos à menor quantidade de

material utilizado no projeto para um mesmo nível de potência. Isso significa potencial de redução de custo na fabricação, uma vez que menos material é utilizado.

Ainda foi demonstrado por meio de registro de formas de onda a operação do conversor em 200kHz operando em carga nominal e sobrecarga transferindo a potência de projeto. Pela curva característica do bloco de potência demonstra a funcionalidade de multi-processo na utilização do mesmo, garantida por técnicas de controle.

No comparativo final entre as estruturas construídas, demonstra-se um ganho de 30% em peso para o conversor de mesma estrutura. No caso CF2T, o ganho é de 9% quando comparado com a estrutura em ponte completa. Nesse prospecto fica claro as possibilidades dos benefícios atingidos. Porém, os ganhos não são exacerbados como aconteceu na substituição dos equipamentos de baixa frequência pela tecnologia inversora com o advento dos dispositivos IGBTs.

Os problemas associados com a alta frequência de chaveamento, são oriundos dos curtos tempo de subida das chaves utilizadas na construção do conversor. Os altos dv/dt originados durante o processo de sintetização da tensão c.a. que alimenta o transformador são responsáveis por excitar os elementos parasitas inerentes a estrutura do conversor, implicando em processos oscilatórios que podem ser irradiados gerando problema de compatibilidade eletromagnética.

O modelo implementado com os elementos parasitas funcionou com uma boa ferramenta para validação do protótipo. Mas ressalta-se que nem todos os fenômenos de oscilações conseguiu-se representar devido à dificuldade de identificação e aquisição de valores dos referidos elementos.

No teste preliminar de soldagem observou-se uma boa estabilidade do arco elétrico mas ressalta-se que deve ser explorado o processo de soldagem uma vez que o conversor opera em frequência de chaveamento elevada.

6. Conclusão

No presente trabalho foi feito um estudo de revisão bibliográfica sobre conversores c.c.-c.c. com isolamento destinado a aplicação de máquinas de soldagem. Explorou-se topologias que operam em comutação dissipativa e os conversores ressonantes com comutação suave.

Para conversores de até 5kW de capacidade de potência, as frequências típicas de chaveamento são 40kHz à 70kHz operando em comutação dissipativa, utilizando dispositivos de Si. Porém para os conversores ressonantes a frequência pode atingir algumas centenas de quilohertz. Entretanto, o nível de dificuldade enfrentada para o desenvolvimento dos conversores ressonantes, muitas vezes, o tempo e o esforço de desenvolvimento não justificam. Lembrando que a principal vantagem de operar em alta-frequência de chaveamento é a redução dos componentes passivos volumosos e de custo elevado.

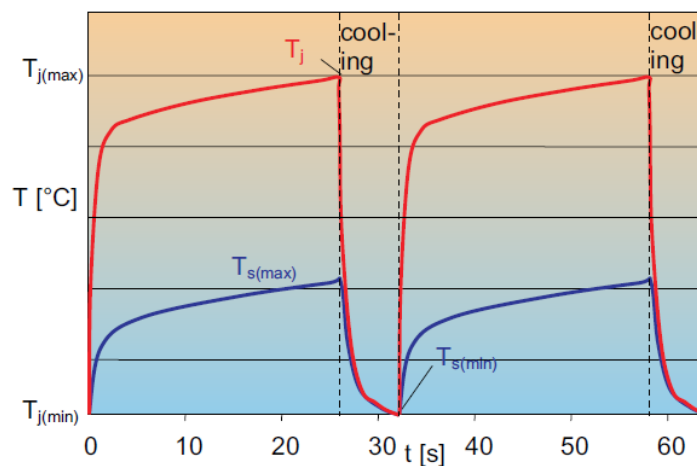
Assim, com a utilização dos dispositivos de banda larga, conseguiu-se demonstrar operação em 200kHz de frequência de chaveamento no modo comutação dissipativa. Houve-se um ganho significativo na redução de peso do transformador de forma que beneficia o sistema como um todo. Fica demonstrado que a combinação de dispositivo de banda larga com componentes magnéticos de tecnologia planar, resulta para os equipamentos de soldagem extra portabilidade e compactação do sistema como um todo. Vale ressaltar que é possível uma redução de custo uma vez que menos cobre e material magnético são utilizados para construção do transformador e indutor, sendo de grande vantagem para produção em larga escala.

A soldagem realizada demonstrou boa estabilidade de arco elétrico, porém é importante explorar novas possibilidades uma vez que o conversor opera em frequência de chaveamento elevada e talvez algum benefício pode ser identificado.

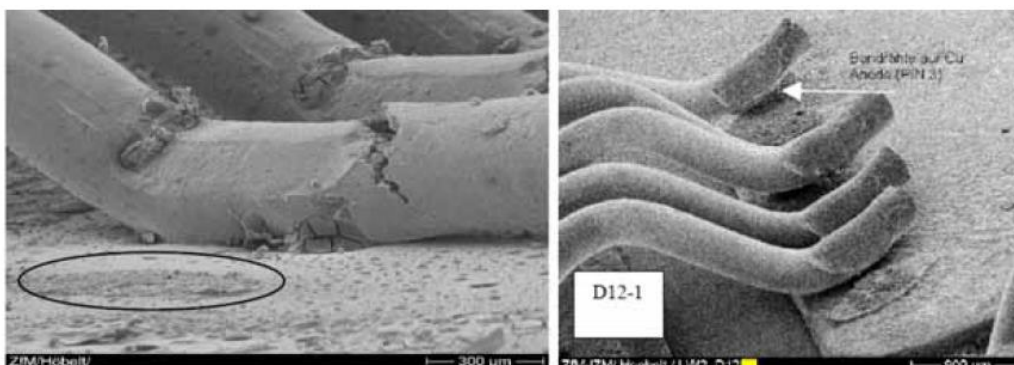
6.1 Trabalhos Futuros

6.1.1 Confiabilidade

Em um projeto de conversor estático, uma vez garantido que os semicondutores operem dentro dos níveis de tensão e corrente da folha de dados do fabricante, o fator que levará o conversor a falha é o estresse térmico. O estresse térmico é gerado pelo processo de aquecimento e resfriamento da temperatura de junção do dispositivo. Essa variação de temperatura resulta em um ΔT como mostrado na Fig. 6.1 (a), que levará o dispositivo a falha devido a levantamento de fio responsável pela ligação elétrica dentro do dispositivo, como apresentado na Fig. 6.1 (b). Esse tipo de fadiga está associado a energia de ativação sendo caracterizado pela equação de Arrhenius [33].



(a)



(b)

Fig. 6.1 – (a) ΔT devido a ciclagem térmica; (b) falha por estresse térmico [34]

Assim, a proposta é fazer aquisição da variação de temperatura durante o ciclo de trabalho de carga de 3 minutos ligado e 7 minutos sem carga para refrigeração. A variação de temperatura nos semicondutores e componentes passivos irão representar a vida útil dos dispositivos sendo que essa informação é de extrema importância para garantia de um produto em caso de comercialização.

6.1.2 Retificador Síncrono

No conversor projetado, o estágio em que se tem maior perda é no retificador de alta frequência de saída com perdas aproximadas de 125W. Neste caso a proposta é implementar dispositivos MOSFETS para implementação do retificador síncrono para reduzir as perdas para níveis menores que 50W.

Referências Bibliográficas

- [1] J. S. Glaser, J. J. Nasadoski, P. A. Losee, A. S. Kashyap, K. S. Matocha, J. L. Garret e L. D. Stevanovic, “Direct comparison of silicon and silicon carbide power transistors in high frequency hard switched applications,” *Twenty -Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1049-1056, March 2011.
- [2] J. Liu, K. L. Wong, S. Allen e J. Mookken, “Perfromance Evaluations of Hard-Switching Interleaved DC/DC Boost Converter with New Generation Silicon Carbide MOSFETS,” Cree Inc, Durham, NC, USA, 2013.
- [3] H. Sheng, Z. Chen, F. Wang e A. Millner, “Investigation of 1.2kV SiC MOSFET for High Frequency High Power Applications,” *Twenty-Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, pp. 1572-1577, February 2010.
- [4] L. Stevanovic, K. Matocha, Z. Stum, P. Losee, A. Gowda, J. Glaser e R. Beaupre, “Realizing the full potencial of Silicon carbide power devices,” *12th Workshop IEEE Control and Modeling for Power Electronics*, pp. 1-6, June 2010.
- [5] P. Alexander, “The Electric Arc and its Function in the New Welding Process,” *Journal A.I.E.E.*, nº Dec, 1927, pp. 1404-1410, 1927.
- [6] M. welders. [Online]. Available: www.millerwelders.com. [Acesso em 16 09 2015].
- [7] H. W. Instituty, “www.welding.com,” [Online]. Available: www.welding.com. [Acesso em 05 09 2015].
- [8] ESAB, *Welding Handbook*, Gothemburg: ESAB Consumables.
- [9] IEC-60974-1, “International Standard - Arc Welding Equipment Part 1: Welding Power Sources,” 2012.

- [10] C. Fortes e C. T. Vaz, “Apostila de Eletrodo Revestido,” ESAB BR, Belo Horizonte, 2005.
- [11] VISHAY, “Vishay Solutions for High Frequency Arc Welding,” Vishay, 2010.
- [12] Diamond Group Products, Tungsten GuideBook, Newbury Park, CA: Diamond Group Products, 2013.
- [13] N. Kapustka, “Arc Welding Capabilities at EWI,” EWI, Ohio, 2012.
- [14] L. Elettric, “Gas Metal Arc Welding,” Publication C4.200, Cleveland, Ohio, 08/2014.
- [15] P. F. D. Garcia, Desenvolvimento de uma Fonte de Alimentação em Corrente para um Processo de Soldagem TIG Pulsado, Belo Horizonte: UFMG, 1986.
- [16] B. J. Baliga, Fundamentals of Power Semiconductor Devices, Springer, 2008.
- [17] R. W. Erickson e D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Boulder, Colorado: Springer, 2001.
- [18] N. Moham, T. M. Undeland e W. P. Robbins, Power Electronics Converters, Applications and Design, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [19] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook Devices, Circuits and Applications, Burlington: Elsevier, 2011.
- [20] K. H. Liu e F. C. Lee, “Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits,” *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 58-70, 1986.
- [21] A. K. S. Bhat, “A Resonant Converter Suitable for 650V DC Bus Operation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 739-748, October 1991.
- [22] L. Malesani, P. Mattavelli, L. Rosseto, P. Tenti, W. Marin e A. Pollmann, “Electronic Welder with High-Frequency Resonant Inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 273-279, March/April 1995.

