



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**KEVIN RABÊLO COSTA**

**PROJETO DE UMA FONTE DE CORRENTE PARA MÁQUINAS DE  
CORTE A PLASMA BASEADO NO CONVERSOR CC-CC MEIA  
PONTE**

**FORTALEZA**

**2018**

KEVIN RABÊLO COSTA

PROJETO DE UMA FONTE DE CORRENTE PARA MÁQUINAS DE CORTE A  
PLASMA BASEADO NO CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE

Monografia submetida à Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do Diploma de Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Cicero Marcos Tavares Cruz

FORTALEZA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- C873p Costa, Kevin Rabêlo.  
Projeto de uma fonte de corrente para máquinas de corte a plasma baseado no conversor CC-CC meia ponte / Kevin Rabêlo Costa. – 2018.  
98 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.  
Orientação: Prof. Dr. Cicero Marcos Tavares Cruz.
1. Corte a plasma. 2. Conversor Half-Bridge. 3. Fonte de Corrente. I. Título.

CDD 621.3

---

KEVIN RABÊLO COSTA

PROJETO DE UMA FONTE DE CORRENTE PARA MÁQUINAS DE CORTE A  
PLASMA BASEADO NO CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE.

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovado em: 17/12/2018

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Cicero Marcos Tavares Cruz (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Ms. Mário Francisco Apolinário  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Eng. Breno Chaves Bezerra  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

“Aos meus pais, pelos valores ensinados e por mesmo na dificuldade, terem investido na minha educação”.

## AGRADECIMENTOS

À Deus, por ter realizado durante todo esse tempo de graduação coisas que eu considerava improvável.

À minha família, por ter sido minha base durante nessa caminhada, e por me reerguer nos momentos mais difíceis. Aos meus pais, Vladimir e Lêda, que são exemplos de valor e honestidade, e que mesmo com a dificuldade não mediram esforços para me proporcionar o que sou hoje. Aos meus irmãos, Saulo, Dylan e Ellen, por serem companhia, carinho e aprendizado.

À minha namorada, Dulce, por caminhar ao meu lado e por todo o incentivo, paciência e carinho durante a elaboração desse trabalho.

Ao Professor Cicero Tavares, por todo o conhecimento repassado, tanto em sala de aula, como durante os projetos desenvolvidos no LCE, pela solicitude e acompanhamento durante esse trabalho. Ao Professor René Torrico, por despertar o gosto pela Eletrônica de Potência, e por todas as oportunidades e lições passadas.

Aos colegas do LCE, pelos momentos de descontração e por todas as palavras de incentivo e positividade em relação a este trabalho. Ao meu amigo, Daniel Parente por me acompanhar durante a maior parte da graduação e dividir oportunidades, frustrações e conquistas.

Aos colegas do DEE, com os quais pude contar com a ajuda, a companhia e os conselhos em algum momento.

Ao povo brasileiro, que através do seu esforço financia todo o conhecimento e estruturas das Universidades Públicas.

À todos os citados, o meu muito obrigado! Este trabalho não existiria se não fossem por vocês.

## RESUMO

O corte a plasma está entre os métodos mais utilizados pela indústria metalúrgica no corte de chapas metálicas. O processo de geração do plasma parte de um arco elétrico que fornece energia a um gás em alta rotação. Essa energia, provida ao plasma, vem de uma fonte eletrônica capaz de controlar a corrente durante o curto circuito e administrar a temperatura dos consumíveis e da própria fonte. Diante disso, o objetivo principal desse trabalho é apresentar o projeto de uma fonte para corte a plasma, capaz de operar com uma corrente de saída de 60 amperes, que servirá como objeto de estudo no Laboratório de Conversores de Energia (LCE), da Universidade Federal do Ceará. Utilizou-se para isso, o conversor CC-CC *Half-Bridge*, operando como fonte de corrente, e controlado por malhas analógicas de tensão e corrente, seguindo uma lógica “OU”. Os resultados apresentados garantem um estudo satisfatório do conversor e um dimensionamento adequado dos componentes. Observa-se uma boa regulação de tensão em potência nominal e um bom ajuste da corrente durante o curto circuito, necessária para aplicação.

**Palavras-chave:** Corte a plasma. Conversor *Half-Bridge*. Fonte de Corrente.

## ABSTRACT

Plasma cutting is among the most used methods, in the cutting of metal sheet, by the metallurgical industry. The plasma generation process is part of an electric arc, which supplies energy to a high-rotational gas. This energy, supplied to the plasma, comes from an electronic source with a current control capacity, during the short circuit, and a temperature management of the consumables and the source itself. Therefore, the main objective of this work is to present a plasma cutting source design, capable of operating with a 60 amps output current, which will serve as an object of study in the Laboratory of Energy Converters (LCE) at the Federal University of Ceará. The CC-CC Half-Bridge converter, operating as a current source and controlled by analog voltage and current meshes, was followed by an "OR" logic. The results presented ensure a satisfactory converter study and an adequate dimensioning of the components. Good voltage regulation at nominal power and current adjustment, during the short circuit required for application, are observed.

**Keywords:** Plasma cutting. Half-Bridge converter. Electric source.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1. Mecanismos básicos de uma tocha a plasma .....	5
Figura 2.2. Tochas manual e mecanizada T100M da <i>Hypertherm</i> .....	5
Figura 3.1. Topologia básica do conversor Meia Ponte. ....	7
Figura 3.2. 1ª etapa de operação (S1 e Dr1 conduzem).....	8
Figura 3.3. 2ª etapa de operação (S1 e S2 bloqueados).....	9
Figura 3.4. 3ª etapa de operação (S2 e Dr2 conduzem).....	9
Figura 3.5. Principais formas de onda do conversor <i>Half-Bridge</i> .....	10
Figura 3.6. Ganho estático em função da razão cíclica para diferentes relações de transformação. ....	12
Figura 3.7. Topologia do retificador em ponte completa com filtro capacitivo. ....	12
Figura 3.8. Vistas da área da janela $A_w$ e área do núcleo $A_e$ .....	15
Figura 3.9. Circuito equivalente do diodo .....	22
Figura 4.1. Diagrama de blocos de um conversor CC-CC controlado. ....	26
Figura 4.2. Diagrama de blocos da estratégia de controle.....	27
Figura 4.3. Modelo da Chave PWM.....	28
Figura 4.4. Formas de onda na chave PWM .....	28
Figura 4.5. Modelo CA da chave PWM .....	29
Figura 4.6. Conversor CC-CC Abaixador .....	30
Figura 4.7. Modelo do Conversor Buck aplicado a chave PWM .....	31
Figura 4.8. Circuito equivalente do Conversor <i>Half-Bridge</i> referenciado ao secundário do transformador .....	32
Figura 5.1. Dimensões do núcleo escolhido .....	41
Figura 5.2. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência $G_v(s)$ de laço aberto sem compensador.....	54
Figura 5.3. Diagrama de Bode da fase da função de transferência $G_v(s)$ de laço aberto sem compensador.....	55
Figura 5.4. Curvas do fator K em função do avanço de fase.....	56
Figura 5.5. Circuito do controlador PI proposto.....	57
Figura 5.6. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência $G_v(s)$ de laço aberto com compensador.....	58
Figura 5.7. Diagrama de Bode da fase da função de transferência $G_v(s)$ de laço aberto com compensador.....	58

Figura 5.8. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência $G_i(s)$ de laço aberto sem compensador.....	60
Figura 5.9. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência $G_i(s)$ de laço aberto sem compensador.....	60
Figura 5.10. Diagrama de Bode Diagrama de Bode do ganho da função de transferência $G_i(s)$ de laço aberto com compensador .....	62
Figura 5.11. Diagrama de Bode Diagrama de Bode da fase da função de transferência $G_i(s)$ de laço aberto com compensador. ....	63
Figura 5.12. Circuito térmico equivalente por diodo.....	64
Figura 5.13. Circuito equivalente dos interruptores de potência.....	64
Figura 6.1. Circuito usado para simulação no PSPICE® .....	66
Figura 6.2. Tensão em potência nominal na chave S1 .....	67
Figura 6.3. Tensão em potência nominal na chave S2 .....	67
Figura 6.4. Corrente nas chaves S1 e S2. ....	67
Figura 6.5. Tensão no primário do transformador.....	68
Figura 6.6. Tensão na saída do retificador de alta frequência .....	68
Figura 6.7. Corrente no par de diodos D5 e D7 da simulação.....	68
Figura 6.8. Corrente no par de diodos D6 e D8 da simulação.....	69
Figura 6.9. Tensão por diodo do retificador de alta frequência.....	69
Figura 6.10. Corrente no secundário do transformador.....	69
Figura 6.11. Corrente na carga. ....	70
Figura 6.12. Tensão (a) e corrente (b) na saída durante um curto-circuito .....	70
Figura 6.13. Detalhe da corrente no indutor de filtro no momento do curto circuito.....	71
Figura 6.14. Tensão de saída do compensador de corrente e tensão. ....	71
Figura 6.15. Circuito prático da fonte para tocha a plasma. Estágio retificador mais conversor CC-CC Half-Bridge.....	72
Figura 6.16. Tensão nas chaves semicondutoras. 20V/div, 5 $\mu$ s/div .....	72
Figura 6.17. Tensão no primário do transformador. 10V/div, 5 $\mu$ s/div.....	73
Figura 6.18. Corrente no primário do transformador. ....	73
Figura 6.19. Tensão de saída do retificador de alta frequência, 20V/div, 5 $\mu$ s/div .....	74
Figura 6.20. Forma de onda da tensão nos diodos do retificador, 20V/div, 5 $\mu$ s/div .....	74
Figura 6.21. Corrente no indutor de filtro, 1A/div, 5 $\mu$ s/div .....	75

## LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1. Especificações de Projeto Proposto .....	33
Tabela 5.2. Especificações de projeto do retificador em ponte completa .....	34
Tabela 5.3. Parâmetros do Capacitor B43845-A0108-M.....	36
Tabela 5.4. Parâmetros da Ponte Retificadora SKB 52/04.....	37
Tabela 5.5. Tensão de saída do Retificador Projetado .....	38
Tabela 5.6. Especificações de saída do conversor proposto.....	38
Tabela 5.7. Especificações do MOSFET IXTK 102N30P .....	39
Tabela 5.8. Especificações do Diodo 60EPF06.....	40
Tabela 5.9. Especificações do Transformador de Alta Frequência .....	40
Tabela 5.10. Parâmetros do Fio 21 AWG .....	43
Tabela 5.11. Especificação do Projeto do Indutor de Filtro .....	46
Tabela 5.12. Parâmetros do Fio 22AWG .....	48
Tabela 5.13. Valores das resistências térmicas dos interruptores e diodos de alta frequência..	63

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASTEF	Associação Técnico-Científica Engenheiro Paulo de Frontin
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MP	Meia Ponte
TIG	Tungsten Inert Gas
UFC	Universidade Federal do Ceará
VCC	Tensão em Corrente Contínua

## LISTA DE SIMBOLOS

SÍMBOLO	SIGNIFICADO	UNIDADE
$G_L$	Altura da janela do núcleo	cm
$VD$	Amplitude da onda do dente de serra	V
$\theta C1$	Ângulo de condução dos diodos retificadores	
$Aw$	Área disponível da janela do núcleo	cm <sup>2</sup>
$Ae$	Área efetiva do núcleo	cm <sup>2</sup>
$\alpha$	Avanço de fase	graus
$Qrr$	Capacitância de recuperação do diodo	F
$Cb$	Capacitância equivalente por banco de capacitores	F
$C$	Capacitor serie	F
$lg$	Comprimento total do entreferro	cm
$\mu_0$	Constante de permissividade do vácuo	
$lc$	Contorno do carretel	cm
$I_{chg}$	Corrente de pico através do diodo retificador	A
$I_{S1pk}$	Corrente de pico na chave S1	A
$I_{Lo_{pk}}$	Corrente de pico no indutor de filtro	A
$I_{rr}$	Corrente de recuperação reversa	A
$I_{oeq}$	Corrente drenada pela carga	A
$I_{ef}$	Corrente eficaz	A
$I_{FN}$	Corrente máxima continua	A
$I_{o_{max}}$	Corrente máxima de saída	A
$I_{D1_{med}}$	Corrente media no retificador de alta frequência	A
$I_{prim}$	Corrente no primário do transformador	A
$I_{Cb}$	Corrente por banco de capacitores	A
$B_{max}$	Densidade de fluxo máxima	T
$J_{max}$	Densidade máxima de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$S_{fio}$	Diâmetro do fio	cm <sup>2</sup>
$\Delta$	Diâmetro máximo admitido pelo efeito peculiar	cm
$\delta$	Entreferro por perna do núcleo NEE	cm
$F$	Fator de correção devido ao fluxo de espraiamento	

$K_w$	Fator de ocupação da janela do núcleo	
$K_p$	Fator de ocupação do enrolamento primário	
$K_t$	Fator de topologia	
$K$	Fator K	
$f_s$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{ci}$	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hz
$f_{cv}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hz
$f_r$	Frequência de oscilação da rede	
$f_p$	Frequência do polo	Hz
$F_m(s)$	Função de transferência do comparador PWM	
$G_i(s)$	Função de transferência do conversor para controle da corrente no indutor em função da razão cíclica.	
$G_v(s)$	Função de transferência do conversor para controle da tensão de saída em função da razão cíclica.	
$H_i(s)$	Função de transferência do elemento de medição de corrente	
$H_v(s)$	Função de transferência do elemento de medição de tensão	
$K_{dif}$	Ganho do amplificador diferencial	
$G$	Ganho do compensador em termos absolutos	
$G_s$	Ganho estático do conversor	
$L_{crit}$	Indutância crítica para operação em modo contínuo	H
$n_{cond}$	Numero de condutores em paralelo	
$N_p$	Numero de espiras do enrolamento primário	
$N_s$	Numero de espiras do enrolamento secundário	
$P_{Dr1}$	Perdas no diodo Dr1	W
$T$	Período de comutação de uma chave	s
$T_s$	Período de operação do conversor	s
$P_o$	Potência de saída entregue pelo estágio conversor CC-CC	W
$P_{rec}$	Potência entregue ao conversor pelo estágio retificador	W
$V_F$	Queda de tensão no diodo	V
$D$	Razão cíclica	
$D_{max}$	Razão cíclica máxima	
$n$	Relação de transformação	

$R_d$	Resistência equivalente do diodo	$\Omega$
$R_{oeq}$	Resistência equivalente na saída do retificador	$\Omega$
$RSE$	Resistencia Serie Equivalente	$\Omega$
$\rho$	Resistividade do cobre	$\Omega.cm$
$trv$	Tempo de crescimento da corrente no coletor	s
$tf$	Tempo de descida da tensão	s
$t_{fi}$	Tempo de descida da tensão	s
$trf$	Tempo de entrada em condução do diodo	s
$ton_{max}$	Tempo máximo que a chave permanece ativa	s
$E$	Tensão aplicada no diodo após a comutação	V
$V_{in}$	Tensão de entrada do conversor MP	V
$VFO$	Tensão de limiar do diodo	V
$V_o$	Tensão de saída	V
$V_o$	Tensão de saída	V
$VC1_{máx}$	Tensão de saída máxima do retificador	V
$V_{ce_{sat}}$	Tensão de saturação coletor-emissor	V
$V_{i_{max}}$	Tensão máxima de entrada	V
$V_g$	Tensão média antes do filtro	V
$V_{S1}$	Tensão na chave S1	V
$V_{Dr1_{piv}}$	Tensão reversa máximo no diodo do retificador de alta frequência.	V
$V_{Drev_{pk}}$	Tensão reversa máximo no diodo do retificador de baixa frequência.	V
$VFP$	Valor da tensão de pico no diodo	V
$\Delta B$	Variação da densidade de fluxo	T
$\Delta i_c$	Variação de corrente no capacitor de saída	A
$\Delta V_o$	Variação de tensão na saída	V
$\Delta V_c$	Variação de tensão no capacitor de filtro	V
$\Delta V_{cs}$	Variação de tensão no capacitor série	V