- [23] T. Wun, H. Yang e C. Pan, “Analysis and Design of Variable Frequency and Phase-Shift Controlled Series Resonant Converter Applied for Electric Arc Welding Machines,” *IEEE*, pp. 656-661, September 1995.
- [24] Microsemi PPG, “Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) in The High Frequency (RF) and Power Switching Application,” Digi-key.
- [25] Infineon, “Report, Question and Answers Gallium Nitride,” Infineon, 2015.
- [26] U. Mishra, “Compound Semiconductors; GaN and SiC, Separating Fact from Fiction in both Research and Business,” em *APEC*, UC Santa Barbara, 2013.
- [27] Ferroxcube, “Soft Ferretes and Accessories,” Ferroxcube, 2008.
- [28] K. W. Klontz, D. M. Divan e D. W. Novotony, “An Actively Cooled 120kW Coaxial Winding Transformer for Fast Charging Electric Vehicles,” *IEEE Transactions On Industry Application* , pp. 1257-1263, NoV/Dec 1995.
- [29] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook - Third edition*, California: Marcel Dekker, 2004.
- [30] Texas Instruments, “Designing Planar Magnetics”.
- [31] W. Hurley e W. Wölflé, *Transformer and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Application*, United Kingdom: Wiley, 2013.
- [32] W. Shen, “Design of High-density Transformers for High-frequency High-power Converters,” Blacksburg, Virginia, July 2006.
- [33] M. Pahlevani, G. Hamza e P. Jain, “High Frequency Analysis of an Integrated Planar Transformer with Common Mode EMI Suppression Capability,” *IEEE*, pp. 3700-3705, 2013.

- [34] D.-I. A. Wintrich, D.-I. U. Nicolai, D. t. W. Tursky e U.-P.-I. T. Reimann, Application Manual Power Semiconductors, Nuremberg: ISLE Verlag, 2011.
- [35] Infineon, “Application note: IGBT Losses and Thermal,” Infineon, 2008.
- [36] A. Sawle e A. Woodworth, “Mounting Guidelines for the Super-247 - AN997,” International Rectifier.
- [37] S. Lee, How to Select a Heat Sink, New Hampshire: Aavid, 2000.
- [38] A. USA, “www.aavid.com/products/extrusion-heatsink/78350,” Aavid, [Online]. Available: www.aavid.com. [Acesso em 10 março 2015].
- [39] C. I. Bob Callanan, “SiC MOSFET Isolated Gate Driver,” CPWR-AN10, REV B.
- [40] CREE, “AN: Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 1. Techniques for Minimizing Parasitic Inductance,” Cree, Durham, 2013.
- [41] Cree, *AN: Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 2. Techniques for Minimizing Parasitic Inductance*, Durham: Cree, CPWR-AN13-REV--, 2013.
- [42] F. Grover, “Electrical Engineering Community, Inductance Calculations,” 2004. [Online]. Available: <http://www.eeweb.com/toolbox/wire-inductance/>. [Acesso em 02 July 2015].

7. Anexos

7.1 Artigo COBEP 2015

NEXT GENERATION ARC WELDING MACHINES BASED ON SILICON CARBIDE MOSFETS AND HIGH FREQUENCY PLANAR MAGNETICS

Rodrigo C. S. Machado, Braz J. C. Filho

Graduate Program in Electrical engineering – Federal University of Minas Gerais - Belo Horizonte, MG, Brazil
e-mail: salummartins@gmail.com, braz.cardoso@ieee.org

Abstract – Silicon Carbide (SiC) Power MOSFET devices are rapidly being introduced in different applications due their advantages over their silicon (Si) counterparts. Higher switching frequency (f_{sw}) coupled with planar magnetics opens new possibilities in terms of increasing the power density of converter, while also improving their efficiency and lowering costs. In this paper, SiC MOSFETS and planar magnetics are employed to demonstrate new possibilities in arc welding machines technology. Design details of high power density power source for a multi-process welding machine are presented. Test results for 3.9kW/150A and 200 kHz switching frequency working at rated load and under over load condition are included.

Keywords – Hard Switching, Planar Magnetics, Power density, SiC Power MOSFET, Switching Frequency, Welding Machine.

I. INTRODUCTION

In power electronics system, the semiconductor devices, passive components like transformers, inductors and capacitors are key components that can impact on product cost, efficiency, power density, weight, volume and size of the final product.

Since 1950s when the vacuum tubes began to be replaced by solid-state devices such as bipolar transistor and thyristor, there were demands for increasing the rating power and operation frequency due to many advantages of semiconductors. It was possible to improve the semiconductor features with better understanding of the operating physics. The Si power MOSFETs were available in the market at 70s and were capable to operate in $f_{sw}=100\text{ kHz}$ with blocking voltage $< 100\text{V}$. In medium voltage application, the Si-MOSFET has presented high value of the on-resistance what characterized this device unsuitable in this application. In 1980s, there were two different approaches to improve the semiconductor device blocking voltage capability. The first proposal was to merge the MOS and bipolar physics and the second one was to replace the Si material by the wide band-gap (WBG) semiconductor material. From the first proposal came out the IGBT that have been widely used in power electronics area [1]. From the second proposal several efforts have been made with different WBG material, where the objective was replace the Si material by SiC to reduce the resistance of the drift region in the power devices.

It's important to highlight the basics properties of relevance to power devices that are the energy band gap, the impact ionization coefficients, the dielectric constant, the thermal conductivity, the electron affinity and the carrier

mobility. At Tab. 1 are listed the fundamentals materials parameters for comparison showing the advantages of SiC power devices in front of Si power components.

Tab. 1 - Fundamental material properties

Properties	SiC	Si
Energy band gap (eV)	3.26	1.11
Relative dielectric constant	9.7	11.7
Thermal Conductive (W/cm-K)	3.7	1.5
Electron affinity (eV)	3.7	4.05
Density of states Conduction Band (cm^{-3})	1.23×10^{19}	2.8×10^{19}
Density of states Valence Band	4.58×10^{18}	1.04×10^{19}

The two major fundamentals properties that set the SiC devices a step ahead of Si devices are the energy band gap that is three times higher and the thermal conductive that is two times higher for SiC device allowing better heating extraction [1].

Nowadays after understood the material properties, transport physic and how to produce the epitaxial of SiC material, SiC power devices is manufactured to be used in power electronics converters.

The benefits of SiC devices when compared with Si that are demonstrated in [2], [3], [4]- [5] have motivated to realize a power converter where is desired features such as high power density and light-weight in medium voltage application. From worldwide industry segment where the supply voltage is three-phase system with voltage range varying from 220Vrms up to 575Vrms the welding converter was selected as an example to implement the benefits of 1200V SiC devices.

II. THE POWER TOPOLOGY ANALYSIS

The design specification of the DC/DC converter, to be used in welding machine, need to have the power block designed to meet conventional load voltage presented in [6]. The equations (1), (2) and (3) are the load voltage that characterize three different welding process that are manual metal arc welding (MMA), tungsten inert gas (TIG) and metal inert/active gas (MIG/MAG) respectively.

$$U_2 = (20 + 0.04 * I_2)V \quad (1)$$

$$U_2 = (10 + 0.04 * I_2)V \quad (2)$$

$$U_2 = (14 + 0.05 * I_2)V \quad (3)$$

where:

U_2 - is the arc welding load voltage;

I_2 - is the output current.

By multiplying these two parameters the output power (P_2) is determined. In this study the desired power level to evaluate the SiC devices in hard switching mode is 3.9kW,

$f_{sw}=200$ kHz with maximum output current of 150A. Based on these features, three classical converters topologies shown in Fig. 1, Fig. 2 and Fig. 3 that are two switch forward (TSF), half bridge (HB) and full bridge (FB) were analysed to avoid bias engineering [7].

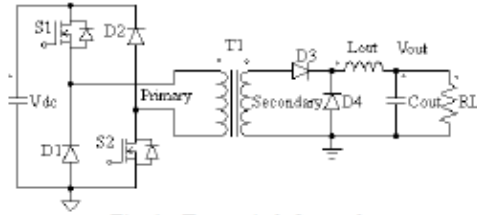


Fig. 1 - Two switch forward converter

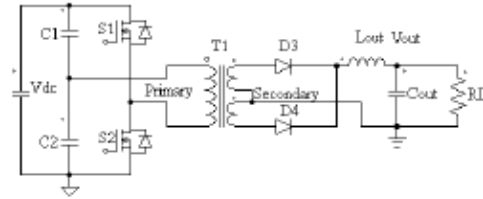


Fig. 2 - Half bridge converter

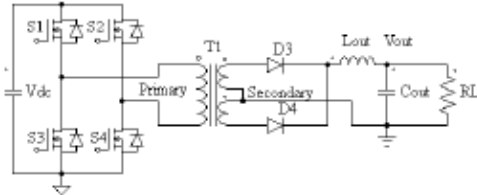


Fig. 3 - Full bridge converter

As count parts the three structures presented have the same amount of elements. From voltage and current perspective, the TSF converter has advantages when D1/D2 are compared with C2/C3 on HB structure. The reason is because these capacitors need to be specified to held high ripple current and they can impact on system reliability and cost. The same analysis is valid to compare D1/D2 to S2/S3 on FB converter and they are more expensive than D1/D2. From transformer specification, the HB and FB converters, the respective transformers has better performance because of B-H curve, both transformers core operates in first and third quadrants of hysteresis loop [8]. The devices from secondary side there is no major advantages among the three topologies. As pulse control point of view the TSF converter requires only one pulse control for switch activation and there isn't way to DC bus become in short-circuit by wrong turn-on/turn-off of the switches. All these features sets the TSF suitable power topology to implementation [9].

III. SiC POWER MOSFET VERSUS Si IGBT AND GATE DRIVE REQUIREMENTS

To analyze and compare the benefits of replace Si IGBT by SiC MOSFET instead, with information of the data presented at Tab. 1, five different power devices, from well-known semiconductors manufactures, were selected for datasheet analysis [10], [11], [12], [13]- [14]. The devices IKW25T120, IKW25NT2 are Si IGBT and C2M0080120D is SiC MOSFET and all three devices has similar current capability at 100°C. The component IKW40N120H3 is a Si

IGBT and C2M0040120D is a SiC MOSFET. Both devices has 40A current capability at 100°C and all of those has TO247 package. After analyzing the datasheet and looking the data that sets the SiC MOSFET one step ahead when compared with Si IGBT, it's easier to see how much lower energy requires in the switching process for these devices as presented in Tab. 2. The C2M0080120D device in switching process with same DC bus voltage level, the same junction temperature and the same switching current, it has around 10 times lower switching losses when compared with IKW25T120 and 7 times lower than the IKW25N120T2. However, the R_{on} resistance of C2M0080120D sets this device with bit higher conduction losses when compared with Si IGBT devices. In this case, it's important to have high switching frequency operation to have a small conduction time and use the benefits of this low switching losses. When is compared the devices IKW40N120H3 and C2M0040120D the switching losses for this last one is 440% lower and the R_{on} resistance that impacts in the conduction losses there isn't differences.

Tab. 2 - Si IGBT's vs SiC MOSFET data

Device	Material	Current (A)	E_{Total} (uJ)	R_{oxc} K/W	R_{on} mΩ
IKW25T120	Si IGBT	25@100°C	4200@25A	0.65	45
IKW25N120T2	Si IGBT	25@110°C	2900@25A	0.43	55
C2M0080120D	SiC MOSFET	24@100°C	400@25A	0.6	80
IKW40N120H3	Si IGBT	40@100°C	4400@40A	0.31	38
C2M0040120D	SiC MOSFET	40@100°C	1000@40A	0.38	40

In the desired switching operation the equations (4) and (5) illustrate how to calculate the switching on/off energy for different current levels and DC bus voltage level. With this information the switching losses can be calculated in (6). The conduction losses for the Si IGBT's and SiC MOSFET are calculate by the same equations as presented in (7) and (8), only the nomenclatures changes because of the device terminology [15].

$$E_{on} = E_{on,nom} * (I_{sw}/I_{dnom}) * (V_{dc,buss}/V_{dctest}) \quad (4)$$

$$E_{off} = E_{off,nom} * (I_{sw}/I_{dnom}) * (V_{dc,buss}/V_{dctest}) \quad (5)$$

$$P_{sw} = f_{sw} * (E_{on} + E_{off}) \quad (6)$$

where:

$E_{on,nom}/E_{off,nom}$ - is the nominal energy from datasheet specification;

$I_{sw}/V_{dc,buss}$ - are the respectively current and voltage that the device will manipulate;

I_{dnom}/V_{dctest} - are the nominal current and dc bus voltage that the device had the switching energy characterized.

$$P_{conIGBT}(t) = 1/T \int_0^{t1} I_c(t) * V_{CE}(t) \quad (7)$$

$$P_{conMOSFET}(t) = 1/T \int_0^{t1} I_D(t) * V_{DS}(t) \quad (8)$$

where:

T - switching period;

$I_c - I_D$ - collector current and drain current respectively;

$V_{CE} - V_{DS}$ - collector-emitter voltage drop and drain-source voltage drop respectively.

Analysing the datasheet from the dynamics point of view, it is important to highlight among the five devices the values of the input capacitance (C_{in}) that is $C1+C2$, the output capacitance (C_{out}) that is $C1+C3$ and the reverse capacitance (C_{rs}) that is $C2$ and they are represented in Fig. 4 and at Tab. 3. These capacitances are parasitic elements that impact in voltage and current rise and fall times. It's observed that the SiC MOSFET has lower values when compared with Si IGBT. These capacitances are fundamental in the gate drive circuit specification because the gate drive circuits acts as an interface between the logic signals of the controller and the gate signals of the device, which reproduces the commanded switching function at a higher power level.

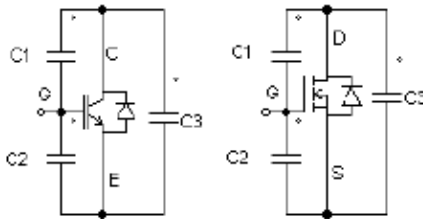


Fig. 4 - Parasitic capacitance

Tab. 3 - Parasitic capacitance values

Device	C_{in} (pF)	C_{out} (pF)	C_{rs} (pF)
IKW25T120	1860	96	82
IKW25N120T2	1600	155	90
C2M0080120D	950	80	7.6
IKW40N120H3	2330	185	130
C2M0040120D	1893	150	10

With this analyses done, the device C2M0080120D was selected to implement the topology selected in the previews section with the desired power of 3.9kW@200kHz. To be able to achieve this amount of power two parts in parallel of this device had to be used for current capability and heating dissipation.

IV. MAGNETICS ANALYSIS

The transformers designs, the equations (10) and (11) shows the dependency of transformer size to switching frequency [16] combined with core material selection [17]. The Tab. 4 presents different core material options to be used in transformer and inductor design at high switching frequency operation.

$$V_{rms} = KfNB_{max}A_m \tag{10}$$

$$\sum VA = KfB_{max}A_m \sum_{i=1}^n N_i I_i \tag{11}$$

where:

- V_{rms} - input voltage;
- K - waveform factor;
- f - operation frequency;
- N - number of turns;
- B_{max} - flux density;
- A_m - effective cross section area;
- $\sum VA$ - sum of VA products in an n winding transformer;
- N_i - number of turns in winding i ;

I_i - rms current in winding i .

Tab. 4 - Magnetic material for transformer and inductor design for high and low frequency

Material	Comp	Per (μ)	Tesla (Bs)	Fsw
Ferrite	MnZn	0.75 - 15k	0.3 - 0.5	10k - 2M
Ferrite	NiZn	0.2 - 1.5k	0.3 - 0.4	0.2M-100M

In this concept of increase the switching frequency to reduce the size of bulky components, a comparison is done among three different transformers. The transformers 1 and 2 presented in Fig. 5 were designed to be used in TSF converter topology being the switching frequency $f_{sw}=70$ kHz and $f_{sw}=200$ kHz with power capability of 3.9kW. The third transformer was designed to be used in FB converter topology at $f_{sw}=60$ kHz and power capability of 3.7kW. The two transformers that are working in 70 kHz and 60 kHz are transformers from welding machines available in the market.

The transformer two is designed with planar technology with consideration of all parasitic elements [18] to operate on $f_{sw}=200$ kHz. In Fig. 5 and Fig. 6 are shown the three transformers side by side with respective dimensions. The transformers weights are 669g, 300g and 542grams respectively.



Fig. 5 - 70kHz TSF transformer, 200kHz TSF transformer and 60kHz FB transformer top view



Fig. 6 - 70kHz TSF transformer, 200kHz TSF transformer and 60kHz FB transformer side view

The planar transformer 2 is 55% lighter than transformer 1 and 45% lighter than transformer 3. From volume analyses the data shows a gain of 61.5% of planar transformer to transformer 1 and 41% smaller than the transformer 3.

So, in this comparison is clear to see the benefits of increasing the switching frequency for magnetic components reaching high power density in hard switching mode using the SiC devices.

It's worth pointing out this high switching frequency operation is fundamental to consider every single parasitic elements identified in Fig. 7, because it's stimulated by fast transients of dv/dt from the power devices switching. The problems associated in these fast transients will be discussed in future paper. The CPTRX in Fig. 7 is parasitic capacitance referred to primary transformer winding, RCu1 is the primary copper resistance, L1 is dispersion inductance, RC1 is the transformer core losses, Lmag is the inductance of magnetization, CPPS1 is the parasitic capacitance primary to secondary 1, CPPS2 is parasitic capacitance primary to secondary 2, RCu2 is the secondary copper resistance, L2 is the secondary dispersion inductance and CPSTRX is the parasitic capacitance referred to secondary transformer winding.

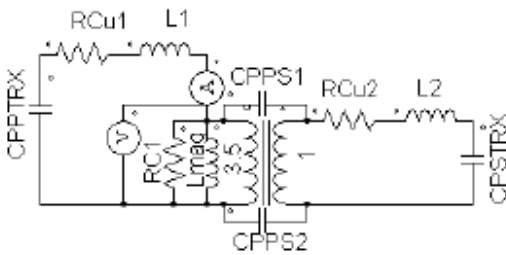


Fig. 7 - High frequency transformer equivalent circuit

V. RESULTS

The TSF converter realized with its respective dimensions are presented in Fig. 8 and Fig. 9. The output power capability is 3.9kW at 40°C ambient temperature. The items identified in the picture are: 1-fan for forced cooling; 2-power PCB populated with gate drive, SiC devices, DC bus capacitor and heatsink; 3-power planar transformer; 4-planar output inductor; 5-High frequency rectifier on heatsink.

To validate the converter functionality the first step was to guarantee the switching process of C2M0080120D with gate drive circuits based on rise time and voltage transition at transformer primary side. The waveforms presented in Fig. 10 and Fig. 11 shows the switching transition dynamics with delay of 25ns from MOSFET turning on till the voltage changing in transformer primary side as observed Fig. 11. It's important to highlight for short switching period like in this application, 5μs with maximum conducting time of 2.2μs, the relevance of very short delays.

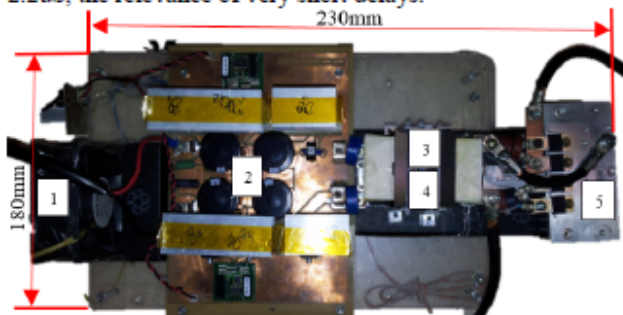


Fig. 8 - TSF converter 3.9kW $f_{sw}=200kHz$ width and length

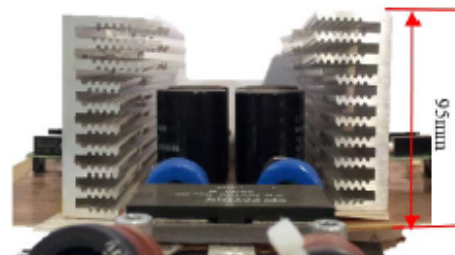


Fig. 9 - TSF converter 3.9kW $f_{sw}=200kHz$ height

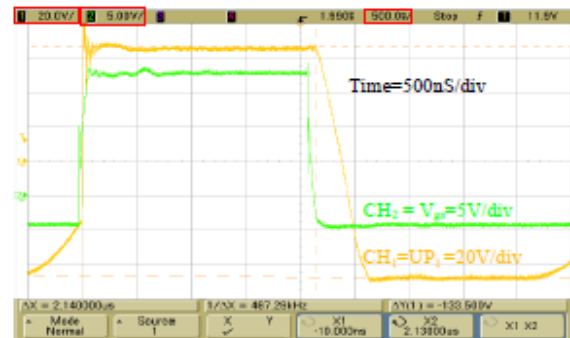


Fig. 10 - Delay between gate drive and TRX primary voltage

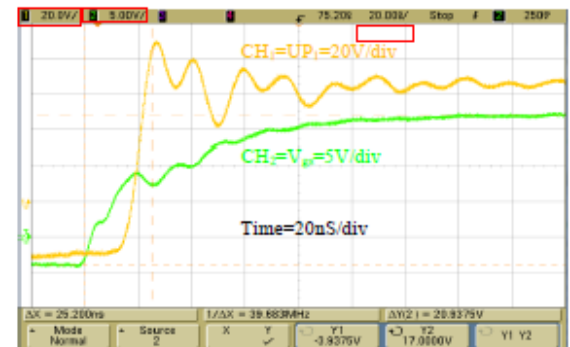


Fig. 11 - Zoom: delay gate drive and TRX primary voltage

Once control circuit and gate drive circuits were working as expected the converter started to be pushed to validate the power transfer from primary side to secondary. The waveforms presented in Fig. 12 are the main transformer primary voltage on channel 1, the converter output voltage on channel 3 and the output current on channel 4. In this operation mode there isn't any noise in the present waveform.