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	1
2. ANÁLISE DO CORTE A PLASMA .....	3
2.1. Resumo histórico .....	3
2.2. Comparação com outros métodos.....	3
2.3. Explicativo do método.....	4
3. ESTUDO DO CONVERSOR MEIA PONTE .....	7
3.1. Motivação.....	7
3.2. Análise Qualitativa.....	7
3.3. Etapas de operação. ....	8
3.4. Principais Formas de Onda.....	10
3.5. Análise Quantitativa .....	11
3.5.1. <i>Parâmetros de tempo</i> .....	11
3.5.2. <i>Calculo do Ganho Estático</i> .....	11
3.5.3. <i>Projeto do Retificador com Filtro Capacitivo</i> .....	12
3.5.3.1. <i>Dimensionamento do Capacitor de Filtro, C1.</i> .....	13
3.5.3.2. <i>Dimensionamento dos Diodos Retificadores D1-D4</i> .....	14
3.5.4. <i>Projeto Físico do Indutor de Filtro.</i> .....	14
3.5.4.1. <i>Produto das Áreas AeAw.</i> .....	15
3.5.4.2. <i>Número de Espiras</i> .....	16
3.5.4.3. <i>Cálculo do Entreferro</i> .....	16
3.5.4.4. <i>Cálculo da Seção dos Condutores</i> .....	17
3.5.4.5. <i>Calculo da Possibilidade de Execução</i> .....	17
3.5.5. <i>Projeto do Transformador de Alta Frequência</i> .....	18
3.5.5.1. <i>Determinação da Densidade de Fluxo</i> .....	18
3.5.5.2. <i>Seleção do Núcleo</i> .....	18
3.5.5.3. <i>Calculo dos Enrolamentos</i> .....	19
3.5.5.4. <i>Cálculo das Perdas no Transformador de Alta Frequência</i> .....	20
3.5.6. <i>Dimensionamento dos Interruptores de Potência</i> .....	20
3.5.7. <i>Dimensionamento do Retificador de Saída</i> .....	21
3.5.8. <i>Dimensionamento do Capacitor Série</i> .....	23
3.5.9. <i>Dimensionamento do Capacitor de Saída</i> .....	24
4. MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR HALF-BRIDGE .....	26
4.1. Introdução.....	26
4.2. Método da chave PWM .....	27



4.3.	<b>Função de Transferência do Conversor <i>Half-Bridge</i></b> .....	30
5.	<b>PROJETO DO CONVERSOR CC-CC <i>HALF-BRIDGE</i></b> .....	33
5.1.	<b>Introdução</b> .....	33
5.2.	<b>Especificações de Projeto</b> .....	33
5.3.	<b>Projeto do Retificador em Ponte Completa com Filtro Capacitivo</b> .....	34
5.4.	<b>Projeto do Conversor CC-CC Meia Ponte</b> .....	37
5.4.1.	<i>Escolha dos Interruptores de Potência</i> .....	38
5.4.2.	<i>Escolha do Retificador de Saída em Ponte Completa</i> .....	39
5.4.3.	<i>Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência</i> .....	40
5.4.4.	<i>Projeto do Capacitor Série</i> .....	44
5.4.5.	<i>Dimensionamento do Indutor de Filtro</i> .....	45
5.4.5.1.	<i>Calculo da Indutância Crítica</i> .....	45
5.4.5.2.	<i>Calculo da Indutância Nominal</i> .....	45
5.4.5.3.	<i>Dimensionamento do Núcleo</i> .....	46
5.4.5.4.	<i>Calculo dos enrolamentos</i> .....	47
5.4.6.	<i>Dimensionamento dos snubbers RC</i> .....	49
5.4.7.	<i>Cálculo Teórico das Perdas</i> .....	50
5.4.7.1.	<i>Perdas nos Diodos de Alta Frequência</i> .....	50
5.4.7.2.	<i>Perdas nas Chaves de Potência</i> .....	50
5.4.7.3.	<i>Perdas no Transformador de Alta Frequência</i> .....	51
5.4.7.4.	<i>Perdas no Indutor de Filtro</i> .....	51
5.4.8.	<i>Projeto das Malhas de Controle</i> .....	52
5.4.8.1.	<i>Projeto da Malha de Tensão</i> .....	53
5.4.8.2.	<i>Projeto da Malha de Corrente</i> .....	58
5.4.9.	<i>Projeto dos dissipadores de calor</i> .....	63
5.4.9.1.	<i>Dimensionamento do dissipador para diodos de alta frequência</i> .....	63
5.4.9.2.	<i>Dimensionamento do dissipador dos interruptores de potência</i> .....	64
6.	<b>RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS</b> .....	66
6.1.	<b>Introdução</b> .....	66
6.2.	<b>Resultados de Simulação</b> .....	66
6.2.1.	<i>Resultados em Potência Nominal</i> .....	66
6.2.2.	<i>Resultado de Simulação em Curto Circuito</i> .....	70
6.3.	<b>Resultados Experimentais</b> .....	71
6.4.	<b>Discussão sobre os resultados</b> .....	75
7.	<b>CONCLUSÃO GERAL</b> .....	76

<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>78</b>
<b>ANEXO A - CIRCUITO DE CONTROLE E DRIVERS PARA MOSFET .....</b>	<b>80</b>
<b>ANEXO B – PLACA DE CONTROLE DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO .....</b>	<b>81</b>
<b>ANEXO C - PLACA DE POTÊNCIA DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO.....</b>	<b>82</b>

## 1. INTRODUÇÃO

É evidente a importância da indústria metalúrgica para um país, a mesma serve de subsídio para uma centena de outras indústrias como a naval, a automotiva e a construção civil. Dentro desse setor uma das principais atividades é o processo de corte de chapas metálicas, destinadas aos mais diversos fins. Esse processo de corte é feito através de vários métodos, dentre os mais comuns estão o corte a *laser*, o oxicorte e o corte a plasma, sendo este último a justificativa principal deste trabalho.

Segundo Lima (2008), o processo de corte a plasma, surgido nos anos 50, veio como alternativa a outros métodos tradicionais na época e também como alternativa ao corte de metais não ferrosos, que não podem ser feitos pelo processo de oxicorte. De lá para cá, o método de corte a plasma vem se difundindo cada vez mais no meio industrial tanto pela velocidade e acabamento no corte, como pelo avanço na tecnologia de semicondutores, que possibilita fontes elétricas cada vez mais robustas, eficientes e baratas, tornando o processo viável economicamente.

Com a automação, o processo de corte a plasma pôde ser realizado por manipuladores XYZ, permitindo assim um corte mais preciso, rápido e ainda com a garantia do controle do tamanho do arco, no controle do eixo Z. Outras tecnologias vão surgindo ultimamente e são abordadas durante o texto.

O processo de corte a plasma utiliza-se de um arco elétrico para prover energia a um determinado gás em rotação, elevando-o ao estado de plasma, que por sua vez é liberado sobre a chapa, que se funde. O metal fundido é removido com auxílio do gás em alta vazão. Uma parte importante no processo é o controle de corrente do arco elétrico durante o corte. Quem realiza esse controle é a fonte de corrente, que se trata, normalmente, de um conversor CC-CC que regula o nível de corrente usada para gerar o plasma e fundir o metal. Pode-se incluir ainda outras funcionalidades como controle de tempo de uso, controle da temperatura dos componentes e desligamento automático em caso de sobrecorrente.

O objetivo principal deste trabalho está justamente no estágio da fonte. Será apresentada toda a metodologia de projeto e simulação de uma fonte de corrente para máquinas de corte a plasma, sendo construindo também um protótipo, afim de validar a metodologia utilizada. Optou-se, pela escolha do conversor CC-CC Meia Ponte (*Half-Bridge Converter*), principalmente pela isolação galvânica e por derivar da topologia clássica do

conversor *Buck*. O conversor irá operar como fonte de corrente, fornecendo uma corrente máxima de 60 A. O projeto conta ainda com malhas analógicas de controle de tensão e corrente, que garantem o arco de corrente dentro dos limites de corrente, além de proteger o próprio circuito e periféricos de um funcionamento inesperado. Das duas malhas, a de corrente irá operar a maior parte do tempo. Espera-se obter assim um protótipo viável para aplicações industriais. Além de servir como objeto de estudo no Laboratório de Conversores de Energia, da Universidade Federal do Ceará.

O trabalho foi estruturado em forma de seções, e definido da seguinte forma: a Seção 2 faz uma análise do processo de corte a plasma e apresenta variáveis importantes ao projeto da fonte de corrente. Na Seção 3 é apresentada e estudada a topologia de conversor proposta, bem como o motivo da sua escolha; são estudadas também as equações necessárias para o projeto do mesmo. Já na Seção 4 é apresentada uma modelagem dinâmica do conversor, necessária para o projeto das malhas de tensão e corrente. As Seções 5 e 6 tratam do projeto, simulação e apresentação dos resultados deste trabalho, sendo ao final apresentado uma conclusão a respeito dos resultados obtidos e perspectivas futuras.

## **2. ANÁLISE DO CORTE A PLASMA**

### **2.1. Resumo histórico**

O corte a plasma surgiu alguns anos após o fim da Segunda Guerra Mundial, no ano de 1950. Este veio como alternativa ao processo de oxicorte, comum na época, mas que em contrapartida era lento e não possuía a capacidade de realizar o corte de metais não ferrosos, além de alternativa ao corte manual. Conforme comenta Joaquim e Ramalho (2013) o processo foi descoberto por acaso, em laboratórios da Union Carbide. Durante experimentos com o processo de solda TIG descobriu-se que ao se restringir o gás, ou seja, reduzindo o tamanho do orifício direcionador de gás, ouve um aumento na temperatura e tensão do mesmo, e ao invés de realizar a solda, ouve um corte do metal. A constrição do gás além de ter aumentado a tensão e temperatura, ainda aumentou a velocidade do gás, sendo capaz de expulsar assim o metal fundido.

Apesar de representar um grande avanço na época, o corte a plasma não foi amplamente utilizado no início, devido à grande quantidade de consumíveis (eletrodo e bico). Nesse sentido, o processo foi se desenvolvendo visando aumentar a durabilidade desses. Segundo Lima (2008), o principal avanço foi na constrição do plasma, que criou uma tecnologia conhecida como plasma de alta definição, que permite um corte mais rápido, com menor ângulo e com maior durabilidade de consumíveis. Outro principal avanço foi na mecanização do corte, em manipuladores XYZ, que garantem cortes mais precisos e consistentes o que prolonga a vida útil dos consumíveis.

Outras tecnologias foram surgindo como a *LongLife* que controla a corrente e vazão dos gases ideais em todos os momentos do corte: início, corte e finalização, evitando variações bruscas de temperatura e pressão. E a *HyPerformace* que mantém a vazão dos gases refrigerante constante e centraliza ainda o tubo de água, para melhor refrigeração do eletrodo.

### **2.2. Comparação com outros métodos**

O primeiro comparativo que pode se estabelecer é com o método de oxicorte, como já foi dito, o método de corte a plasma além de conseguir realizar o corte de metais não ferrosos é capaz de realizar corte mais rápidos e precisos, contudo possui uma limitação em relação a espessura. Conforme Joaquim e Ramalho (2013), em escala industrial o corte a plasma só é feito em chapas de até 50 mm de espessura.

Em relação ao corte a *laser*, Caló (2013) conclui em seu trabalho, que este se torna mais eficiente que o corte a plasma, pelo menos em chapas de 12 mm. Apesar do plasma ter apresentado maiores velocidades de corte, não apresentou um acabamento da peça tão bom quanto ao *laser*. De forma geral, o plasma é utilizado para chapas acima de 10 mm de espessura, enquanto o corte a *laser* para chapas mais finas, entre 0,5 e 10 mm. Uma vantagem do corte a *laser* é a capacidade de corte materiais não metálicos como madeiras e acrílicos.

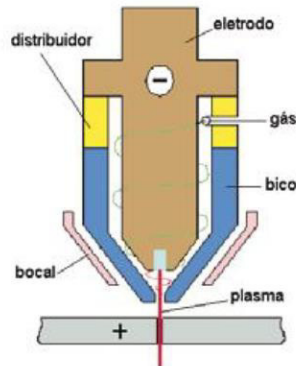
Outra tecnologia que vem tomando mercado e que se pode estabelecer comparativo é o corte a jato d'água. Pimenta (2013) estabelece em seu trabalho este comparativo, tomando como material de trabalho chapas de aço de 1 mm. Ele conclui ao final que o método de corte a jato d'água consegue um acabamento melhor que o corte a plasma, além de uma melhor otimização do processo, por evitar etapas de remoção de rebarbas, entre outros.

### **2.3. Explicativo do método**

O plasma utilizado no corte é o quarto estado da matéria, em escala hierárquica de energia ele é gerado quando é fornecida energia a um elemento em estado gasoso. No caso da água, encontrada em estado líquido em temperatura ambiente, ao ser retirada energia, ela atinge o estado sólido, e ao ser fornecida energia, atinge o estado gasoso. A partir do estado gasoso ao continuar fornecendo energia, propriedades como temperatura e características elétricas vão se modificando, o gás passa a conduzir eletricidade (processo conhecido com eletrolisação), até atingir o estado de plasma.

No processo de corte a plasma, a energia é fornecida para o gás através de um arco elétrico, este fornece energia elevando o gás ao estado de plasma, que é liberado sobre a chapa fundindo-a. Esse metal em estado de fusão é liberado através da injeção de algum gás em alta vazão. Na Figura 2.1, é possível identificar as partes da tocha, local onde acontece o fenômeno.

Figura 2.1. Mecanismos básicos de uma tocha a plasma

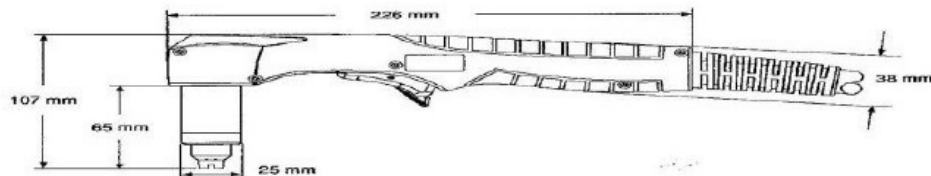


Fonte: Adaptado (Revista da Soldagem, 2006)

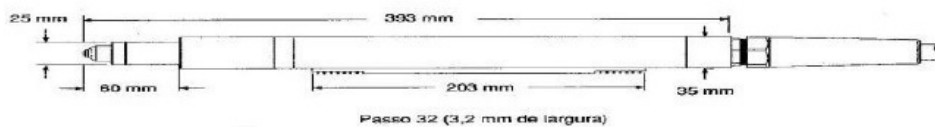
A tocha tem como principal objetivo sustentar os demais componentes como bico, eletrodo e distribuidor. Esta pode diferir dependendo do tipo de corte. Na figura 2.2, demonstram-se dois tipos de tochas, uma utilizada para cortes manuais, outra para cortes mecanizados.

Figura 2.2. Tochas manual e mecanizada T100M da *Hypertherm*

Dimensões da tocha manual T100



Dimensões da tocha mecanizada T100M



Fonte: Adaptado (*Hypertherm*, 2003)

Os componentes mostrados na Figura 2.1 são internos a tocha e tidos como consumíveis. Dentre eles o distribuidor tem a função de gerar a rotação do gás a ser transformado em plasma. Já o eletrodo é responsável por conduzir a corrente até o ponto em que será gerado o arco. No bico é onde acontece a constrição do plasma, aumentando a temperatura do mesmo e o guiando até o ponto a ser cortado. O bocal também tem papel

importante no corte. Este mantém os elementos citados anteriormente alinhados e garante isolação elétrica do bico.

Explicado as partes da tocha, o equipamento que fornece energia pra o processo é uma fonte elétrica, normalmente um conversor CC-CC isolado, que conta com um modulo de controle de corrente e tensão, além de sistema de ventilação e controle do tempo de uso da tocha, como é o caso das fontes manuais da Balmer®.



### 3. ESTUDO DO CONVERSOR MEIA PONTE

#### 3.1. Motivação

A tocha de plasma funciona através de um arco elétrico, o que normalmente leva inicialmente a altas correntes de saída. Além disso, pretende-se ligar todo o aparato à rede elétrica com uma corrente de saída na faixa de 60 A. A topologia a ser escolhida, tem que garantir isolamento galvânica entre a rede elétrica e a tocha, evitando danos à instalação elétrica.