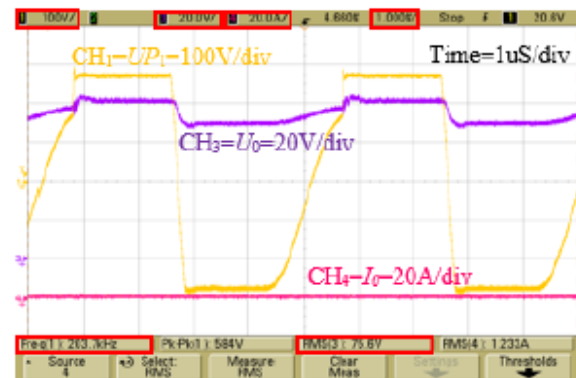


Fig. 12 - Open circuit - CH1: main TRX primary voltage, CH3: output voltage, CH4: output current

Fig. 13 is 125A step load on the converter output and no noise or disturbance was observed in this switching transition. Fig. 14 is the desired 150A output current in 200 kHz. The traces measurements shows the operation of the converter delivering output power of 4.9 kW and can be observed a minor noise in main transformer primary voltage waveform that doesn't impact on the converter operation.

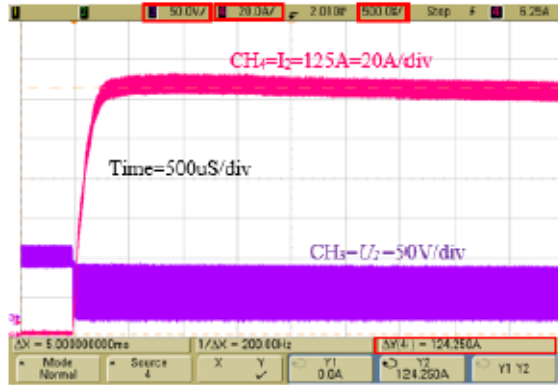


Fig. 13 - 125A step load – CH3: output voltage, CH4: output current

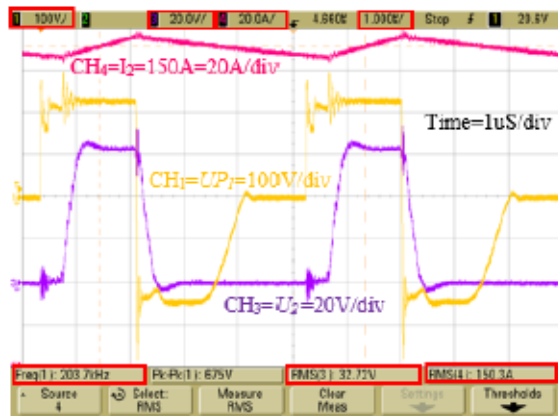


Fig. 14 - Steady state 150A/32.7V=4.9kW – CH1: main TRX primary voltage, CH3: output voltage, CH4:output current

Fig. 15 shows the power block characteristic curve power capability. It demonstrates the power block energy for welding dynamics that can be used as multi-process welding machine that are MMA, TIG and MIG/MAG welding process.

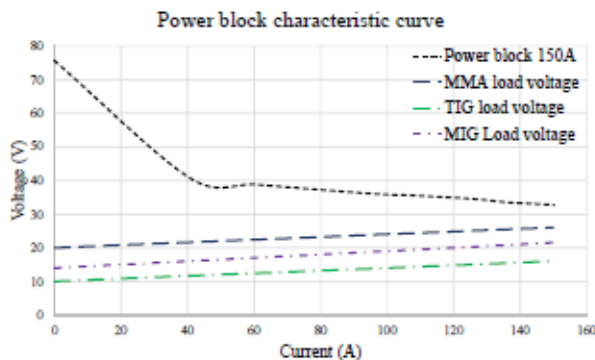


Fig. 15 - Power block characteristic curve

As proposal comparison among the converters, where the transformer 1 and 3 are used, data measurements as weight, dimensions and efficiency were taken. The TSF@70 kHz has the dimensions of 230X190X110 (length x width x height) in millimeter and the FB@60 kHz has 220X190X95. In Tab. 5 is presented the data for an overview of weight in kg, volume in dm³, output power in kW, power density in kW/dm³ and efficiency in percentage.

Tab. 5 – Converters characteristics overview

Topology	W (kg)	Vol (dm ³)	P (kW)	PD (kW/dm ³)	η (%)
TSF@70kHz Si IGBT	3.2	4.8	3.9	0.81	85
TSF@200kHz SiC MOSFET	2.2	3.93	3.9	0.99	89
FB@60kHz Si IGBT	2.4	3.97	3.7	0.93	82

As presented in Tab. 5, there is a reduction in weight of 31%, an increasing of power density in 22% and 4.7% higher efficiency when compared the converter TSF@200kHz SiC MOSFET with TSF@70kHz Si IGBT. In another hand, the comparison with FB@60kHz Si IGBT, the TSF@200kHz SiC MOSFET is 9% lighter, has 6.45% better power density and 8.5% higher efficiency.

Beyond of the challenges of miniaturization, the construction of the magnetic components due to stray inductance and capacitance [19]- [20] in high switching frequency is important to guarantee low parasitic elements on printed circuit board [21] as well due to fast transient in the circuit.

VI. CONCLUSIONS

The development of this work using SiC devices and planar technology for magnetics components in hard switching mode, in high operation frequency, clearly shows what can be achievable in new generation of the arc welding machines based in these three presented topologies.

The significant gain in volume and weight of the bulk components, compared in the same power topology, it will bring extra portability to welding machines as presented on magnetics analysis section and in the data shown in Tab. 5. By magnetic component size reduction, lower cost is feasible and can provide good cost saving in large scale production.

VII. ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by the Brazilian agency CAPES.

VII. REFERENCES

- [1] B. J. Baliga, Fundamentals of Power Semiconductor Devices, Springer, 2008.
- [2] J. S. Glaser, J. J. Nasadoski, P. A. Losee, A. S. Kashyap, K. S. Matocha, J. L. Garret and L. D. Stevanovic, "Direct comparison of silicon and silicon carbide power transistors in high frequency hard

- switched applications," *Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1049-1056, March 2011.
- [3] J. Liu, K. L. Wong, S. Allen and J. Mookken, "Performance Evaluations of Hard-Switching Interleaved DC/DC Boost Converter with New Generation Silicon Carbide MOSFETS," Cree Inc.
- [4] L. Stevanovic, K. Matocha, Z. Stum, P. Losee, A. Gowda, J. Glaser and R. Beaupre, "Realizing the full potential of Silicon carbide power devices," *12th Workshop IEEE Control and Modeling for Power Electronics*, pp. 1-6, June 2010.
- [5] H. Sheng, Z. Chen, F. Wang and A. Millner, "Investigation of 1.2kV SiC MOSFET for High Frequency High Power Applications," *Twenty-Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, pp. 1572-1577, February 2010.
- [6] IEC-60974-1, "International Standard - Arc Welding Equipment Part 1: Welding Power Sources," 2012.
- [7] N. Blasco, A. Martínez, F. J. P. Cebolla, J. E. Vicuna, I. Lacámara and J. A. Oliva, "Evaluation of power converters for MMA arc welding," *IEEE*, pp. 365-370, 2007.
- [8] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Boulder, Colorado: Springer, 2001.
- [9] M. Prudík and P. Vorel, "Advantages of Using Two Switch Forward Converter for High-Voltage Applications," *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 326-330, 2012.
- [10] CREE, *C2M0040120D REVA*.
- [11] CREE, *C2M0080120D REVB*.
- [12] Infineon, *IKW25N120T2 REV2.2*, 12.06.2013.
- [13] Infineon, *IKW25T120 REV2.3*, 12.06.2013.
- [14] Infineon, *IKW40N120H3 REV2.1*, 26.11.2014.
- [15] D.-I. A. Wintrich, D.-I. U. Nicolai, D. t. W. Tursky and U.-P.-I. T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*, Nuremberg: ISLE Verlag, 2011.
- [16] W. Hurley and W. Wölfle, *Transformer and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Application*, United Kingdom: Wiley, 2013.
- [17] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook - Third edition*, California: Marcel Dekker, 2004.
- [18] C. Buccella, C. Cecati and M. D. Domenico, "An Accurate Equivalent Circuit of High Power/High Frequency Planar Transformer using FEM," *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 1300-1305, 2008.
- [19] M. P. K. Mahadevan, "Study of Two Switch Forward Converter Using Multi-Winding Transformer," *IEEE - International Conference On Advances In Engineering, Science And Management (ICAESM)*, pp. 238-243, 30,31 March 2012.
- [20] V. T. Frolkin and L. Popov, "Pulse Shaping by Linear Circuits," in *Pulse Circuits*, Mir, 1980, pp. 14-46.
- [21] Cree, *Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 2. Techniques for Minimizing Parasitic Inductance*, CPWR-AN13-REV---

7.2 Folha de Dados

7.2.1 Transformador Planar



PAYTON 3900 W SMPS TRANSFORMER

Functional specs

Date : 02/10/13

- | | |
|--|---|
| 1. Generic Type | : T500AC-7-2 |
| 2. Total output power of power supply | : 3900W (26Vdc/150A dc)
Welding duty of 50% |
| 3. Operating frequency | : 200 kHz. |
| 4. Input voltage range | : 150 ÷ 375 Vdc link. |
| 5. Topology | : Forward with Active clamp. |
| 6. Operating duty cycle, max.
(For 0.5V diode drop voltage) | : 0.618. |
| 7. Operating Volt-second product. | : 460V-µsec. |
| 8. Primary current
(For 90 % power supply efficiency) | : 37Arms (47Apeak). |
| 9. Pri. to Sec turns ratio
(Sec current –118Arms) | : 3.5 : 1. |
| 10. Dielectric strength
(Pri. to Sec + Core) | : 4000Vdc. |
| (Sec to Core) | : 1000Vdc. |
| 11. Ambient temperature range | : -5 ÷ +40°C. |
| 12. Estimated total losses
(With 50°C external heatsink attached) | : 40W – Average value. |
| 13. Estimated hot spot temperature
(With 50°C external heatsink attached) | : 130°C. – Average value. |
| 15. Mechanical dimensions
(For reference only) | : Length – 115 mm.
: Width – 60 mm.
: Height – 20 mm. |

7.2.2 Indutor Planar



PAYTON GROUP

P.O.B 4068 RISHON LE ZION 75140 ISRAEL TEL.972 3 9616601, 9611164 ♦ FAX. 972 3 9616677

PAYTON 5uH/150A FILTER INDUCTOR.