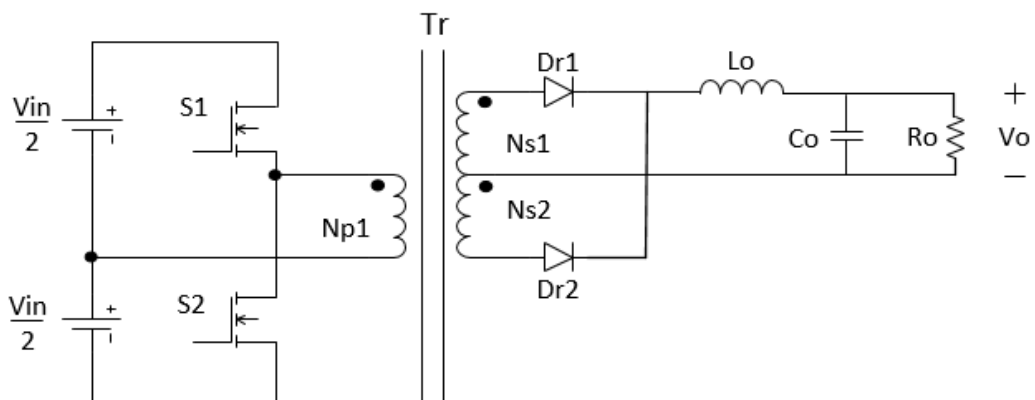
Outro ponto, a tensão da rede retificada rende aproximadamente 311 Vcc o que é uma tensão alta para a aplicação, assim, é interessante que a topologia proposta garanta uma tensão de saída abaixo da tensão de entrada retificada.

Vendo os pontos colocados pode-se escolher entre a família de conversores isolados que derivam do conversor *Buck*, estas topologias tem característica abaixadora e são fonte de corrente na saída. Destes, o conversor *Half-Bridge* é o que apresenta melhores características para a aplicação, possuindo menor numero de componentes e relativa simplicidade, operando com razão cíclica menor que 0,5 o que resulta numa tensão de saída menor que a retificada da rede. Os conversores da família *Boost* e *Buck-Boost* não seriam adequados para a aplicação, uma vez que não podem operar em circuito aberto.

#### 3.2. Análise Qualitativa

A topologia clássica do conversor CC-CC Meia Ponte é apresentada na Figura 3.1.

Figura 3.1. Topologia básica do conversor Meia Ponte.



Fonte: O próprio autor.

O conversor é composto por duas chaves, S1 e S2, que são acionadas de com mesmo valor de razão cíclica e defasagem de 180° e com tempo morto entre os acionamentos, por um

transformador em alta frequência, por uma ponte retificadora e pelo filtro de saída LC. O resistor  $R_o$  representa a resistência da carga a ser alimentada. A tensão intermediária  $V_{in}/2$  é obtida via capacitores de entrada,  $C_1$  e  $C_2$  que garantem apenas metade da tensão de entrada sobre as chaves. Essa característica do conversor Meia Ponte garante maior vida útil, e chaves semicondutoras mais simples, apesar da corrente se duplicada.

Conforme afirma Barbi (2014), o conversor do tipo *Half-Bridge* necessita ainda de um capacitor série, que será dimensionado nas próximas seções, a fim de impedir o aparecimento de uma componente contínua na corrente circulante, que vem a saturar o núcleo do transformador e provocar a queima de uma ou até mesmo das duas chaves.

### 3.3. Etapas de operação.

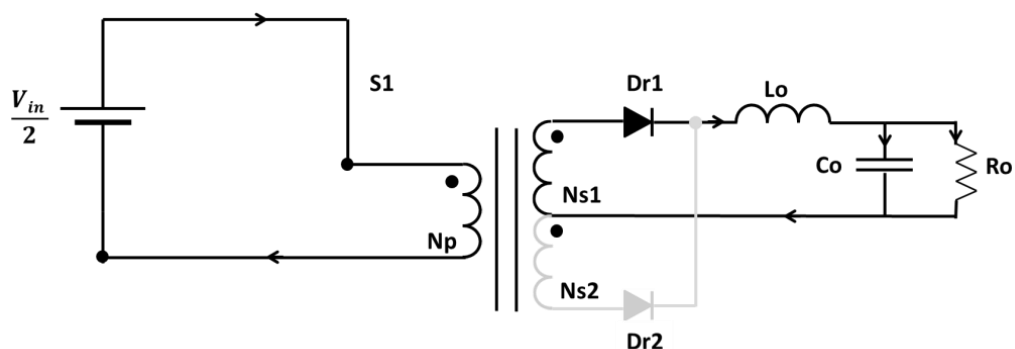
Visando facilitar a análise e o entendimento do funcionamento do conversor são feitas as seguintes simplificações:

- O transformador é considerado ideal, sem perdas.
- O diodo e as chaves semicondutoras são considerados ideais.

#### 1ª Etapa ( $0, T_1$ ) – Carga do indutor através da chave S1.

Nessa etapa, a chave S1 entra em condução, enquanto S2 está em bloqueio, e a tensão no primário do transformador é igual a  $V_{in}/2$ . A corrente circula pelo primário do transformador no sentido horário. No secundário a corrente circula no sentido anti-horário polarizando o diodo Dr1, carregando assim o indutor de filtro e alimentando a carga. O circuito equivalente é apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2. 1ª etapa de operação (S1 e Dr1 conduzem)

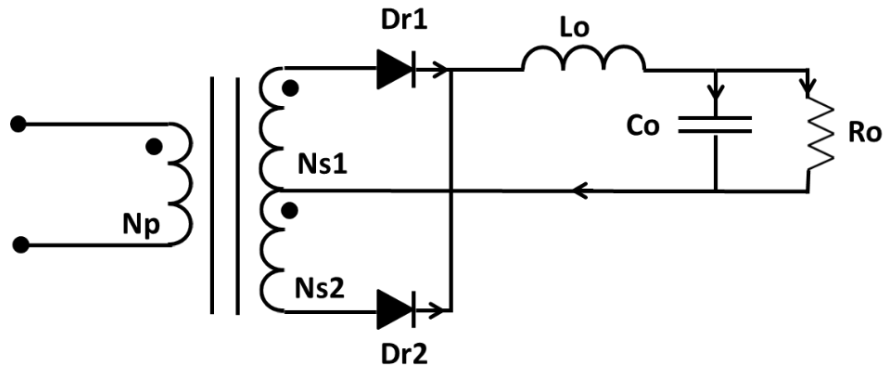


Fonte: O próprio autor.

#### 2ª Etapa ( $T_1, T$ ) – Transferência de energia do indutor a carga.

Durante o tempo morto, em que ambas as chaves estão bloqueadas, não há transferência de energia da fonte para a carga e cada diodo Dr1 e Dr2 conduz metade da corrente no indutor de filtro a carga (etapa de roda livre). O circuito equivalente é apresentado na Figura 3.3.

Figura 3.3. 2ª etapa de operação (S1 e S2 bloqueados)

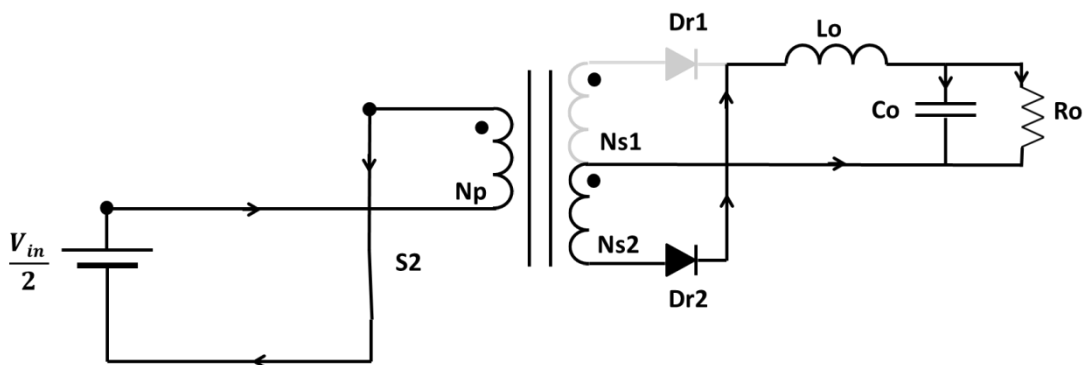


Fonte: O próprio autor.

**3ª Etapa (T, T<sub>2</sub>) – Carga do indutor através da chave S2.**

Nesta etapa a chave S1 fica bloqueada enquanto S2 entra em condução. A tensão no enrolamento primário é igual a  $-V_{in}/2$ , esta tensão quando referida ao secundário polariza o diodo Dr2, carregando o indutor de filtro e alimentando a carga. O circuito equivalente é apresentado na Figura 3.4.

Figura 3.4. 3ª etapa de operação (S2 e Dr2 conduzem)



Fonte: O próprio autor.

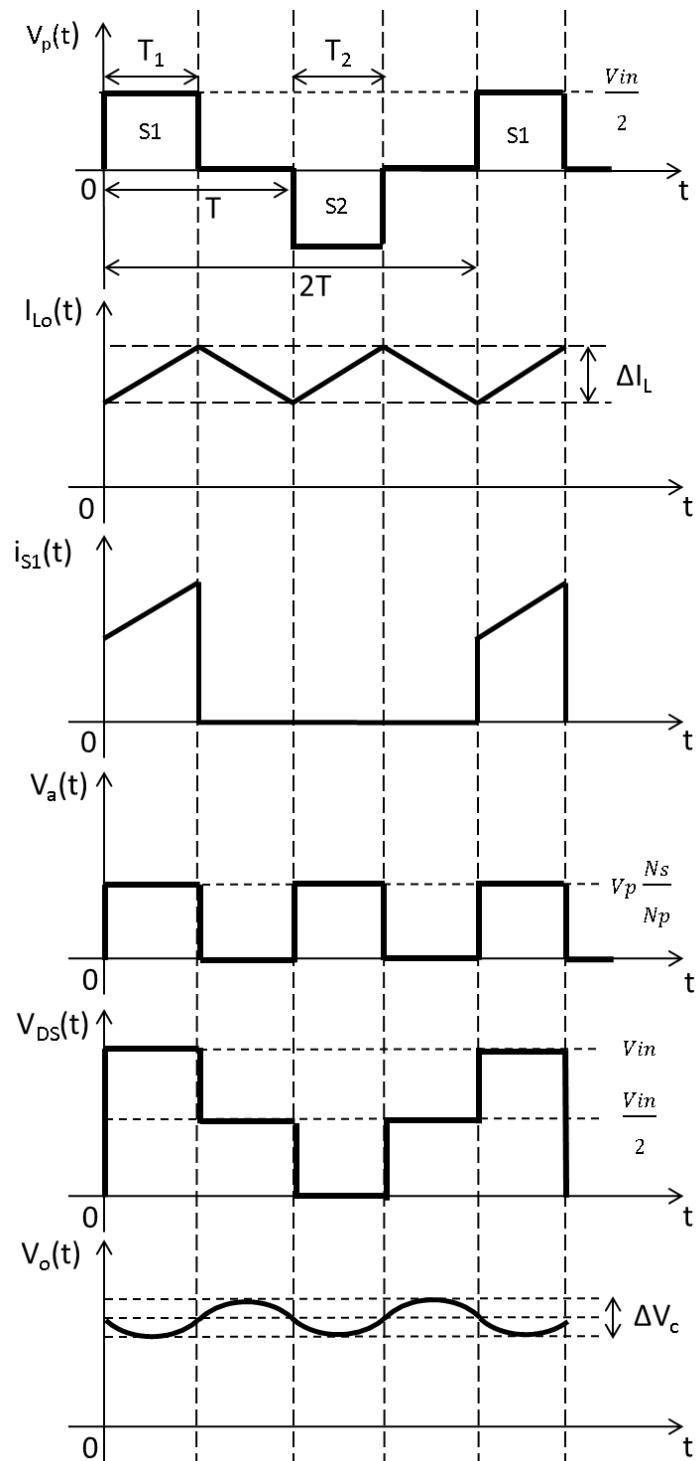
**4ª Etapa (T<sub>2</sub>, 2T) – Transferência de energia do indutor a carga.**

Similar a 2ª etapa, na 4ª etapa, ambas as chaves são bloqueadas e o indutor de filtro descarrega em roda livre, parte pelo diodo Dr1 e parte por Dr2, alimentando a carga.

### 3.4. Principais Formas de Onda

Na Figura 3.5 são apresentadas as principais formas de ondas durante os períodos de comutação citados anteriormente.

Figura 3.5. Principais formas de onda do conversor *Half-Bridge*



Fonte: O próprio autor

### 3.5. Análise Quantitativa

A análise quantitativa visa calcular os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor, de modo a dimensioná-los corretamente.

#### 3.5.1. Parâmetros de tempo

Definimos inicialmente as variáveis de tempo que serão utilizadas. As equações 3.1 e 3.2 definem a razão cíclica do conversor e o período de operação do mesmo, respectivamente.

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (3.1)$$

$$T_s = 2T \quad (3.2)$$

Onde,

$T_1$ : Tempo de condução da chave S1.

$T$ : período da tensão de entrada do filtro de saída.

#### 3.5.2. Cálculo do Ganho Estático

O ganho estático do conversor *Half-Bridge* está muito perto do ganho do conversor Buck, topologia clássica ao qual deriva, exceto pelo transformador que altera o valor do ganho. Deste modo, calcula-se o valor do ganho estático pela equação 3.4.

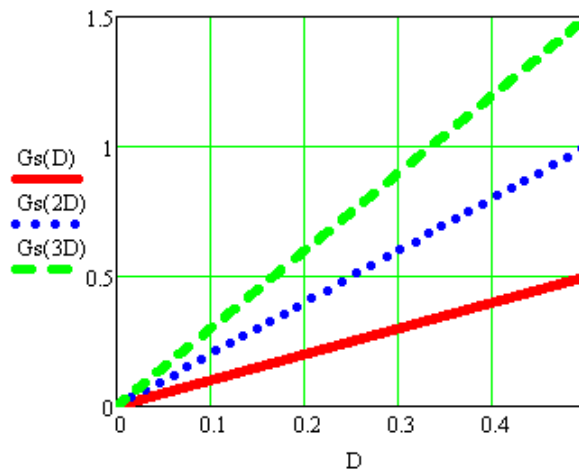
$$V_{out} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (3.3)$$

Assim, (3.4)

$$G_s = \frac{N_s}{N_p} \cdot D$$

A Figura 3.6 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para  $N_s/N_p = 1,2$  e 3.

Figura 3.6. Ganho estático em função da razão cíclica para diferentes relações de transformação.

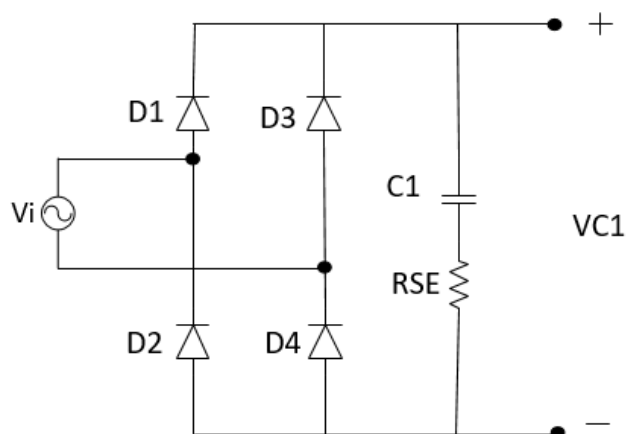


Fonte: O próprio autor.

### 3.5.3. Projeto do Retificador com Filtro Capacitivo

O retificador em ponte completa serve como fonte de tensão contínua para o conversor CC-CC, a partir da alimentação em corrente alternada da rede elétrica. A topologia em ponte completa com capacitor de filtro utilizado é apresentada na Figura 3.7.

Figura 3.7. Topologia do retificador em ponte completa com filtro capacitivo.



Fonte: O próprio autor.

Nessa topologia os diodos D1 e D4 polarizam no semicírculo positivo enquanto D3 e D2 polarizam no semicírculo negativo. O capacitor C1 age como filtro diminuindo a tensão de

ondulação na saída. A seguir é apresentado o dimensionamento dos componentes do retificador.

### 3.5.3.1. Dimensionamento do Capacitor de Filtro, C1.

Primeiro calculam-se os esforços de tensão no capacitor. A tensão de pico no capacitor corresponde a tensão mínima de entrada da rede. Dessa forma, calcula-se a tensão máxima no capacitor através da Equação 3.5.

$$VC1_{max} = \sqrt{2} V_{imin_{ef}} \quad (3.5)$$

A tensão mínima no capacitor é calculada pela Equação 3.6.

$$VC1_{min} = VC1_{max} - \Delta Vc \quad (3.6)$$

Onde  $\Delta Vc$  corresponde a ondulação de tensão esperada no capacitor, e deve ser especificado nos parâmetros de projeto.

De posse dos valores encontrados em 3.5 e 3.6 podemos encontrar através da Equação 3.7 o ângulo de condução dos diodos em radianos.

$$\theta_{C1} = \frac{\pi}{2} - \text{asin}\left(\frac{VC1_{min}}{VC1_{max}}\right) \quad (3.7)$$

Especifica-se assim o valor do capacitor de filtro através da Equação 3.8

$$C1 = \frac{Prec. (\pi - \theta_c)}{\pi \cdot fr (VC1_{max}^2 - VC1_{min}^2)} \quad (3.8)$$

A tensão média no capacitor é dada pela Equação 3.9.

$$VC1_{med} = \frac{VC1_{max} + VC1_{min}}{2} \quad (3.9)$$

A seguir são calculados os esforços de corrente no capacitor.

A corrente drenada pela carga é dada pela Equação 3.10.

$$I_{oeq} = \frac{Prec}{VC1_{med}} \quad (3.10)$$

A resistência equivalente na saída do retificador é calculada pela Equação 3.11.

$$Roeq = \frac{VC1_{med}^2}{Prec} \quad (3.11)$$

A corrente de pico através do diodo retificador pode ser calculada pela Equação 3.12.

$$Ichg = \frac{Ioeq \cdot \pi}{\theta C1} \quad (3.12)$$

A corrente eficaz que passa através do capacitor é dado pela Equação 3.13, se faz necessário conhecer esse valor, uma vez todo capacitor possui uma resistência série equivalente.

$$ICef = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\theta C1} (Ichg - Ioeq)^2 d\theta + \int_0^{(\pi - \theta C1)} (-Ioeq)^2 d\theta \right]} \quad (3.13)$$

### 3.5.3.2. Dimensionamento dos Diodos Retificadores D1-D4

Pelos diodos circula corrente pulsada. Usando as definições de valor médio e eficaz calculam-se as correntes média e eficaz nos diodos nas Equações 3.14 e 3.15, respectivamente.

$$ID1_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta C1} Ichg d\theta \quad (3.14)$$

$$ID1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta C1} Ichg^2 d\theta} \quad (3.15)$$

A corrente de pico é repetida ao longo do funcionamento do conversor e pode ser calculada pela Equação 3.16.

$$ID1pk = 2 \cdot Ichg \quad (3.16)$$

A tensão reversa de pico recai sobre o par de diodos no momento em que não estão conduzindo, seu valor é dado pela Equação 3.17.

$$VDrev_{pk} = \sqrt{2} Vimax_{ef} \quad (3.17)$$

### 3.5.4. Projeto Físico do Indutor de Filtro.

A construção adequada dos magnéticos utilizados em conversores CC-CC é de fundamental importância para o bom funcionamento deste. Os resultados mais comuns do



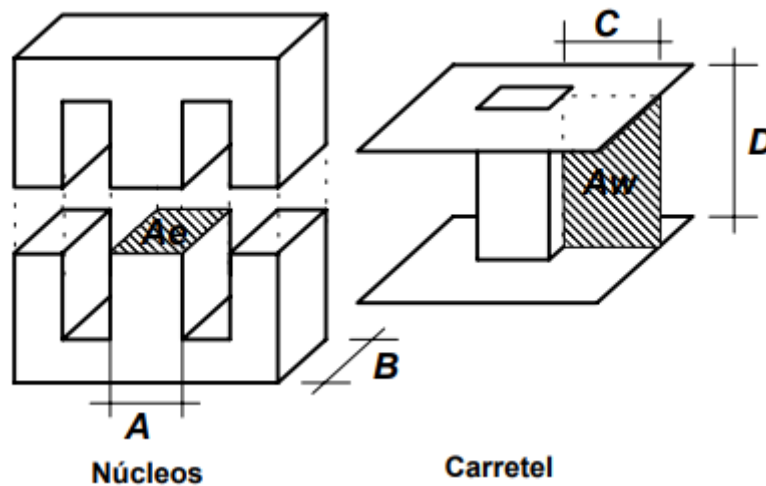
insucesso é a presença de ruídos, picos de tensão nas chaves semicondutoras e altas perdas, o que prejudica o funcionamento do conversor como um todo.

O projeto físico do indutor de filtro assim como do transformador de alta frequência se baseia nas Leis de Ampere e de Faraday, fundamentais no estudo do eletromagnetismo. Através do desenvolvimento dessas leis, com auxílio da relação volt-ampere e a relação entre indutância magnética e campo magnético, como é demonstrado por Barbi *et al*(2002), se obtém as equações apresentadas a seguir.

### 3.5.4.1. Produto das Áreas $A_e A_w$ .

O primeiro parâmetro a ser calculado é o produto das áreas  $A_e A_w$ . Onde  $A_e$  corresponde a área da seção transversal do núcleo e  $A_w$  a seção da janela do carretel. Conforme mostrado na Figura 3.8.

Figura 3.8. Vistas da área da janela  $A_w$  e área do núcleo  $A_e$



Fonte: Barbi (2006).

Dessa forma, calcula-se o produto das áreas pela Equação 3.18:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I L_{o_{ef}} \cdot I L_{o_{ef}}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (3.18)$$

Onde:

$I L_{o_{pk}}$  = Corrente de pico no indutor

$ILo_{ef}$  = Corrente eficaz no indutor

$B_{max}$  = Densidade de fluxo do material

$J_{max}$  = Densidade de Corrente

$k_w$  = Fator de ocupação do cobre dentro do carretel

Em aplicações de alta frequência utilizam-se os núcleos de ferrite que apesar de possuírem baixa densidade de fluxo (na faixa de 0,3T) e baixa resistência a danos mecânicos, são os mais adequados se comparados a núcleos de lâminas ferro-silício, que nessa faixa de frequência apresentam altas perdas por histerese.

#### 3.5.4.2. *Número de Espiras*

Outro parâmetro a ser calculado é o número de espiras, definido pela Equação 3.19:

$$N = \frac{L \cdot ILo_{pk}}{B_{max} \cdot Ae} \quad (3.19)$$

Contudo, como aponta Maclyman (1996), o número de espiras deve ser corrigido devido um fenômeno conhecido com fluxo de espraiamento, gerado no entreferro do indutor. Que age basicamente reduzindo a relutância e aumentando a indutância em um fator F, calculado pela Equação 3.20.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{Ae}} \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right) \quad (3.20)$$

Onde:

$l_g$  = comprimento total do entreferro

$G$  = altura da janela do núcleo

Assim, o novo número de espiras é dado pela Equação 3.21.

$$N_{novo} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{0,4\pi \cdot Ae \cdot F \cdot 10^{-8}}} \quad (3.21)$$

#### 3.5.4.3. *Cálculo do Entreferro*

No projeto de indutores é normal incluir um *gap* de ar entre as pernas laterais do núcleo, conhecido como entreferro. Esse entreferro é incluído por dois motivos, segundo

aponta Barbi *et al* (2002): O primeiro deles é que sem o entreferro o valor da indutância depende apenas da permeabilidade do núcleo, que é muito sensível a variação de temperatura e ao ponto de operação ao qual se está trabalhando. Com a adição do entreferro, o valor da indutância se torna praticamente insensível a essas variações. O segundo motivo está relacionado a saturação do núcleo. Com o entreferro, o indutor pode operar em correntes maiores sem saturar.

O valor do entreferro é calculado pela Equação 3.22:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot Ae \cdot \mu_o}{L} \cdot 10^{-2} \quad (3.22)$$

#### 3.5.4.4. Cálculo da Seção dos Condutores

O cálculo da bitola do condutor depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor. Calcula-se a seção do fio basicamente pela razão entre a corrente eficaz no condutor pela densidade máxima de corrente admitida, conforme Equação 3.22.

$$S_{fio} = \frac{ILO_{ef}}{J_{max}} \quad (3.22)$$

Contudo, a bitola do fio calculada pela expressão anterior deve levar em consideração o efeito peculiar, que age em condutores de alta frequência. À medida que a frequência aumenta, a corrente tende a se concentrar nas extremidades do fio, diminuindo a seção efetiva do condutor. De modo prático, esse efeito limita a seção máxima que o condutor pode assumir, para determinado valor de frequência. Esse valor é calculado pela expressão na Equação 3.23.

$$2 \cdot \Delta = \frac{15}{\sqrt{fs}} \quad (3.23)$$

Caso o diâmetro do fio calculado seja maior que o permitido pelo efeito peculiar é possível adicionar condutores em paralelo. Calculados pela equação 3.24:

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{fio}} \quad (3.24)$$

#### 3.5.4.5. Cálculo da Possibilidade de Execução

Por último, verifica-se se é possível colocar todos os enrolamentos de fio na janela do núcleo. O valor mínimo de  $A_w$  necessário para alocar o enrolamento de fio calculado pelas equações anteriores é calculado pela Equação 3.25.

$$A_{w_{min}} = \frac{N_{novo} \cdot n_{cond} \cdot S_{fio}}{k_w} \quad (3.25)$$

Sendo  $A_{w_{min}}$  menor que o valor de  $A_w$  do núcleo escolhido é possível realizar a construção prática do indutor.

### 3.5.5. Projeto do Transformador de Alta Frequência

O projeto físico do transformador de alta frequência segue o mesmo princípio do indutor de filtro apresentado na seção anterior, com a exceção do entreferro, que não existe no transformador, haja visto que não há armazenamento de energia nesse.

A análise do transformador usado no conversor *Half-Bridge* é feita por Unitrode (1983), onde o autor deduz todas as formulas necessárias, estruturadas em passos, para o seu dimensionamento. Os pontos mais importantes são apresentados a seguir.

#### 3.5.5.1. Determinação da Densidade de Fluxo

Conforme explanado em por Unitrode (1983), o primeiro passo para o projeto do transformador de alta frequência é determinar a variação da densidade de fluxo,  $\Delta B$ , está deve ser a mais larga possível de forma que o transformador possa operar de forma satisfatória sem saturar. Em conversores do tipo *Half-Bridge* e *Full-Bridge* normalmente se adota um  $\Delta B$  na faixa de duas vezes o valor da densidade de fluxo, o que corresponde ao valor prático de:

$$\Delta B = 0,2 T \quad (3.26)$$

#### 3.5.5.2. Seleção do Núcleo

O produto das áreas  $A_w A_e$  dimensiona o tamanho do núcleo a ser enrolado o transformador, assim como no projeto do indutor. Para topologia *Half-Bridge*, o produto das áreas se calculada pela Equação 3.27.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{in}}{K_t \cdot K_w \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B \cdot 2fs} \cdot 10^4 \quad (3.27)$$

Onde,

$K_t$  = Fator de topologia

$K_w$  = Fator de utilização da janela

$K_p$  = Fator de ocupação do enrolamento primário

### 3.5.5.3. *Calculo dos Enrolamentos*

O cálculo da quantidade de espiras no enrolamento primário é apresentado na Equação 3.28.

$$N_p \geq \frac{V_{in_{min}} \cdot t_{on_{máx}}}{\Delta B \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (3.28)$$

A formula apresentada calcula de forma satisfatória o número de espiras no enrolamento primário do transformador para o conversor *Foward*. Para o conversor *Half-Bridge* o autor recomenda multiplicar a tensão de entrada por 1/2. Substituindo em 3.28.

$$N_p \geq \frac{V_{in_{min}} \cdot t_{on_{máx}}}{2 \cdot \Delta B \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (3.29)$$

Contudo,

$$t_{on_{máx}} = D_{max} \cdot T = \frac{D_{max}}{f_s} \quad (3.30)$$

Substituindo 3.30 em 3.29, temos a Equação 3.31 que dimensiona a quantidade de espiras no primário do transformador.

$$N_p \geq \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{máx}}{2 \cdot \Delta B \cdot Ae \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (3.31)$$

O número de espiras no secundário pode ser calculado através da relação de transformação, calculado como apresenta a Equação 3.32.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,9[V_{in_{min}} - V_{ce_{sat}}] \cdot D_{máx}}{V_o + VF} \quad (3.32)$$

O fator multiplicativo de 0,9 corrige as imprecisões e o tempo de condução do transistor, que não é ideal.  $V_{ce_{sat}}$  representa a queda de tensão no momento em que o transistor de potência está saturado. Contudo, podemos nos desfazer desses termos sem grandes perdas, conforme apresentado na Equação 3.33.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{máx}}{V_o + VF} \quad (3.33)$$

A escolha da bitola dos condutores, quantidade de fios em paralelo e diâmetro máximo por conta do efeito peculiar segue o mesmo processo de cálculo apresentado na seção 3.5.4.

#### 3.5.5.4. *Cálculo das Perdas no Transformador de Alta Frequência.*

O transformador de alta frequência sofre com dois tipos principais de perdas: as perdas nos enrolamentos e a perda no núcleo.

As perdas nos enrolamentos são dadas por efeito joule, haja visto que os condutores possuem uma resistência intrínseca, que dissipam potência na forma de calor, essas podem ser aproximadas, conforme afirma Unitrode (1996) como sendo duas vezes a perda nos enrolamentos primários. A perda em um condutor, por efeito joule é dada pela Equação 3.34.

$$P_c = I_{ef}^2 \cdot R_c \quad (3.34)$$

Contudo, a resistência de um determinado condutor enrolado N vezes em um carretel de  $l_c$  centímetros de contorno é dado pela Equação 3.35.

$$R_c = N \cdot l_c \cdot \rho \quad (3.35)$$

Onde  $\rho$  representa a resistividade do cobre em  $\Omega/\text{cm}$ .

Substituindo 3.35 em 3.34,

$$P_c = I_{ef}^2 \cdot N \cdot l_c \cdot \rho \quad (3.36)$$

Aproximando a perda total nos enrolamentos como sendo duas vezes a perda no enrolamento primário. Calcula-se as perdas por efeito joule no transformador pela Equação 3.37

$$P_c = 2 \cdot I_{ef}^2 \cdot N p \cdot l_c \cdot \rho \quad (3.37)$$

As perdas no núcleo são proporcionais ao peso do núcleo dimensionado. O catalogo dos fabricantes de núcleos de ferrite normalmente fornece o fator de perdas [W] por peso [g], sendo possível, uma vez conhecido o peso do núcleo adotado, calcular as perdas no núcleo.

#### 3.5.6. *Dimensionamento dos Interruptores de Potência*

A escolha dos interruptores de potência é feita com base nos esforços de tensão e corrente ao qual estão submetidos. A seguir são apresentadas as equações que calculam esses esforços.

Com base nas formas de onda obtidas durante a análise do conversor vemos que a tensão máxima que incide sobre as chaves é igual a tensão de entrada  $V_{in}$ . Isso acontece no momento em que uma das chaves está conduzindo e a outra está bloqueada. Pela Equação 3.38.

$$VS1_{max} = VC1_{m\acute{a}x} \quad (3.38)$$

Onde  $VC1_{max}$  é a tensão máxima fornecida na saída do retificador em ponte completa.