Functional specs.

Date : 13/11/13.

- | | |
|--|--|
| 1. Generic Type | : I1000-5uH/150A. |
| 2. Application | : filter inductor. |
| 3. Operating frequency | : 200 kHz. |
| 4. Inductance L
(for currents up to 157.5A) | : 5 uH + 15%\-25%. |
| 5. DC current | : 150 Adc, max. |
| 6. Ripple current | : 15 Apeak-to-peak at 200 kHz. |
| 7. Peak of total current, max. | : 157.5 Apeak. |
| 8. Dielectric strength
(L to Core) | : 2500 Vdc. |
| 9. Ambient operating temperature | : -5 - +40°C. |
| 10. Estimated total loses
<u>(With 3m/s blowing air)</u> | : 22 W. |
| 11. Estimated hot spot temperature
<u>(With 3m/s blowing air)</u> | : 100°C. |
| 12. Mechanical dimensions.
(for reference only) | : Length - 116mm.
Width - 66mm.
Height - 23mm. |

Note: Air gap made on all legs of ferrite core.

Payton P/N : 57684	Issue : A Rev : 01	Page : 1 of : 2
--------------------	--------------------	-----------------

7.2.3 MOSFET SiC C2M0080120D S1/S2



C2M0080120D

Silicon Carbide Power MOSFET
C2M™ MOSFET Technology
 N-Channel Enhancement Mode

V_{DS}	1200 V
$I_D @ 25^\circ C$	36 A
$R_{DS(on)}$	80 mΩ

Features

- New C2M SiC MOSFET technology
- High Blocking Voltage with Low On-Resistance
- High Speed Switching with Low Capacitances
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased Power Density
- Increased System Switching Frequency

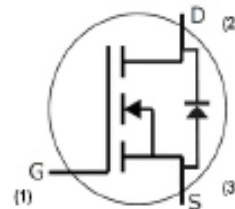
Applications

- Solar Inverters
- High Voltage DC/DC Converters
- Motor Drives
- Switch Mode Power Supplies
- Pulsed Power applications

Package



TO-247-3



Part Number	Package
C2M0080120D	TO-247-3

Maximum Ratings ($T_C = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{DSmax}	Drain - Source Voltage	1200	V	$V_{GS} = 0 V, I_D = 100 \mu A$	
V_{GSmax}	Gate - Source Voltage	-10/+25	V	Absolute maximum values	
V_{GSop}	Gate - Source Voltage	-5/+20	V	Recommended operational values	
I_D	Continuous Drain Current	36	A	$V_{GS} = 20 V, T_C = 25^\circ C$	Fig. 19
		24	A	$V_{GS} = 20 V, T_C = 100^\circ C$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	80	A	Pulse width t_p limited by T_{jmax}	Fig. 22
P_D	Power Dissipation	192	W	$T_C = 25^\circ C, T_J = 150^\circ C$	Fig. 20
T_J, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +150	$^\circ C$		
T_L	Solder Temperature	260	$^\circ C$	1.6mm (0.063") from case for 10s	
M_d	Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 or 6-32 screw	


Electrical Characteristics ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	1200			V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.4	3.0		V	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 5\ \text{mA}$	Fig. 11
		1.8	2.3		V	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 5\ \text{mA}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		1	100	μA	$V_{DS} = 1200\ \text{V}, V_{GS} = 0\ \text{V}$	
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current			250	nA	$V_{GS} = 20\ \text{V}, V_{DS} = 0\ \text{V}$	
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance		80	98	m Ω	$V_{GS} = 20\ \text{V}, I_D = 20\ \text{A}$	Fig. 4, 5, 6
			128			$V_{GS} = 20\ \text{V}, I_D = 20\ \text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
g_m	Transconductance		8.1		S	$V_{DS} = 20\ \text{V}, I_{DS} = 20\ \text{A}$	Fig. 7
			7.8			$V_{DS} = 20\ \text{V}, I_{DS} = 20\ \text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
C_{iss}	Input Capacitance		950		pF	$V_{GS} = 0\ \text{V}$ $V_{DS} = 1000\ \text{V}$ $f = 1\ \text{MHz}$ $V_{AC} = 25\ \text{mV}$	Fig. 17, 18
C_{oss}	Output Capacitance		80				
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		7.6				
E_{oss}	C_{oss} Stored Energy		45	μJ			Fig. 16
E_{AS}	Avalanche Energy, Single Pulse		1		J	$I_D = 20\ \text{A}, V_{DS} = 50\ \text{V}$	Fig. 29
E_{ON}	Turn-On Switching Energy		265		μJ	$V_{DS} = 800\ \text{V}, V_{GS} = -5/20\ \text{V}, I_D = 20\ \text{A}, R_{G(EXT)} = 2.5\ \Omega, L = 142\ \mu\text{H}$	Fig. 25
E_{OFF}	Turn Off Switching Energy		135				
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		11		ns	$V_{DS} = 800\ \text{V}, V_{GS} = -5/20\ \text{V}$ $I_D = 20\ \text{A}, R_{G(EXT)} = 2.5\ \Omega,$ $R_L = 40\ \Omega,$ Timing relative to V_{GS} Per IEC60747-8-4 pg 83	Fig. 27
t_r	Rise Time		20				
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		23				
t_f	Fall Time		19				
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance		4.6		Ω	$f = 1\ \text{MHz}, V_{AC} = 25\ \text{mV}$	
Q_{gs}	Gate to Source Charge		15		nC	$V_{DS} = 800\ \text{V}, V_{GS} = -5/20\ \text{V}$ $I_D = 20\ \text{A}$ Per IEC60747-8-4 pg 21	Fig. 12
Q_{gd}	Gate to Drain Charge		23				
Q_g	Total Gate Charge		62				

Reverse Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_{SD}	Diode Forward Voltage	3.3		V	$V_{GS} = -5\ \text{V}, I_{SD} = 10\ \text{A}$	Fig. 8, 9, 10
		3.1		V	$V_{GS} = -5\ \text{V}, I_{SD} = 10\ \text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_S	Continuous Diode Forward Current		36	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$	Note 1
t_{rr}	Reverse Recover time	32		ns	$V_{GS} = -5\ \text{V}, I_{SD} = 20\ \text{A}, V_R = 800\ \text{V}$ $di/dt = 2400\ \text{A}/\mu\text{s}$	Note 1
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	192		nC		
I_{rrm}	Peak Reverse Recovery Current	10		A		

Note (1): When using SiC Body Diode the maximum recommended $V_{GS} = -5\text{V}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance from Junction to Case	0.60	0.65	$^\circ\text{C}/\text{W}$		Fig. 21
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance From Junction to Ambient		40			

7.2.4 C4D10120D - Diodo D1/D2



C4D10120D – Silicon Carbide Schottky Diode Z-REC™ RECTIFIER

$V_{RRM} = 1200 \text{ V}$
 $I_F, T_c < 135^\circ\text{C} = 18 \text{ A}$
 $Q_c = 69 \text{ nC}$

Features

- 1.2kV Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery Current
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching
- Extremely Fast Switching

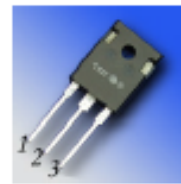
Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

Applications

- Switch Mode Power Supplies
- Power Factor Correction
- Motor Drives

Package



TO-247-3



Part Number	Package	Marking
C4D10120D	TO-247-3	C4D10120

Maximum Ratings ($T_c=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	1200	V		
V_{RSM}	Surge Peak Reverse Voltage	1300	V		
V_R	DC Peak Reverse Voltage	1200	V		
I_F	Continuous DC Current(Per Leg/Device)	9/18	A	$T_c < 135^\circ\text{C}$, no AC component	
I_{FRM}	Repetitive Peak Forward Surge Current	26* 18*	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, Half Sine Pulse $T_c = 110^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, Half Sine Pulse	
I_{FSM}	Non-Repetitive Forward Surge Current	46* 36*	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, Half Sine Pulse $T_c = 110^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, Half Sine Pulse	
P_{tot}	Power Dissipation(Per Leg/Device)	93/187 40/81	W	$T_c = 25^\circ\text{C}$ $T_c = 110^\circ\text{C}$	
T_c	Maximum Case Temperature	135	$^\circ\text{C}$		
T_j	Operating Junction Range	-55 to +175	$^\circ\text{C}$		
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +135	$^\circ\text{C}$		
	TO-247 Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 Screw 6-32 Screw	

* Per Leg, ** Per Device



Electrical Characteristics (Per Leg)

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_f	Forward Voltage	1.4 1.9	1.8 3	V	$I_f = 5\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_f = 5\text{ A}$ $T_j = 175^\circ\text{C}$	
I_r	Reverse Current	20 40	150 300	μA	$V_r = 1200\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_r = 1200\text{ V}$ $T_j = 175^\circ\text{C}$	
Q_c	Total Capacitive Charge	34.5		nC	$V_r = 1200\text{ V}$, $I_f = 5\text{ A}$ $di/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$	
C	Total Capacitance	390 27 20		pF	$V_r = 0\text{ V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_r = 400\text{ V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_r = 800\text{ V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$	

Note: This is a majority carrier diode, so there is no reverse recovery charge.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{\theta jc}$	Thermal Resistance from Junction to Case	1.6* 0.8**		$^\circ\text{C}/\text{W}$		

* Per Leg, ** Per Device

Typical Performance (Per Leg)