Os esforços de corrente nas chaves são calculados com base nas formas de onda apresentadas na seção 3.4. Podemos aproximar a forma de onda da corrente nas chaves, sem grandes erros, como uma onda quadrada de valor máximo dado pela Equação 3.39.

$$IS1_{pk} = n \cdot I_o \quad (3.39)$$

Conforme nos diz Nakashima (2013) os valores médio e eficaz de uma onda quadrada são dados pelas Equações 3.40 e 3.41, respectivamente.

$$V_{ef} = V_{pk} \cdot \sqrt{D} \quad (3.40)$$

$$V_{med} = V_{pk} \cdot D \quad (3.41)$$

Dessa forma, calculam-se a corrente eficaz e média nas chaves semicondutoras pelas Equações 3.41 e 3.42, respectivamente.

$$IS1_{ef} = n \cdot I_{o_{max}} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (3.41)$$

$$IS1_{med} = n \cdot I_{o_{max}} \cdot D_{max} \quad (3.42)$$

### **3.5.7. Dimensionamento do Retificador de Saída**

O dimensionamento do retificador de saída é feito com base nos esforços de tensão e corrente nos diodos. A mesma corrente que circula nas chaves semicondutoras circula pelo retificador de saída, com a diferença de esta ser agora referenciada ao secundário do transformador. Pelas Equações 3.43 e 3.44 calculam-se as correntes média e eficaz nos diodos do retificador de saída, respectivamente.

$$IDr1_{med} = I_{o_{max}} \cdot D_{max} \quad (3.43)$$

$$IDr1_{ef} = I_{o_{max}} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (3.44)$$

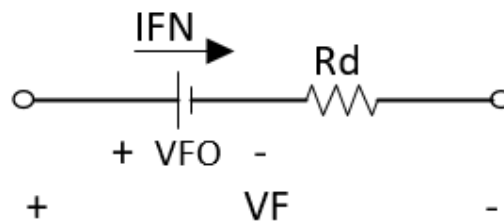
A tensão reversa nos diodos acontece no momento do bloqueio, enquanto o outro par de diodos está conduzindo. A tensão máxima que incide nessa situação é igual a metade da tensão de entrada referenciada ao secundário, como mostra a equação 3.45.

$$VDr1_{piv} = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} VC1_{max} \quad (3.45)$$

Para realizar o cálculo térmico e o dimensionamento do dissipador se faz necessário calcular as perdas por comutação e por condução no diodo. O cálculo das perdas é apresentado por Barbi (2014), utiliza-se do seu desenvolvimento teórico para apresentar os cálculos a seguir.

As perdas em condução são calculadas através do circuito equivalente do diodo, apresentado na Figura 3.9.

Figura 3.9. Circuito equivalente do diodo



Fonte: O próprio autor.

Dessa forma, calcula-se a perda por condução no diodo pela Equação 3.46.

$$PDr1_{cond} = R_d \cdot IDr1_{ef}^2 + VFO \cdot IDr1_{med} \quad (3.46)$$

Contudo,

$$R_d = \frac{VF - VFO}{IFN} \quad (3.47)$$

Substituindo 3.47 em 3.46,

$$PDr1_{cond} = \frac{VF - VFO}{IFN} \cdot IDr1_{ef}^2 + VFO \cdot IDr1_{med} \quad (3.48)$$

Onde:

$VF$  = Queda de tensão máxima no diodo

$IFN$  = Corrente máxima contínua



$VFO$  = Tensão de limiar

O cálculo das perdas de comutação é feito a partir de uma análise dinâmica do diodo em processo de bloqueio, com essa análise Barbi (2014) chega a seguintes conclusões.

A perda no momento em que o diodo entra em comutação é dada pela Equação 3.49.

$$PDr1_{com} = \frac{1}{2} \cdot (VFP - VF) \cdot Irr \cdot trf \cdot fs \quad (3.49)$$

Onde:

$VFP$  = Valor da tensão de pico no diodo

$Irr$  = Corrente de recuperação reversa

$trf$  = tempo de entrada em condução do diodo

Como afirma Barbi (2014) em frequências inferiores a 40 kHz essa perda pode ser desconsiderada.

A perda no momento do bloqueio pode é dada pela Equação 3.50.

$$PDr1_{bloq} = Qrr \cdot E \cdot fs \quad (3.50)$$

Onde,

$Qrr$  = Capacitância de recuperação do diodo

$E$  = Tensão aplicada no diodo após a comutação

Para o conversor *Half-Bridge* temos,

$$E = \frac{Vin}{2} \quad (3.51)$$

Reescrevendo 3.51 em 3.52.

$$PDr1_{bloq} = \frac{1}{2} Qrr \cdot Vin \cdot fs \quad (3.52)$$

Assim a perda total no diodo é dada pela soma de todas as perdas calculadas anteriormente. Calculada pela Equação 3.53.

$$PDr1_{total} = PDr1_{cond} + PDr1_{com} + PDr1_{bloq} \quad (3.53)$$

### 3.5.8. Dimensionamento do Capacitor Série

Como já foi falado, o conversor *Half-Bridge* necessita ainda de um capacitor em série com o primário do transformador visando remover componentes contínuas que podem vir a saturar o núcleo e provocar a queima de uma ou até mesmo das duas chaves semicondutoras. O capacitor em série forma junto com o indutor de filtro um circuito ressonante, base no qual se dimensiona o capacitor em série. Outro ponto a ser considerado é a queda de tensão que o capacitor provoca, por conta disso utilizam-se capacitores de polipropileno, que possuem baixo valor de resistência interna.

Dessa forma, a capacitância mínima necessária para remover as componentes contínuas do transformador pode ser calculada pela Equação 3.54.

Considerando a frequência de ressonância,  $f_r$  como sendo que quatro vezes menor que a frequência de oscilação.

$$C = \frac{4}{\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot L} \quad (3.54)$$

A equação 3.54 calcula o valor do capacitor mínimo, esse valor tem que ser ajustado de modo a atender o critério de queda de tensão, calculado na Equação 3.55.

$$C \geq \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (3.55)$$

Normalmente adota-se  $0,05V_{in} \leq \Delta V_c \leq 0,1V_{in}$ .

O valor calculado na equação 3.55 normalmente é maior que o calculado na equação 3.54, e o capacitor acaba sendo escolhido por esse segundo critério.

### 3.5.9. Dimensionamento do Capacitor de Saída.

O capacitor de saída é responsável por filtrar a componente alternada da corrente no indutor. A Equação 3.56 especifica seu valor.

$$C_o = \frac{\Delta i_c}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (3.56)$$

Onde:

$\Delta i_c$  - variação da corrente que passa pelo capacitor.

$\Delta V_o$  – variação de tensão esperada na saída do capacitor.

A resistência serie equivalente máxima permitida é calculada pela Equação 3.57, normalmente são colocados capacitores em paralelo até que este critério seja atendido.

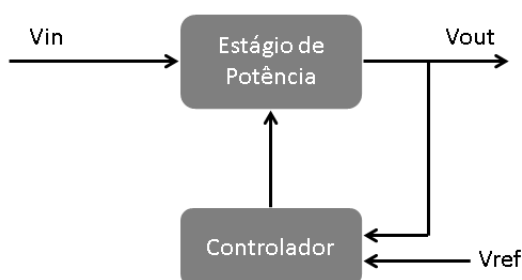
$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta i_c} \quad (3.57)$$

## 4. MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR HALF-BRIDGE

### 4.1. Introdução

O conceito de controle surge naturalmente em nossas vidas. Ao caminharmos, por exemplo, estamos sempre, mesmo que de forma imperceptível, procurando seguir uma referência de posição. Quando somos empurrados o corpo age naturalmente de forma a reposicionar o corpo na posição de referência, evitando assim de irmos ao chão. Em sistemas de potência o circuito de controle age de forma análoga. Ao haver uma perturbação no sistema, seja ela uma entrada de cargas, um curto-circuito, ou sobrecarga, o controlador age de modo a levar as variáveis controladas de volta ao valor de referência evitando assim a falha dos componentes. A Figura 4.1 mostra o diagrama de bloco do processo.

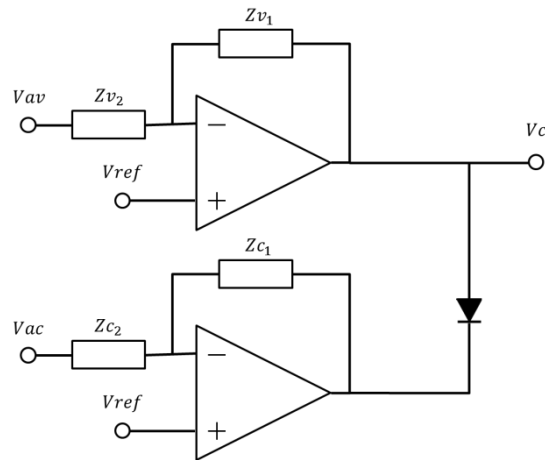
Figura 4.1. Diagrama de blocos de um conversor CC-CC controlado.



Fonte: O próprio autor.

Na teoria de controle moderno, o projeto dos controladores requer *a priori*, uma análise dinâmica do conversor CC-CC a ser controlado, onde é obtida a função de transferência, e a partir desta projetadas as malhas de tensão e corrente do circuito de controle. Estas por sua vez, serão projetadas durante este trabalho, para funcionar segundo uma lógica OU, isto é enquanto uma está ativa, a outra está bloqueada aguardando o momento certo para atuar. A malha de tensão, que normalmente opera a maior parte do tempo atua desde a tensão a vazio até a tensão nominal do conversor CC-CC, ao passo que a malha de corrente age em momentos que a corrente de saída ultrapassa a corrente nominal, retornando-a ao valor de referência. Na Figura 4.2 é possível o diagrama de blocos da estratégia de controle.

Figura 4.2. Diagrama de blocos da estratégia de controle



Fonte: O próprio autor.

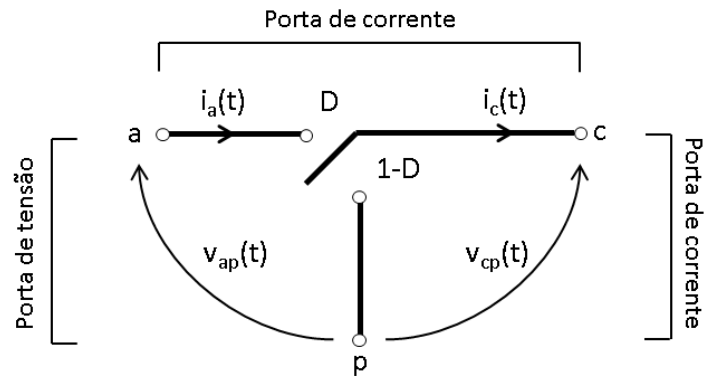
O controle da variável de saída, neste trabalho, é feito através da modulação por largura de pulso, onde uma variação na saída é interpretada como um aumento ou diminuição da razão cíclica do conversor.

#### 4.2. Método da chave PWM

Obter a função de transferência de um conversor CC-CC significa obter um modelo matemático capaz de representar de forma adequada um sistema físico, cheio de não idealidades. Existem várias técnicas de realizar a modelagem de conversores, mas entre elas optou-se por utilizar o método da chave PWM, apresentado por Vorpérian (1990).

Nesse método substitui-se a chave ativa e passiva do conversor CC-CC por um componente não linear de três terminais, chamado de chave PWM. Seu modelo é apresentado na Figura 4.3.

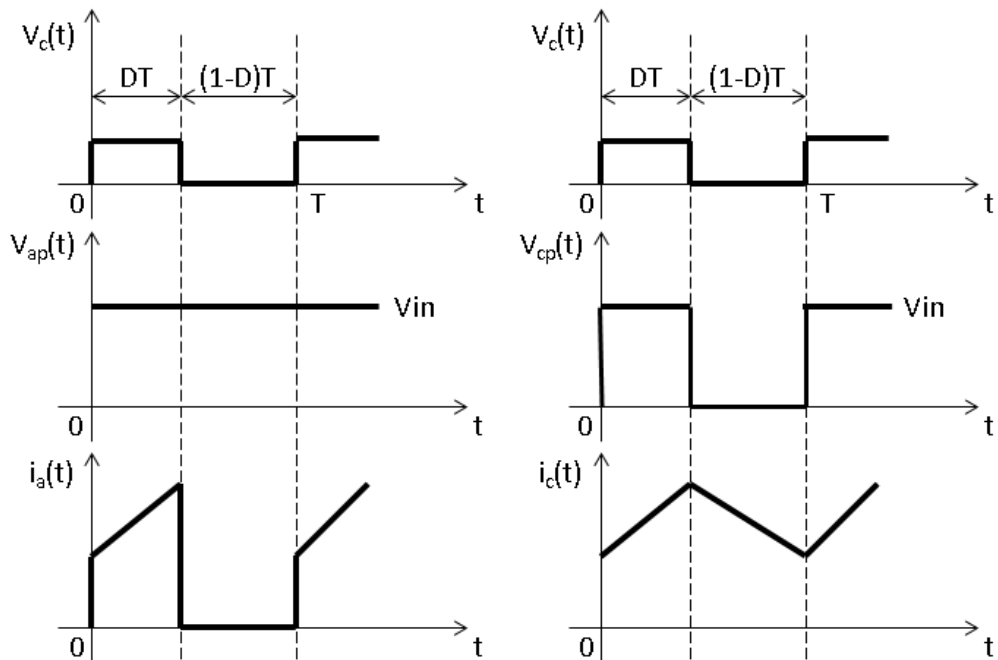
Figura 4.3. Modelo da Chave PWM



Fonte: O próprio autor.

Os terminais são marcados com as designações *a* de ativo, conectado a uma chave ativa; *p* de passivo, conectado a um diodo e *c* de comum, conectado ao indutor. As formas de onda de corrente e tensão na chave PWM são apresentadas na Figura 4.4.

Figura 4.4. Formas de onda na chave PWM



Fonte: O próprio autor

Aplicando o valor médio nas formas de onda apresentadas, chegamos as equações fundamentais da chave PWM. Apresentadas nas Equações 4.1 e 4.2.

$$I_a = D \cdot I_c \quad (4.1)$$

$$V_{cp} = V_{ap} \cdot D \quad (4.2)$$

Para chegarmos ao modelo CA da chave PWM, usado para obter a função de transferência do conversor estudado, convém vermos como este se comporta frente a perturbações do sistema. As perturbações aplicadas são tomadas como sendo de pequena amplitude e baixa frequência. Perturbando as equações 4.1 e 4.2.

$$(V_{cp} + v_{cp}) = (V_{ap} + v_{ap}) \cdot (D + d) \quad (4.3)$$

$$(I_a + i_a) = (I_c + i_c) \cdot (D + d) \quad (4.4)$$

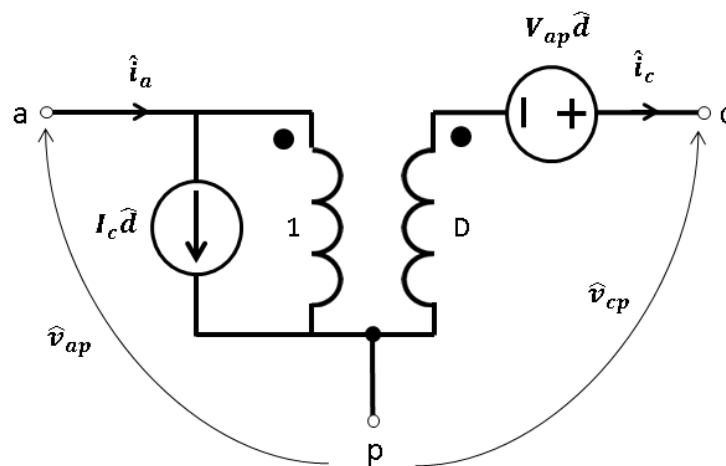
Onde  $v_{cp}$ ,  $v_{ap}$ ,  $i_a$ ,  $i_c$ , e  $d$ , são as perturbações do sistema.

Pode-se mostrar que ao simplificarmos as equações 4.3 e 4.4 e aplicar diferenciais em ambos os lados, chega-se as Equações apresentas em 4.5 e 4.6 e ao modelo CA da chave PWM apresentado na Figura 4.5.

$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + I_c \hat{d} \quad (4.5)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d} \quad (4.6)$$

Figura 4.5. Modelo CA da chave PWM



Fonte: O próprio autor.

Podemos assim, determinar a função de transferência do conversor CC-CC proposto e realizar análises em frequência.

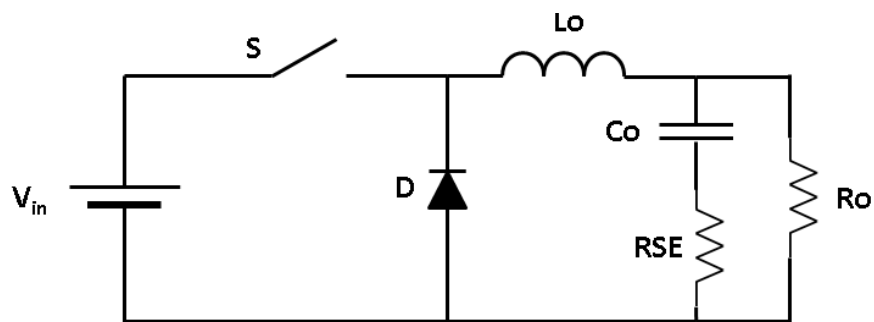
### 4.3. Função de Transferência do Conversor *Half-Bridge*

A função de transferência do conversor *Half-Bridge* é obtida através da análise de pequenos sinais da topologia proposta, substituindo-se a chave ativa e passiva pelo modelo CA da chave PWM, obtido na seção anterior.

Segundo afirma Mohan (2003), em sua discussão sobre o projeto de controladores, todas as topologias isoladas podem ser analisadas pela topologia básica ao qual derivam. Podemos assim, obter a função de transferência do conversor *Half-Bridge* apenas fazendo a análise do conversor Buck, do qual a topologia proposta deriva e que possui a mesma característica abaixadora de tensão.

O conversor Buck é apresentado na Figura 4.6.

Figura 4.6. Conversor CC-CC Abaixador

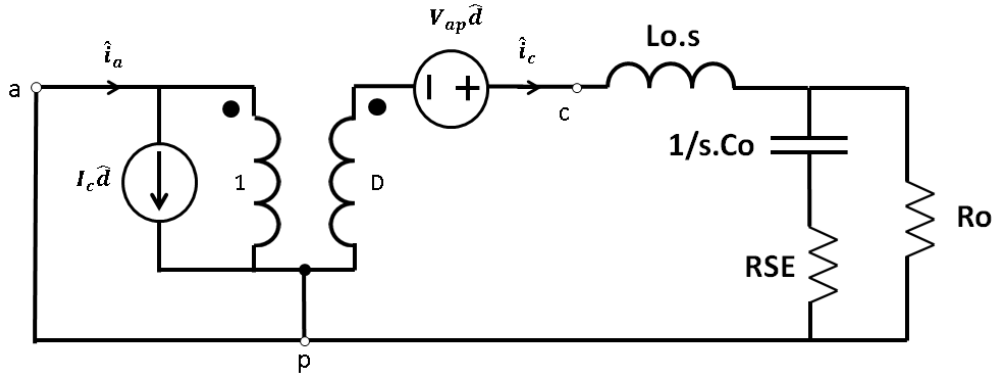


Fonte: O próprio autor.

O circuito apresentado é redesenhado na Figura 4.7 aplicando o modelo de pequenos sinais. Nele a chave ativa e passiva é substituída pelo modelo CA da chave PWM e as impedâncias indutivas e capacitivas apresentadas em termos da transformada de Laplace.



Figura 4.7. Modelo do Conversor Buck aplicado a chave PWM



Fonte: O próprio autor.

Para o projeto das malhas de tensão e corrente deseja-se encontrar as seguintes funções de transferência do conversor proposto: a função de transferência para controle da tensão de saída em função da variação da razão cíclica, Equação 4.7.

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} \quad (4.7)$$

E, a função de transferência para controle da corrente no indutor em função da variação da razão cíclica, Equação 4.8.

$$\left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} \quad (4.8)$$

Realizando a análise em frequência do modelo na Figura 17, admitindo-se  $\hat{v}_i = 0$  e sabendo que  $V_{ap} = V_{in}$ , pode-se chegar a função de transferência para controle da tensão de saída em função da variação da razão cíclica, apresentado na Equação 4.9.

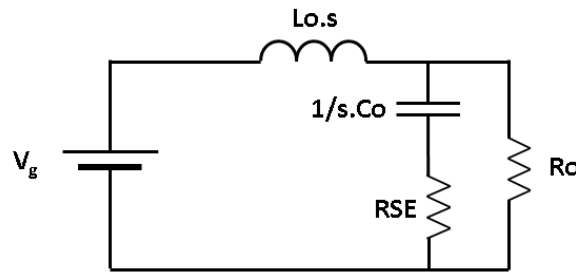
$$Gv(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = V_{in} \cdot \frac{1 + s \cdot Co \cdot RSE}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{RSE}{Ro}\right) s^2 + \left(\frac{Lo}{Ro} + Co \cdot RSE\right) s + 1} \quad (4.9)$$

Da mesma forma, admitindo-se  $\hat{v}_i = 0$ , e aproximando  $V_{ap} = V_d$ , onde  $V_d$  é a queda de tensão no diodo, pode-se chegar a função de transferência para controle da corrente no indutor em função da variação da razão cíclica, apresentado na Equação 4.10.

$$Gi(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{V_{in}}{Ro} \cdot \frac{1 + s \cdot Co \cdot (RSE + Ro)}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{RSE}{Ro}\right) s^2 + \left(\frac{Lo}{Ro} + Co \cdot RSE\right) s + 1} \quad (4.10)$$

Contudo, para modelarmos o conversor *Half-Bridge* em termos do conversor Buck tem-se ainda que referenciar a tensão de entrada em termos do secundário do transformador, gerando um circuito equivalente do estágio de saída, apresentado na Figura 4.8.

Figura 4.8. Circuito equivalente do Conversor *Half-Bridge* referenciado ao secundário do transformador



Fonte: O próprio autor.

Onde  $V_g$  representa a tensão média antes do filtro. Desta forma, temos a seguinte equivalência, apresentada na Equação 4.11.

$$V_g = VC1_{max} \cdot N \quad (4.11)$$

Substituindo-se 4.11 em 4.10 e 4.9.

$$Gv(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = VC1_{max} \cdot n \cdot \frac{1 + s \cdot Co \cdot RSE}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{RSE}{Ro}\right) s^2 + \left(\frac{Lo}{Ro} + Co \cdot RSE\right) s + 1} \quad (4.12)$$

$$Gi(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{VC1_{max} \cdot n}{Ro} \cdot \frac{1 + s \cdot Co \cdot (RSE + Ro)}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{RSE}{Ro}\right) s^2 + \left(\frac{Lo}{Ro} + Co \cdot RSE\right) s + 1} \quad (4.13)$$

Munindo-se das Equações 4.12 e 4.13 conseguimos realizar o projeto adequado dos controladores.

## 5. PROJETO DO CONVERSOR CC-CC *HALF-BRIDGE*

### 5.1. Introdução

Durante esta seção serão projetados os componentes do conversor CC-CC *Half-Bridge*, com base nas equações apresentadas nos capítulos anteriores. O protótipo projetado, como já foi dito, será aplicado como fonte de corrente para uma tocha de plasma. Pelo fato de a aplicação necessitar de uma fonte de corrente na saída do conversor, não há necessidade de projetar um capacitor de filtro, o que deixa a princípio, o controle mais simples. O conversor será ligado à rede através de um retificador em ponte completa com filtro capacitivo.

O projeto das malhas de controle de tensão e corrente também são apresentados, ao fim da seção. Como o plasma é gerado por meio de um arco elétrico, a malha de corrente vai operar a maior parte do tempo. A estratégia de controle é baseada na modulação PWM, gerada em duas saídas simétricas defasadas de 180°, que vão para os interruptores de potência.

### 5.2. Especificações de Projeto

As especificações do projeto são apresentadas na Tabela 1, a seguir.

Tabela 5.1. Especificações de Projeto Proposto

Especificação	Valor
Tensão de entrada	$V_{i_{nom}} = 311 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_{o_{nom}} = 80 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 30 \text{ kHz}$
Potência de saída	$P_o = 6 \text{ kW}$
Rendimento teórico	$\eta = 0,9$
Variação da tensão de entrada	$\Delta V_i = \pm 20\%$
Razão cíclica máxima	$D_{max} = 0,4$
Corrente de saída	$I_{o_{max}} = 60 \text{ A}$

Fonte: O próprio autor.

### 5.3. Projeto do Retificador em Ponte Completa com Filtro Capacitivo

O retificador é responsável por converter a corrente alternada da rede elétrica em corrente contínua e leva-lo ao conversor CC-CC com um valor de ondulação mínimo aceitável. Abaixo são dimensionados os componentes do retificador necessários para a aplicação.

As especificações do retificador são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 5.2. Especificações de projeto do retificador em ponte completa

Especificação	Valor
Tensão de entrada	$V_{i_{nom}} = 311 \text{ V}$
Tensão de entrada máxima	$V_{i_{max}} = 374 \text{ V}$
Tensão de entrada mínima	$V_{i_{min}} = 234 \text{ V}$
Frequência da rede	60 Hz
Potência de saída (0,9.Po)	Prec = 6,66kW

Fonte: O próprio autor.

Assume-se ainda a ondulação sobre o capacitor de filtro como sendo igual a 20% da tensão de entrada mínima.

$$\Delta V_c = 0,2 \cdot V_{i_{min}} = 46,7 \text{ V} \quad (5.1)$$

Na configuração em ponte completa a tensão de pico sobre o capacitor de filtro é igual a tensão mínima da rede.

$$VC1_{max} = 234 \text{ V}$$

Logo pela Equação 3.6,

$$VC1_{min} = VC1_{max} - \Delta V_c \quad (3.6)$$

$$VC1_{min} = 234 - 46,7 = 186,7 \text{ V}$$

Para o dimensionamento do capacitor, se faz necessário sabermos o ângulo de condução dos diodos, conforme Equação 3.7.

$$\theta_{C1} = \frac{\pi}{2} - a \sin \left( \frac{VC1_{min}}{VC1_{max}} \right) \quad (3.7)$$

$$\theta_{C1} = \frac{\pi}{2} - a \sin \left( \frac{186,7}{234} \right) = 0,644 \text{ rad}$$

O valor da capacitância necessária para garantir a ondulação mínima admitida em 5.1, é dado através da Equação 3.8.

$$C1 = \frac{Prec. (\pi - \theta c)}{\pi. fr(VC1_{max}^2 - VC1_{min}^2)} \quad (3.8)$$

$$C1 = \frac{6666,67. (\pi - 0,644)}{\pi. 60(234^2 - 186,7^2)} = 4500 \mu F$$

Precisa-se especificar ainda a corrente eficaz através do capacitor. Os cálculos a seguir são tomados com esse intuito. Através da Equação 3.9.

$$VC1_{medio} = \frac{VC1_{max} + VC1_{min}}{2} \quad (3.9)$$

$$VC1_{medio} = \frac{234 + 186,7}{2} = 210,01 V$$

A corrente drenada pela carga equivalente é dada pela Equação 3.10:

$$Ioeq = \frac{Prec}{VC1_{med}} \quad (3.10)$$

$$Ioeq = \frac{6666,67}{210,01} = 31,75 A$$

A corrente através da ponte retificadora é dada pela Equação 3.12:

$$Ichg = \frac{Ioeq. \pi}{\theta C1} \quad (3.12)$$

$$Ichg = \frac{31,75. \pi}{0,644} = 154,98 A$$

Por último, calcula-se a corrente eficaz no capacitor através da Equação 3.13.

$$ICef = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\theta C1} (Ichg - Ioeq)^2 d\theta + \int_0^{(\pi - \theta C1)} (-Ioeq)^2 d\theta \right]} \quad (3.13)$$

$$ICef = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{0,644} (154,98 - 31,75)^2 d\theta + \int_0^{(\pi - 0,644)} (-31,75)^2 d\theta \right]} = 62,65 A$$

O valor de capacitância calculado será dividido em dois bancos de capacitores em série, de modo a garantir a metade da tensão de entrada em cada chave, durante o chaveamento. O valor da capacitância por banco é dado pela Equação 5.2.

$$Cb = \frac{C1}{2} \quad (5.2)$$

$$Cb = \frac{4500 \cdot 10^{-6}}{2} = 9000 \mu F$$

Assumindo-se o valor em 5.2, temos que colocar capacitores em paralelo de modo a reduzir a resistência serie equivalente e conseqüentemente as perdas nos capacitores. Adotando o valor razoável de quatro capacitores em paralelo por banco temos a corrente eficaz por capacitor, dada na Equação 5.3.

$$ICbef = \frac{IC1ef}{4} \quad (5.3)$$

$$ICb1ef = \frac{62,65}{4} = 15,64 A$$

E a capacitância necessária por capacitor, especificada a seguir.

$$Cb1 = \frac{9000}{4} = 2250 \mu F$$

Os dados do capacitor adotado são apresentados na Tabela 3.

Tabela 5.3. Parâmetros do Capacitor B43845-A0108-M

Parâmetro	Valor
Capacitância	2200 $\mu F$
Tensão nominal	400 V
Resistência série	120 m $\Omega$
Capacidade de corrente	10,5 A

Fonte: Catalogo B43845-A0108-M da EPCOS

O projeto da ponte retificadora segue o modelo apresentado na Seção 3.5.3.2.

A corrente média na ponte retificadora é dada pela Equação 3.14.

$$ID1_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_{C1}} Ichg d\theta \quad (3.14)$$

$$ID1_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{0,644} 154,98 d\theta = 15,87 A$$

A corrente eficaz é dada pela Equação 3.15.

$$ID1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_{C1}} Ichg^2 d\theta} \quad (3.15)$$

$$ID1_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{0,644} 154,98^2 d\theta} = 49,6 A$$

O calculo da corrente de pico é mostrado através da Equação 3.16:

$$ID1_{pk} = 2 \cdot Ichg \quad (3.16)$$

$$ID1_{pk} = 2 \cdot 154,98 = 309,97$$

Por último, para especificarmos a ponte retificadora temos que encontrar a tensão reversa, a qual esta vai estar submetida, sendo calculado pela Equação 3.17:

$$VDrev_{pk} = Vimax \quad (3.17)$$

$$VDrev_{pk} = 374 V$$

Com base nos valores calculados escolhe-se a ponte retificadora da Semikron® com parâmetros apresentado na Tabela 4.

Tabela 5.4. Parâmetros da Ponte Retificadora SKB 52/04

Parâmetro	Valor
Corrente nominal @85°C	60 A
Corrente de pico @150°C	425 A
Tensão reversa de pico	400V

Fonte: Catalogo Semikron SKB 52/04

#### 5.4. Projeto do Conversor CC-CC Meia Ponte

As especificações de entrada do conversor CC-CC são os mesmos valores esperados de tensão na saída do estágio de retificação.

A tabela 5 resume os resultados obtidos anteriormente.

Tabela 5.5. Tensão de saída do Retificador Projetado

<b>Resultados</b>	<b>Valor</b>
Tensão mínima de entrada	$VC1_{\min} = 188,67 \text{ V}$
Tensão máxima de entrada	$VC1_{\max} = 233,35 \text{ V}$

Fonte: O próprio autor

Por outro lado, os parâmetros esperados de saída estão resumidos na Tabela 6.

Tabela 5.6. Especificações de saída do conversor proposto.

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Tensão de saída nominal	100 V
Tensão de saída mínima	80 V
Tensão de saída máxima	120 V

Fonte: O próprio autor

Além disso, com base nos valores estabelecidos, pode-se calcular a relação de transformação necessária do transformador de alta frequência. Considera-se ainda a queda de tensão nos diodos de potência,  $VF$ , ao secundário do transformador.

Tomando,

$$VF = 1,5V$$

Calcula-se a relação de transformação do transformador pela Equação 5.4.

$$n = \frac{V_{o_{\max}} + 2 \cdot VF}{D_{\max} \cdot VC1_{\min}} \quad (5.4)$$

$$n = \frac{120 + 2 \cdot 1,5}{0,4 \cdot 188,67} = 1,63$$

#### 5.4.1. Escolha dos Interruptores de Potência

Os interruptores de potência são responsáveis pelo chaveamento do conversor CC-CC e conduzem toda a potência que vai da entrada para saída da planta. Com base nas Equações 3.41 e 3.42 calculam-se os esforços de corrente nas chaves.