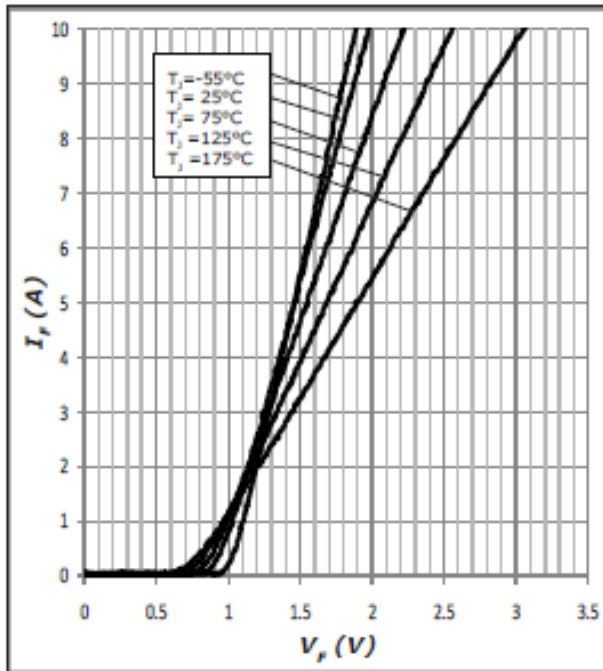


Figure 1. Forward Characteristics

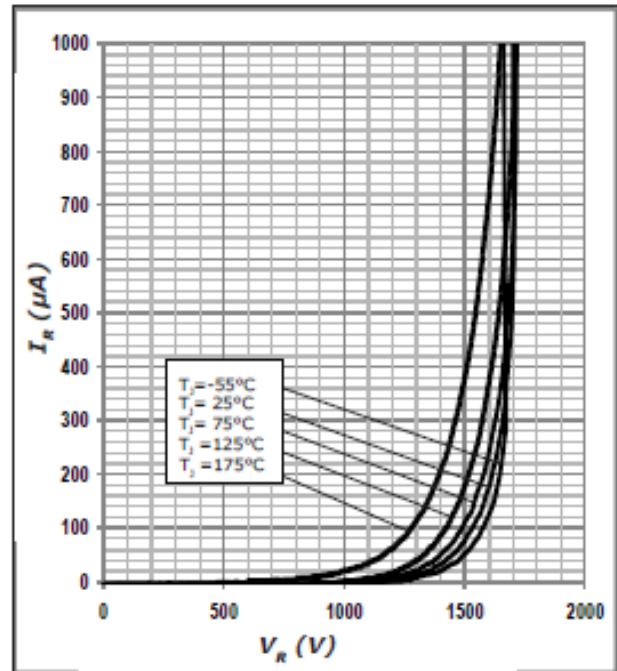


Figure 2. Reverse Characteristics



Typical Performance (Per Leg)

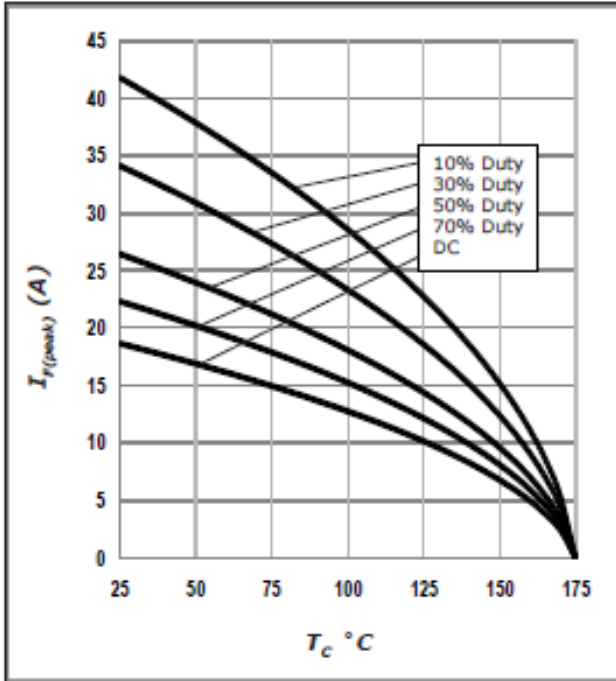


Figure 3. Current Derating

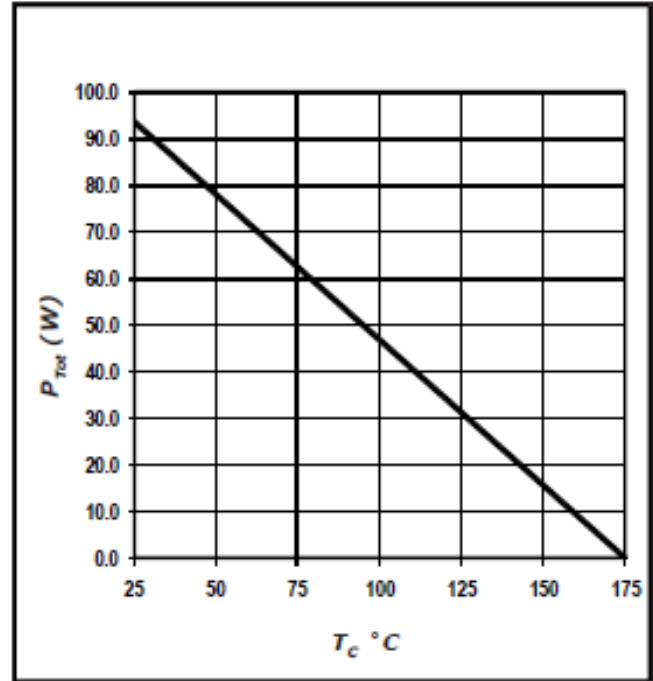


Figure 4. Power Derating

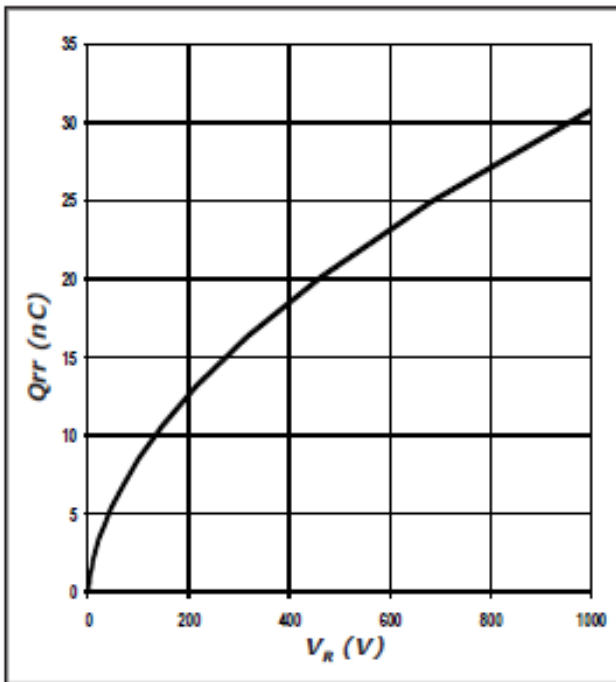


Figure 5. Recovery Charge vs. Reverse Voltage

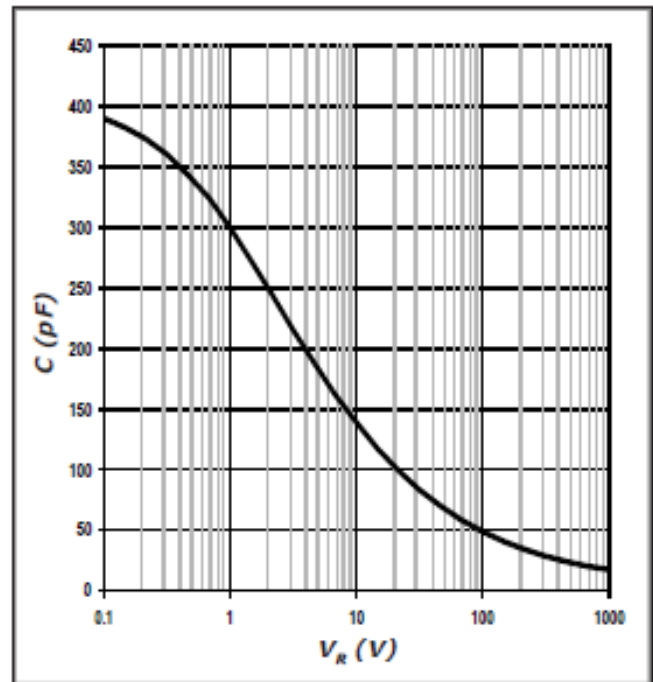


Figure 6. Capacitance vs. Reverse Voltage



Typical Performance (Per Leg)

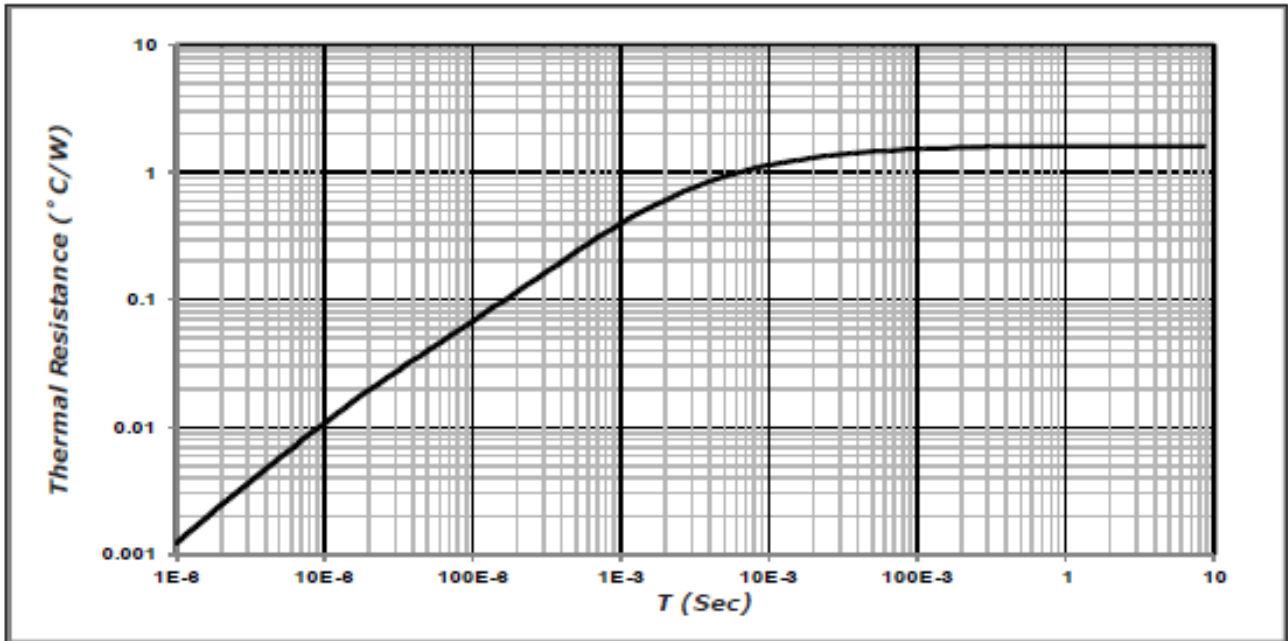
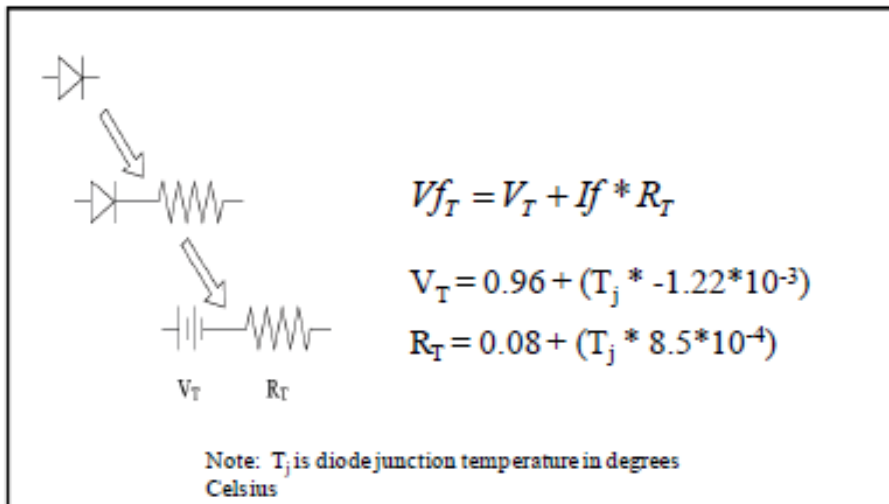


Figure 7. Transient Thermal Impedance

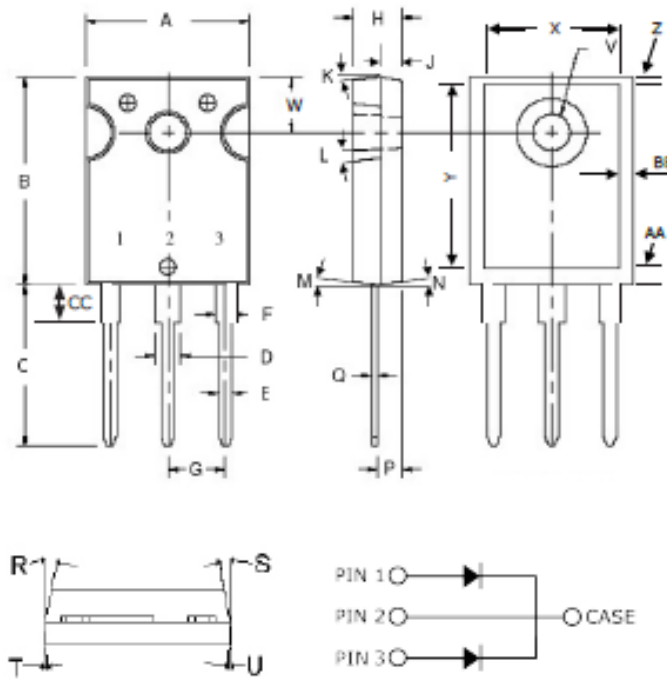
Diode Model





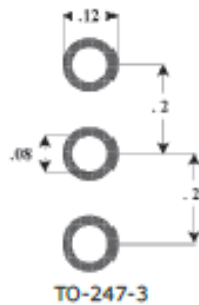
Package Dimensions

Package TO-247-3



POS	Inches		Millimeters	
	Min	Max	Min	Max
A	.605	.635	15.367	16.130
B	.800	.831	20.320	21.10
C	.780	.800	19.810	20.320
D	.095	.133	2.413	3.380
E	.046	.052	1.168	1.321
F	.060	.095	1.524	2.410
G	.215 TYP		5.460 TYP	
H	.175	.205	4.450	5.210
J	.075	.085	1.910	2.160
K	6°	21°	6°	21°
L	4°	6°	4°	6°
M	2°	4°	2°	4°
N	2°	4°	2°	4°
P	.090	.100	2.286	2.540
Q	.020	.030	.508	.762
R	9°	11°	9°	11°
S	9°	11°	9°	11°
T	2°	8°	2°	8°
U	2°	8°	2°	8°
V	.137	.144	3.487	3.658
W	.210	.248	5.334	6.300
X	.502	.557	12.751	14.150
Y	.637	.695	16.180	17.653
Z	.038	.052	0.964	1.321
AA	.110	.140	2.794	3.556
BB	.030	.046	0.766	1.168
CC	.161	.176	4.100	4.472

Recommended Solder Pad Layout



Part Number	Package	Marking
C4D10120D	TO-247-3	C4D10120

The levels of environmentally sensitive, persistent biologically toxic (PBT), persistent organic pollutants (POP), or otherwise restricted materials in this product are below the maximum concentration values (also referred to as the threshold limits) permitted for such substances, or are used in an exempted application, in accordance with EU Directive 2002/95/EC on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (RoHS), as amended through April 21, 2006.

7.2.5 Diodo D3/D4 VS150ufb02



www.vishay.com

VS-150EBU02

Vishay Semiconductors

Ultrafast Soft Recovery Diode, 150 A FRED Pt[®]



FEATURES

- Ultrafast recovery time
- 175 °C max. operating junction temperature
- Screw mounting only
- Designed and qualified according to JEDEC[®]-JESD 47
- PowerTab[®] package
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?999912



RoHS
COMPLIANT

BENEFITS

- Reduced RFI and EMI
- Higher frequency operation
- Reduced snubbing
- Reduced parts count

DESCRIPTION / APPLICATIONS

These diodes are optimized to reduce losses and EMI/RFI in high frequency power conditioning systems.

The softness of the recovery eliminates the need for a snubber in most applications. These devices are ideally suited for HF welding, power converters and other applications where switching losses are not significant portion of the total losses.

PRODUCT SUMMARY

Package	PowerTab [®]
$I_{F(AV)}$	150 A
V_R	200 V
V_F at I_F	0.79 V
t_{rr} (typ.)	See recovery table
T_J max.	175 °C
Diode variation	Single die

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MAX.	UNITS
Cathode to anode voltage	V_R		200	V
Continuous forward current	$I_{F(AV)}$	$T_C = 116$ °C	150	A
Single pulse forward current	I_{FSM}	$T_C = 25$ °C	1600	
Maximum repetitive forward current	I_{FRM}	Square wave, 20 kHz	380	
Operating junction and storage temperatures	T_J, T_{Stg}		-55 to +175	°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS ($T_J = 25$ °C unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown voltage, blocking voltage	V_{BR}, V_R	$I_R = 100$ μ A	200	-	-	V
Forward voltage	V_F	$I_F = 150$ A	-	0.99	1.13	
		$I_F = 150$ A, $T_J = 175$ °C	-	0.79	0.90	
Reverse leakage current	I_R	$V_R = V_R$ rated	-	-	50	μ A
		$T_J = 150$ °C, $V_R = V_R$ rated	-	-	2	mA
Junction capacitance	C_T	$V_R = 200$ V	-	180	-	pF
Series inductance	L_S	Measured lead to lead 5 mm from package body	-	3.5	-	nH



VS-150EBU02

Vishay Semiconductors

DYNAMIC RECOVERY CHARACTERISTICS ($T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	
Reverse recovery time	t_{rr}	$I_F = 1.0\text{ A}$, $di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 30\text{ V}$	-	-	45	ns	
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	34	-		
		$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	58	-		
Peak recovery current	I_{RRM}	$I_F = 150\text{ A}$ $V_R = 160\text{ V}$ $di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	4.5	-	A
			$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	9.0	-	
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	87	-	
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	-	nC	
			$T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	300		-

THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Thermal resistance, junction to case	R_{thJC}		-	-	0.35	K/W
Thermal resistance, case to heatsink	R_{thCS}	Mounting surface, flat, smooth and greased	-	0.2	-	
Weight			-	-	5.02	g
			-	0.18	-	oz.
Mounting torque			1.2 (10)	-	2.4 (20)	N · m (lbf · in)
Marking device		Case style PowerTab®	150EBU02			