Corrente eficaz por chave:

$$IS1_{ef} = n \cdot I_{o_{\max}} \cdot \sqrt{D_{\max}} \quad (3.41)$$

$$IS1_{ef} = 1,63 \cdot 60 \cdot \sqrt{0,4} = 61,85 \text{ A}$$

Corrente média por chave:

$$IS1_{med} = n \cdot I_{o_{\max}} \cdot D_{\max} \quad (3.42)$$

$$IS1_{med} = 1,63 \cdot 60 \cdot 0,4 = 39,12 \text{ A}$$



A tensão máxima que incide por chave é igual à tensão de alimentação do conversor, que nesse caso é a tensão máxima de saída do estágio retificador, sendo calculado através da Equação 3.38.

$$VS1_{max} = VC1_{max} \quad (3.38)$$

$$VS1_{max} = 233,35 \text{ V}$$

Por meio dos parâmetros obtidos, optou-se pela escolha de MOSFET's da fabricante IXYS. O motivo da escolha está na faixa de operação do conversor, que estaria no limiar para outras tecnologias, como IGBT, por exemplo, e pela potência processada. Os dados do MOSFET escolhido são apresentados na Tabela 7.

Tabela 5.7. Especificações do MOSFET IXTK 102N30P

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Tensão de ruptura <i>drain-source</i>	V <sub>dss</sub> = 300V
Corrente pelo dreno @100°C	75 A
Corrente de pico @100°C	250 A
Tensão <i>gate-source</i>	V <sub>GS</sub> = ± 20 V
Tempo de descida	t <sub>f</sub> = 30 ns
Tempo de subida	t <sub>r</sub> = 28 ns
Resistência térmica da junção	R <sub>thjc</sub> = 0,15 °C/W

Fonte: Catalogo da fabricante IXYS

#### 5.4.2. Escolha do Retificador de Saída em Ponte Completa

Optou-se por substituir a topologia do retificador com derivação central apresentada na saída do transformador na Seção 2, por uma topologia em ponte completa, o motivo está principalmente, na redução necessária de cobre no transformador de alta frequência, utilizando em vez de dois secundários, apenas um.

Assim,

O cálculo da corrente média é feito através da Equação 3.43.

$$IDr1_{med} = Io_{max} \cdot Dmax \quad (3.43)$$

$$IDr1_{med} = 60 \cdot 0,4 = 24 \text{ A}$$

O cálculo da corrente eficaz pode é através da Equação 3.44:

$$IDr1_{ef} = Io_{max} \cdot \sqrt{Dmax} \quad (3.44)$$

$$IDr1_{ef} = 60 \cdot \sqrt{0,4} = 37,95 \text{ A}$$

Contudo, ao contrário da topologia com derivação central, a tensão reversa que incide por diodo no momento do bloqueio é a metade da tensão no secundário do transformador.

Dessa forma,

$$VDr1_{piv} = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} VC1_{max} \quad (3.45)$$

$$VDr1_{piv} = \frac{1}{2} \cdot 1,63 \cdot 233,35 = 194,46 \text{ V}$$

Com base nos esforços de tensão e corrente calculados foram escolhidos quatro diodos da Vishay para compor a ponte, as especificações são apresentadas na Tabela 8.

Tabela 5.8. Especificações do Diodo 60EPF06

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Corrente nominal	IFN = 60 A
Tensão reversa máxima	VBR = 600 V
Queda de tensão	VFN = 1,3 V
Tempo de recuperação reversa	trr = 70 ns
Corrente de recuperação reversa	Ir = 3,4 A
Carga de recuperação reversa	Qrr = 0,5 uC
Resistência térmica da junção	R <sub>jCDR</sub> = 0,4 °C/W

Fonte: Catalogo da fabricante Vishay.

#### 5.4.3. Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência

Para o dimensionamento do transformador são tomados alguns parâmetros de projeto inerentes a topologia do conversor, apresentados na Tabela 9.

Tabela 5.9. Especificações do Transformador de Alta Frequência

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Densidade de corrente	J <sub>max</sub> = 400 A/cm <sup>2</sup>
Densidade de fluxo magnético	B = 0,1 T
Variação da densidade de fluxo	ΔB <sub>max</sub> = 0,2 T
Fator de utilização da janela	Kw = 0,4
Fator de topologia	Kt = 1
Fator de ocupação do enrolamento primário	Kp = 0,41

Fonte: O próprio autor

Conforme já comentado, adotar  $\Delta B_{\max}$  como sendo duas vezes o valor de B, para as topologias *Half-Bridge* e *Full-Bridge* é razoável, haja visto a tensão simétrica de comutação das chaves. O fator de utilização da janela e demais fatores foram escolhidos de modo a garantir uma boa acomodação do cobre.

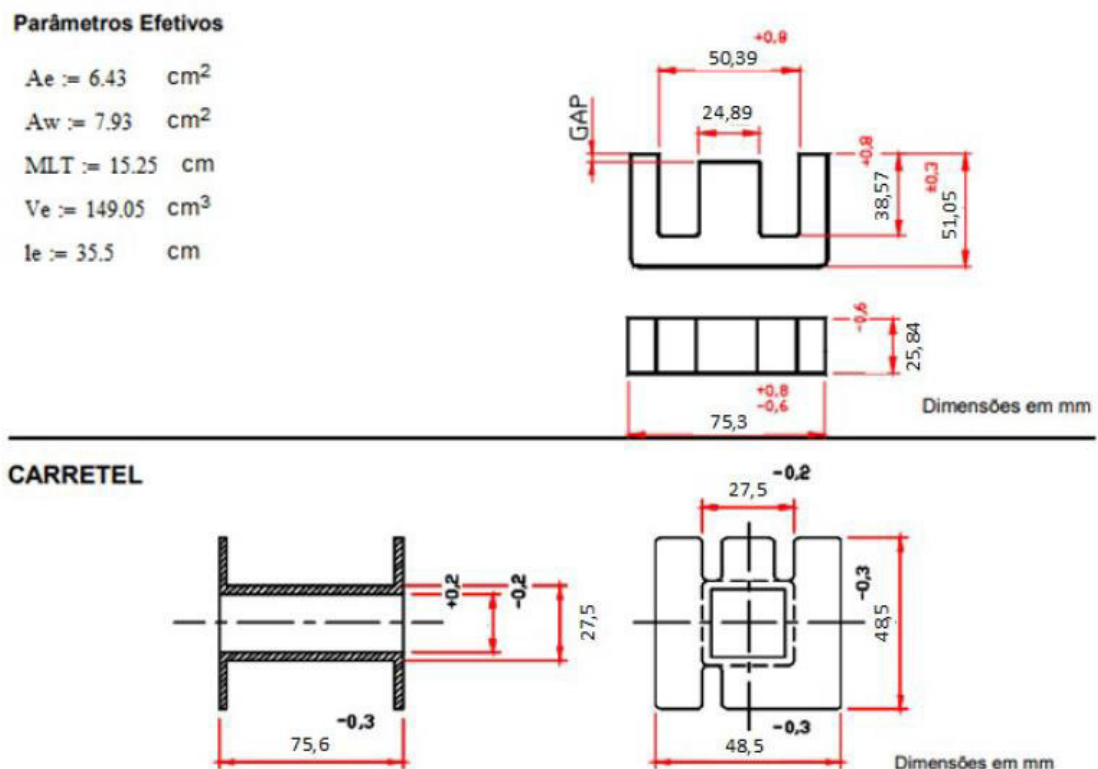
A escolha do núcleo é feita através do cálculo do produto das áreas, dado pela Equação 3.27.

$$Ae \cdot Aw = \frac{Pin}{Kt \cdot Kw \cdot Kp \cdot J_{max} \cdot \Delta B \cdot 2fs} \cdot 10^4 \quad (3.27)$$

$$Ae \cdot Aw = \frac{6666,67}{1,0 \cdot 4,0 \cdot 41.400 \cdot 0,2 \cdot 2 \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 84,68 \text{ cm}^4$$

Com base no valor calculado, escolhe-se o núcleo NEE -76/50/25 da Thornton, de ferrite IP12E. Foi necessário construir o transformador com dois núcleos em paralelo. A Figura 5.1 apresenta as dimensões de um núcleo escolhido.

Figura 5.1. Dimensões do núcleo escolhido



Fonte: Adaptado (Catálogo Thornton, 2015).

O conjunto adotado tem o seguinte produto das áreas.

$$Ae = 2 \cdot 6,43 = 12,9 \text{ cm}^2$$

$$Aw = 7,65 \text{ cm}^2$$

$$Ae.Aw = 98,7 \text{ cm}^4$$

Os cálculos a seguir são feitos considerando esses parâmetros.

Calculamos a quantidade de espiras no primário pela Equação 3.31.

$$Np \geq \frac{VC1_{min} \cdot D_{máx}}{2 \cdot \Delta B \cdot Ae \cdot fs} \cdot 10^4 \quad (3.31)$$

$$Np \geq \frac{188,67 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,2 \cdot 12,9 \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 4,87 \text{ espiras}$$

Adota-se como margem de erro,

$$Np = 6 \text{ espiras}$$

O número de espiras no secundário encontra-se através da relação de transformação dada através da Equação 5.5.

$$Ns = n \cdot Np = 9,78 \text{ espiras} \quad (5.5)$$

Assume-se,

$$Ns = 10 \text{ espiras}$$

Verificando a relação de transformação.

$$\frac{Ns}{Np} = \frac{10}{6} = 1,667$$

O diâmetro do condutor de cobre é adotado com base na corrente eficaz conduzida pelo transformador.

No enrolamento primário a corrente eficaz é dada pela Equação 5.6:

$$I_{pri_{ef}} = n \cdot I_{o_{max}} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{max}} \quad (5.6)$$

$$I_{pri_{ef}} = 1,67 \cdot 60 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} = 89,44 \text{ A}$$

A seção do condutor primário é calculada através da Equação 3.22 com base na densidade de corrente admitida em projeto.

$$S_{pri} = \frac{I_{pri_{ef}}}{J_{max}} = 0,2236^2 \quad (3.22)$$

No enrolamento secundário a corrente eficaz é dada pela Equação 5.7.

$$I_{sec_{ef}} = I_{o_{max}} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (5.7)$$

$$I_{sec_{ef}} = 60 \cdot \sqrt{0,4} = 37,95 \text{ A}$$

Da mesma forma, através da Equação 3.22.

$$S_{sec} = \frac{I_{sec_{ef}}}{J_{max}} = 0,095 \text{ cm}^2 \quad (3.22)$$

O diâmetro máximo do condutor a ser escolhido é limitado pelo efeito peculiar, dado pela Equação 3.23.

$$2 \cdot \Delta = \frac{15}{\sqrt{fs}} \quad (3.23)$$

$$2 \cdot \Delta = \frac{15}{\sqrt{30 \cdot 10^3}} = 0,087 \text{ cm}$$

Adotou-se com o Fio 21 AWG, de dimensões apresentadas na Tabela 10.

Tabela 5.10. Parâmetros do Fio 21 AWG

Parâmetro	Valor
Seção do fio sem isolamento	$ACu_{sisol} = 0,004105 \text{ cm}^2$
Seção do fio com isolamento	$ACu_{cisol} = 0,005004 \text{ cm}^2$
Diâmetro do fio sem isolamento	$d_{sisol} = 0,072 \text{ cm}$

Fonte: Catálogo de fios AWG

Com base nas informações da Tabela 10, calcula-se através da Equação 3.24, a quantidade de fios em paralelo necessário.

Quantidade de fios em paralelo no primário.

$$n_{prim} = \frac{S_{prim}}{ACu_{sisol}} \quad (3.24)$$

$$n_{prim} = \frac{0,2236}{0,004105} = 54,47 \text{ fios}$$

Adota-se 55 fios em paralelo no primário.

Quantidade de fios em paralelo no secundário é calculada novamente pela Equação 3.24.

$$n_{sec} = \frac{S_{sec}}{ACu_{sisol}} \quad (3.24)$$

$$n_{sec} = \frac{0,095}{0,004105} = 23,11 \text{ fios}$$

Adota-se 24 fios em paralelo no secundário.

Por último, verificamos se é possível a construção do transformador conferindo se o fator de utilização da janela projetado é menor ou igual ao especificado em projeto.

O fator de utilização da janela projetado é calculado pela Equação 5.8, apresentada a seguir.

$$Ku_{proj} = \frac{Afioprim + Afiosec}{Aw} \quad (5.8)$$

Onde, a área ocupada pelo o enrolamento primário é dada pela Equação 5.9.

$$Afioprim = n_{prim} \cdot Acu_{cisol} \cdot Np \quad (5.9)$$

$$Afioprim = 55.0,0050 \cdot 6 = 1,65 \text{ cm}^2$$

E a área do enrolamento secundário é calculada pela Equação 5.10.

$$Afiosex = n_{sec} \cdot Acu_{cisol} \cdot Ns \quad (5.10)$$

$$Afioprim = 24.0,005 \cdot 10 = 1,2 \text{ cm}^2$$

A área da janela do núcleo escolhido é mostrada no catálogo do fabricante, na Figura 19.

$$Aw = 7,65 \text{ cm}^2$$

O cálculo da utilização da janela a partir dos parâmetros projetado é apresentado em 5.8.

$$Ku_{proj} = \frac{1,65 + 1,2}{7,65} = 0,36$$

Como,

$$Ku_{proj} \leq Ku$$

É possível a construção do transformador utilizando os parâmetros calculados.

#### 5.4.4. Projeto do Capacitor Série

O capacitor série realiza a filtragem de componentes contínuas no primário do transformador, a escolha do capacitor ideal é feita considerando o valor mínimo para ressonância com o indutor de filtro e pela queda de tensão mínima necessária. Considerando o primeiro parâmetro calcula-se o valor do capacitor através da Equação 5.11.

$$C = \frac{4}{\pi^2 \cdot fs^2 \cdot \left(\frac{Np}{Ns}\right)^2 \cdot L} \quad (5.11)$$

$$C = \frac{4}{\pi^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2 \cdot \left(\frac{6}{10}\right)^2 \cdot 60 \cdot 10^{-6}} = 20,85 \mu F$$

O valor obtido via Equação 5.11 deve ser ajustado para atender uma queda de tensão máxima. Define-se como queda de tensão máxima:

$$\Delta V_{cs} = 0,1 \cdot V_{in} \quad (5.12)$$

Logo, o valor do capacitor dimensionado para atender ao critério da queda de tensão é calculado através da Equação 5.13.

$$C \geq \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (5.13)$$

$$C \geq \frac{10}{6} \cdot \frac{60}{2.30 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 233,35} = 7,14 \mu F$$

Com isso, escolhem-se dois capacitores de 20uF/400V de polipropileno, em paralelo, satisfazendo o primeiro critério.

#### 5.4.5. Dimensionamento do Indutor de Filtro

##### 5.4.5.1. Calculo da Indutância Crítica

O indutor de filtro participa efetivamente no processo de transferência de energia da fonte a carga, o projeto deste deve ser feito de forma adequada, evitando assim a operação do conversor no modo de condução descontinua. O valor mínimo de indutância que garante a operação em condução continua é dado através da Equação 5.14.

$$L_{crit} = \frac{V_{o_{max}} \cdot (1 - D_{max})}{2 \cdot f_s \cdot I_o} \quad (5.14)$$

$$L_{crit} = \frac{120 \cdot (1 - 0,4)}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 60} = 2 \mu H$$

##### 5.4.5.2. Calculo da Indutância Nominal

Admite-se a ondulação de corrente no indutor como sendo 20% da corrente de saída.

$$\Delta I_{Lo_{max}} = 0,2 \cdot I_o \quad (5.15)$$

$$\Delta I_{Lo_{max}} = 0,2 \cdot 60 = 12 A$$

A corrente de pico é dada pela Equação 5.16.

$$I_{Lo_{pk}} = I_o + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2} = 66 A \quad (5.16)$$

Ao passo que,

$$I_{Lo_{ef}} = I_o$$

$$I_{Lo_{ef}} = 60 A$$

O valor ótimo do indutor de filtro pode ser calculado pela Equação 5.17.

$$L_o = \frac{(V_{o_{max}} + 2VF)(1 - 2 \cdot D_{min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lo_{max}}} \quad (5.17)$$

Onde  $D_{min}$ , representa o valor mínimo da razão cíclica para o modo de condução contínua.