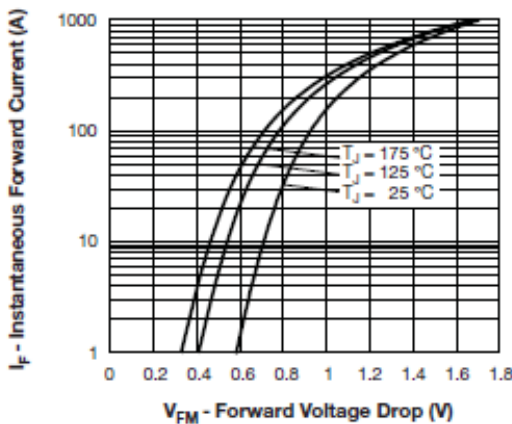


Fig. 1 - Maximum Forward Voltage Drop Characteristics

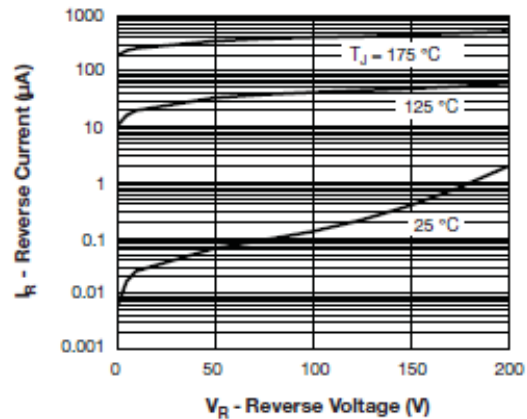


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current vs. Reverse Voltage



www.vishay.com

VS-150EBU02

Vishay Semiconductors

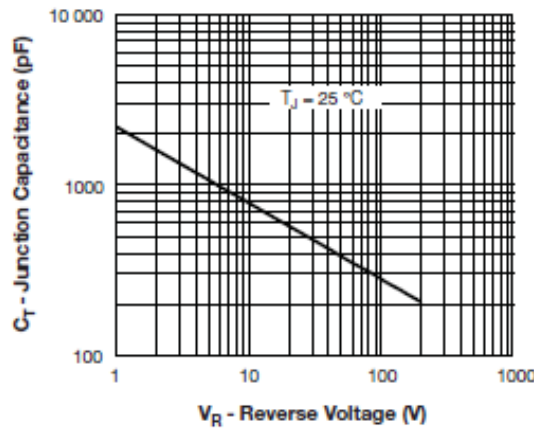


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance vs. Reverse Voltage

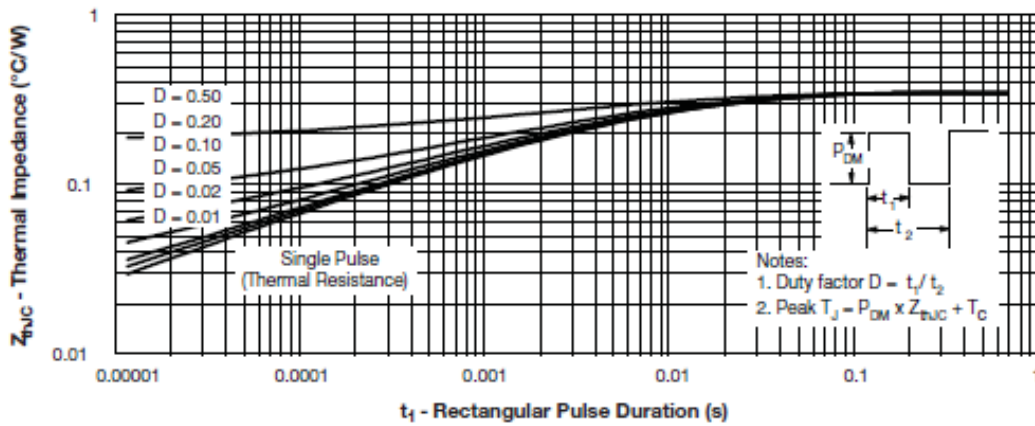


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

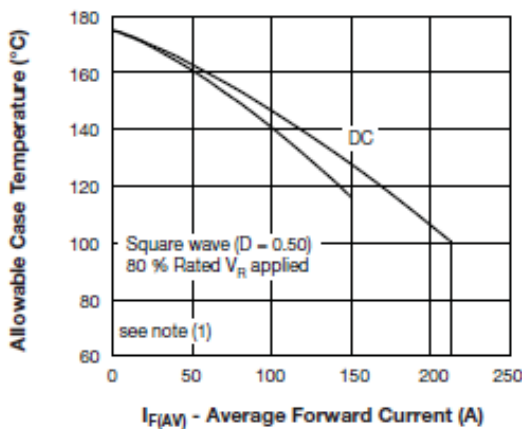


Fig. 5 - Maximum Allowable Case Temperature vs. Average Forward Current

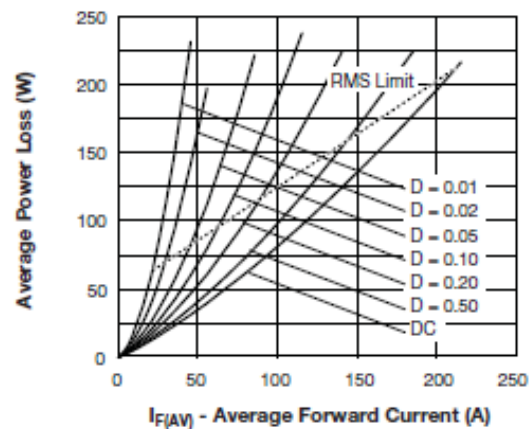


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics



VS-150EBU02
Vishay Semiconductors

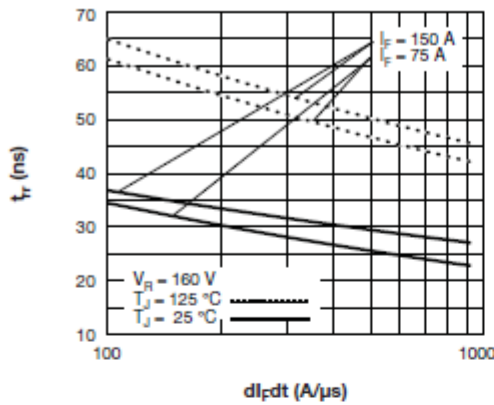


Fig. 7 - Typical Reverse Recovery Time vs. di/dt

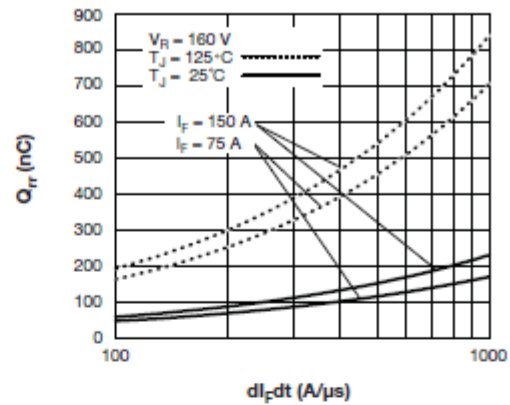


Fig. 8 - Typical Stored Charge vs. di/dt

Note

- (1) Formula used: $T_C = T_J - (P_d + P_{d_{REV}}) \times R_{thJC}$;
- P_d = Forward power loss = $I_{F(AV)} \times V_{FM}$ at $(I_{F(AV)}/D)$ (see fig. 6);
- $P_{d_{REV}}$ = Inverse power loss = $V_{R1} \times I_R (1 - D)$; I_R at $V_{R1} = 80\%$ rated V_R

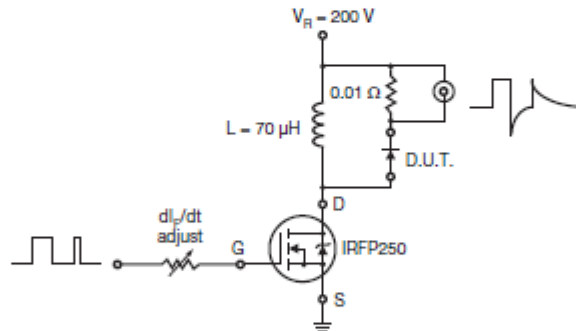


Fig. 9 - Reverse Recovery Parameter Test Circuit

7.2.6 Cabo conexão conversor carga

B

HO1N2-D Welding Flexible



HO1N2-D WELDING FLEXIBLE

Flexible plain annealed copper conductors, Rubber Insulated welding cable. 100/100 volts grade. to VDE0282 /HD 22.6 S1 and BS638 Part 4

Harmonised code: HO1N2-D

For an explanation of harmonised codes see table in technical section

SIZE SQ.MM	CLASS OF CONDUCTOR	MAXIMUM DIAMETER OF WIRES MM	MEAN THICKNESS OF INSULATION	OVERALL DIAMETER MM		APPROX WEIGHT KG/KM
				MIN	MAX	
16	5	0.21	2.0	8.8	11.0	220
25	5	0.21	2.0	10.1	12.7	310
35	5	0.21	2.0	11.4	14.2	415
50	5	0.21	2.2	13.2	16.5	560
70	5	0.21	2.4	15.3	19.2	780
95	5	0.21	2.6	17.1	21.4	1030
120	5	0.51	2.8	19.2	24.0	1305
150	5	0.51	3.0	23.1	28.9	1600



SIZE SQ.MM	BATT PART NO
16	19011
25	19013
35	19014
50	19015
70	19019
95	19020
120	19021
150	19051

Operating temperature:

Maximum 85°C, Minimum flexing -15°C.

Minimum bending radius:

6 x Overall Diameter.

DUTY CYCLE. The duty cycle is defined as the time for which the current flows expressed as a percentage of the complete cycle, which is taken as 5 minutes. Since the length of time for which the current flows during welding operation varies from occasional to continuous, the duty cycle can vary from as little as 20% to maximum of 100% on automatic operation. As conductor temperature varies according to the time in use as well as current, ratings shown are given as a guide.

Automatic welding : Up to 100%
Semi - Automatic : 30 - 85%
Manual Welding : 30 - 60%

AMBIENT TEMPERATURES. Cable operating temperature also varies according to the prevailing ambient temperature. EPR/CSP cables are designed to give optimum performance up to an operating temperature of 85°C at an ambient temperature of 25°C. The reduction factors for increased ambient temperatures are.

Ambient temperature : 30°C 35°C 40°C 45°C 50°C 55°C
Reduction Factor : 0.96 0.91 0.87 0.82 0.76 0.79

OPERATIONS UNDER SEVERE CONDITIONS. High operating temperatures or prolonged maximum loading of the cable reduces the life or makes the cable too hot to handle. Thus under conditions where a long service life cannot be expected or where a high surface temperature is tolerable, the current rating for 25°C may be applied up to an ambient temperature of 40°C.



HO1N2-D Welding Flexible

B

HO1N2-D WELDING FLEXIBLE (Continued)

Flexible plain annealed copper conductors, Rubber Insulated welding cable. 100/100 volts grade. to VDE0282 /HD 22.6 S1 and BS638 Part 4

Harmonised code: HO1N2-D

For an explanation of harmonised codes see table in technical section



CONDUCTOR RESISTANCE AND VOLTAGE DROP				
CONDUCTOR SIZE MM ²	MAXIMUM RESISTANCE AT 20°C TINNED OHM/KM	VOLTAGE DROP (FOR GUIDANCE ONLY)		
		VOLTS PER 100 AMP PER 10 METRES DC CURRENT *		
		20°C V	60°C V	85°C V
16	1.240	1.240	1.430	1.560
25	0.795	0.795	0.920	0.998
35	0.565	0.565	0.654	0.709
50	0.393	0.393	0.455	0.493
70	0.277	0.277	0.321	0.348
95	0.210	0.210	0.243	0.264
120	0.164	0.164	0.190	0.206
150	0.132	0.132	0.153	0.166

* The values for AC Current may be much higher, depending on the configuration of the cables.

NOMINAL AREA OF CONDUCTOR MM	CURRENT RATINGS FOR COPPER CONDUCTORS FOR A SINGLE CYCLE MAXIMUM DUTY CYCLE PER-CENT			
	100% AMP	85% AMP	60% AMP	35% AMP
16	135	145	175	230
25	180	195	230	300
35	225	245	290	375
50	285	305	365	480
70	355	385	460	600
95	430	470	560	730
120	500	540	650	850
150	580	630	750	980

Ambient air temperature: 25°C

Maximum conductor temperature: 85°C

Derating factors for higher ambient temperatures.

30°C	35°C	40°C	45°C	50°C	55°C
0.96	0.91	0.87	0.82	0.76	0.79