O valor de  $D_{min}$  é dado pela Equação 5.18.

$$D_{min} = D_{max} \cdot \frac{VC1_{min}}{VC1_{max}} \quad (5.18)$$

$$D_{min} = 0,4 \cdot \frac{186,7}{233,34} = 0,323$$

Substituindo-se os valores na Equação 5.17 encontra-se a indutância nominal usada no projeto do indutor de filtro.

$$L_o = \frac{(120 + 2.1,5)(1 - 2.0,323)}{2.30.10^3.12} = 60,33 \mu H$$

#### 5.4.5.3. Dimensionamento do Núcleo

Para dimensionamento do núcleo do indutor de filtro adotam-se como especificação de projeto os dados na Tabela 11.

Tabela 5.11. Especificação do Projeto do Indutor de Filtro

Especificação	Valor
Fator de utilização da janela	$K_u = 0,7$
Densidade de corrente	$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$
Densidade de fluxo máxima	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permissividade do ar	$\mu_o = 4\pi.10^{-7}$

Fonte: O próprio autor

O produto das áreas é calculado pela Equação 3.18.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I L o_{pk} \cdot I L o_{ef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (3.18)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{60.10^{-6} \cdot 66.60}{0,3.350.0,7} \cdot 10^4 = 32,5 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se o mesmo núcleo utilizado no transformador de alta frequência, o NEE - 76/50/25 da Thornton. Os dados do núcleo são rerepresentados a seguir.

$$A_e = 6,45 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 7,65 \text{ cm}^2$$

Produto das áreas:



$$Ae \cdot Aw = 49,34 \text{ cm}^4$$

#### 5.4.5.4. Cálculo dos enrolamentos

Calcula-se a quantidade de espiras necessárias pela Equação 3.19.

$$N_{Lo} = \frac{L \cdot I L o_{pk}}{B_{max} \cdot Ae} \quad (3.19)$$

$$N_{Lo} = \frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 66}{0,36,45} = 20,58 \text{ espiras}$$

Assume-se 21 espiras.

Como se viu, a presença do entreferro é essencial, sobretudo para evitar a saturação do núcleo do indutor. O entreferro é calculado a seguir, através da Equação 3.22.

$$l_g = \frac{N_{Lo}^2 \cdot Ae \cdot \mu_o}{L} \cdot 10^{-2} \quad (3.22)$$

$$l_g = \frac{21^2 \cdot 6,45 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{60 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,59 \text{ cm}$$

Dividindo pelos dois lados do núcleo NEE, através da Equação 5.19.

$$\delta = \frac{l_g}{2} \quad (5.19)$$

$$\delta = \frac{0,59}{2} = 0,296 \text{ cm}$$

Devido a presença do entreferro no indutor, surge um fluxo de espraiamento na região do entreferro, sendo necessário realizar a correção do número de espiras para compensar esse efeito. O fator de correção F é dado pela Equação 3.20.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{Ae}} \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right) \quad (3.20)$$

Onde  $G_L$  é altura da janela do núcleo.

$$G_L = 7,72 \text{ cm}$$

Desse modo,

$$F = 1 + \frac{0,59}{\sqrt{6,45}} \ln \left( \frac{2 \cdot 7,72}{0,59} \right) = 1,761$$

O novo número de espiras é dado pela Equação 3.21.

$$N_{Lo,novo} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{0,4\pi \cdot Ae \cdot F \cdot 10^{-8}}} \quad (3.21)$$

$$N_{Lo,novo} = \sqrt{\frac{0,59.60 \cdot 10^{-6}}{0,4\pi \cdot 6,45 \cdot 1,761 \cdot 10^{-8}}} = 15,83 \text{ espiras}$$

Adota-se,

$$N_{Lo,novo} = 16 \text{ espiras}$$

O diâmetro máximo do condutor a ser escolhido é limitado pelo valor encontrado na Equação 3.23.

Escolhe-se para montagem do indutor o Fio 22AWG, com parâmetros apresentados na Tabela 12.

Tabela 5.12. Parâmetros do Fio 22AWG

Especificação	Valor
Seção do fio sem isolamento	$ACu_{\text{sisol}} = 0,003255 \text{ cm}^2$
Seção do fio com isolamento	$ACu_{\text{cisol}} = 0,004013 \text{ cm}^2$
Diâmetro do fio sem isolamento	$d_{\text{sisol}} = \text{cm}$

Fonte: Catálogo de fios AWG

A seção do condutor necessária é dada pela Equação 3.22.

$$S_{cond} = \frac{ILO_{ef}}{J_{max}} \quad (3.22)$$

$$S_{cond} = \frac{60}{350} = 0,1714 \text{ cm}^2$$

A partir disso calcula-se a quantidade de fios em paralelo pela Equação 3.24.

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{fio}} \quad (3.24)$$

$$n_{cond} = \frac{0,1714}{0,003255} = 52,66$$

Adota-se 53 fios em paralelo.

Verifica-se a possibilidade de execução através do cálculo do fator de utilização da janela, utilizando-se valores dimensionados através da Equação 5.20.

$$Ku = \frac{n_{cond} \cdot N_{Lo,novo} \cdot ACu_{cisol}}{Aw} \quad (5.20)$$

$$Ku = \frac{53.16.0,004013}{7,65} = 0,445$$

Como o fator de ocupação calculado é menor do que o admitido nos parâmetros de projeto, o projeto físico do indutor é possível de ser realizado.

#### 5.4.6. Dimensionamento dos snubbers RC

Os snubbers garantem a atenuação dos picos de tensão decorrentes da abertura das chaves. Escolhe-se uma das topologias mais utilizadas o snubber RC, o procedimento de cálculo do snubbers por chave é apresentado por Barbi (2014), se utiliza do mesmo processo a seguir.

O cálculo do capacitor do snubbers é dado pela Equação 5.21.

$$Cs = \frac{Io(t_{rv} + t_{fi})}{Vin} \quad (5.21)$$

Contudo, pela Equação 5.22.

$$Cs = \frac{Io \cdot t_f}{Vin} \quad (5.22)$$

$$Cs = \frac{60.30.10^{-9}}{233,35} = 7,71 \text{ nF}$$

O resistor de descarga do capacitor do snubber é calculado pela Equação 5.23.

$$Rs \leq \frac{t_{on}}{3 \cdot Cs} \quad (5.23)$$

$$Rs \leq \frac{13,33.10^{-6}}{3.7,71.10^{-9}} = 576,43 \Omega$$

Ao passo que a potência dissipada no resistor é dada pela Equação 5.24.

$$Ps = \frac{1}{2} \cdot C \cdot Vin^2 \cdot fs \quad (5.24)$$

$$Ps = \frac{1}{2} \cdot 7,71.10^{-9} \cdot 233,35^2 \cdot 30000 = 6,29 \text{ W}$$

Utiliza-se, portanto  $C_s = 10nF$  e  $R_s = 500 \Omega$ , este ultimo formado pelo paralelo de dois resistores de  $1k\Omega/5W$  em paralelo.

#### 5.4.7. Cálculo Teórico das Perdas

Realizar o calcula das perdas é essencial para o projeto do dissipador de calor e para vermos o quão eficiente o projeto do circuito está. Apesar de que na prática as perdas serem maiores, muitas vezes, apresentamos aqui uma estimativa do quanto se perde de energia.

##### 5.4.7.1. Perdas nos Diodos de Alta Frequência

As maiores perdas nos diodos, como apontado no capítulo II deste trabalho, são as perdas por condução e as perdas no bloqueio, as perdas por comutação podem ser desconsideradas por estar-se operando em uma frequência menor que 40 kHz. Calculam-se essas perdas através das Equações 3.48 e 3.52.

Perdas por condução.

$$PDr1_{cond} = \frac{VF - VFO}{IFN} \cdot IDr1_{ef}^2 + VFO \cdot IDr1_{med} \quad (3.48)$$

$$PDr1_{cond} = \frac{1,3 - 0,7}{60} \cdot 37,95^2 + 0,7 \cdot 30 = 35,4 W$$

Perdas no bloqueio.

$$PDr1_{bloq} = \frac{1}{2} Qrr \cdot Vin \cdot fs \quad (3.52)$$

$$PDr1_{bloq} = \frac{1}{2} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 233,35 \cdot 30 \cdot 10^3 = 1,75 W$$

Somando-se os valores em 3.48 e 3.52 têm-se as perdas por diodo da ponte retificadora.

##### 5.4.7.2. Perdas nas Chaves de Potência

Nas chaves semicondutoras duas perdas são relevantes: as perdas por condução e por comutação. Os cálculos dessas perdas são feitos por Barbi (2014) e apresentados aqui.

As perdas por condução são dadas por efeito joule resultantes da resistência interna da chave. A perda dissipada por chave é calculada pela Equação 5.25.

$$PS1_{cond} = \frac{t_{on}}{T} Rds \cdot IS1_{ef}^2 \quad (5.25)$$

$$PS1_{cond} = 0,4 \cdot 0,033 \cdot 61,45^2 = 49,84 \text{ W}$$

Já as perdas por comutação, calculada pela Equação 5.26, são menos onerosas que as de condução, contudo também devem ser consideradas.

$$PS1_{com} = \frac{1}{2} \cdot n \cdot I_{o_{max}} \cdot VC1_{max} \cdot (t_f + t_r) \cdot fs \quad (5.26)$$

$$PS1_{com} = \frac{1}{2} \cdot 1,63 \cdot 60 \cdot 233,35 \cdot (30 + 28) \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 = 19,85 \text{ W}$$

Somados os dois valores em 5.25 e 5.26 tem-se a perda aproximada por chave semicondutora.

#### 5.4.7.3. Perdas no Transformador de Alta Frequência

As perdas no transformador são basicamente por condução do cobre, haja visto que os enrolamentos possuem uma resistência equivalente e as perdas no núcleo do transformador.

Calculam-se as perdas nos enrolamentos primário e secundário do transformador pela Equação 3.37.

$$P_{Ctrafo} = 2 \cdot I_{pri_{ef}}^2 \cdot \frac{Np \cdot lc \cdot \rho}{S_{prim}} \quad (3.37)$$

$$P_{Ctrafo} = 2 \cdot 89,44^2 \cdot \frac{6 \cdot 16,75 \cdot 1,72 \cdot 10^{-6}}{0,226} = 12,24 \text{ W}$$

As perdas no núcleo são calculadas com base no fator de perdas por peso para a frequência e densidade de fluxo adotada. Dada pela Equação 5.27.

$$\frac{P}{p} = 0,03 \frac{W}{g} \quad (5.27)$$

O núcleo adotado pesa por volta de 193g, como foram adotados dois núcleos em paralelo, o peso total fica por volta de 386g. Dessa forma,

$$Pn_{trafo} = 386 \cdot 0,03 = 11,58 \text{ W}$$

#### 5.4.7.4. Perdas no Indutor de Filtro

As perdas no indutor de filtro são similares as perdas no transformador, exceto pelo fato que este só possui um enrolamento.

As perdas por condução são calculadas pela Equação 3.36.

$$P_{C_{ind}} = I L o_{ef}^2 \cdot \frac{N L o \cdot l c \cdot \rho}{S_{cond}} \quad (3.36)$$

Para o indutor o tamanho da espira é:

$$l c = 11 \text{ cm}$$

$$P_{C_{ind}} = 60^2 \cdot \frac{16 \cdot 11 \cdot 1,72 \cdot 10^{-6}}{0,1714} = 6,35 \text{ W}$$

As perdas no núcleo são calculadas com o mesmo fator que em 5.27. O peso do núcleo utilizado é de 193g.

$$P n_{ind} = 193 \cdot 0,03 = 5,79 \text{ W}$$

#### 5.4.7.5. *Calculo Teórico das Perdas*

As perdas esperadas no estágio de potencia do conversor Half-Bridge são dadas pela soma das perdas calculadas anteriormente, calculadas pela Equação 5.28.

$$P_{totais} = 4 \cdot (P D r 1_{cond} + P D r 1_{bloq}) + 2 \cdot (P S 1_{cond} + P S 1_{bloq}) + P C_{trafo} + P n_{trafo} + P C_{ind} + P n_{ind} + 2 \cdot P s \quad (5.28)$$

$$P_{totais} = 4 \cdot (35,4 + 1,75) + 2 \cdot (49,84 + 19,85) + 12,24 + 11,58 + 6,35 + 5,79 + 2 \cdot 6,29$$

$$P_{totais} = 336,52 \text{ W}$$

#### 5.4.8. *Projeto das Malhas de Controle*

O projeto das malhas de controle consiste basicamente do projeto adequado dos controladores de tensão e corrente. Estes são responsáveis por estabilizar o conversor, um sistema naturalmente instável. Segundo afirma ainda Pomilio (1995): “A implementação de uma (ou mais) malhas de controle tem por objetivo garantir a precisão no ajuste da variável de saída, bem como a rápida correção de eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou mudanças na carga”.

O fechamento da malha em circuitos eletrônicos de potência normalmente segue o princípio da realimentação negativa, onde o sinal de controle diminui proporcionalmente com um aumento da variável de saída, o contrário seria destrutivo ao sistema.

Os controladores responsáveis pelo fechamento da malha garantem os critérios da estabilidade, ou seja, garantem que o ângulo de fase será maior que  $-180^\circ$  na frequência de corte (frequência em que o ganho é 0 dB).

#### 5.4.8.1. Projeto da Malha de Tensão

A malha de tensão garante, através da variação da razão cíclica, que a tensão de saída na ultrapasse a tensão de saída nominal. A planta a ser controlada  $Gv(s) = v_o(s)/d(s)$  obtida na Seção 4, é apresentada a seguir.

$$Gv(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = VC1_{max} \cdot n \cdot \frac{1 + s \cdot Co \cdot RSE}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{RSE}{Ro}\right) s^2 + \left(\frac{Lo}{Ro} + Co \cdot RSE\right) s + 1} \quad (4.12)$$

Contudo, o capacitor de filtro presente no modelo ideal não é utilizado. Pode-se então realizar simplificações na equação anterior. Tomando  $Co = 0$ . Tem se a Equação 5.29, utilizada no projeto da malha de tensão.

$$Gv(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = VC1_{max} \cdot n \cdot \frac{1}{\left(\frac{Lo}{Ro}\right) s + 1} \quad (5.29)$$

$$Gv(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = 233,35 \cdot 1,66 \cdot \frac{1}{\left(\frac{60 \cdot 10^{-6}}{2}\right) s + 1}$$

O sistema de segunda ordem é visto agora com de primeira ordem. A frequência do polo da função de transferência é calculada na Equação 5.30.

$$fp = \frac{Ro}{2\pi \cdot Lo} \quad (5.30)$$

A resistência da carga equivalente é calculada pela Equação 5.31.

$$Ro = \frac{Vo_{max}}{Io} \quad (5.31)$$

$$Ro = \frac{120}{60} = 2 \Omega$$

Substituindo a Equação 5.31 em 5.30.

$$fp = \frac{2}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^{-6}} = 5,28 \text{ kHz}$$

Antes de traçar o diagrama de Bode precisamos considerar na função de transferência de laço aberto o sistema de medição da tensão de saída e o comparador PWM.

A função de transferência do comparador PWM, conforme afirma Pomilio (1995) é dada pela Equação 5.32.

$$Fm(s) = \frac{1}{VD} \quad (5.32)$$

Onde  $VD$  é a amplitude da onda dente de serra. Utiliza-se o CI SG3535 para gerar a modulação PWM, a partir do catálogo do fabricante tem-se:

$$VD = 2,4 V$$

Utiliza-se como tensão de referência para os compensadores:

$$V_{ref} = 2,5 V$$

Como elemento de medição utiliza-se um divisor resistivo em paralelo com a carga, com intuito de reduzir o nível da tensão de saída a um nível menor que a tensão de referência adotada. A função de transferência do elemento de medição é dada pela Equação 5.33.

$$Hv(s) = \frac{V_{ref}}{Vo_{max}} \quad (5.33)$$

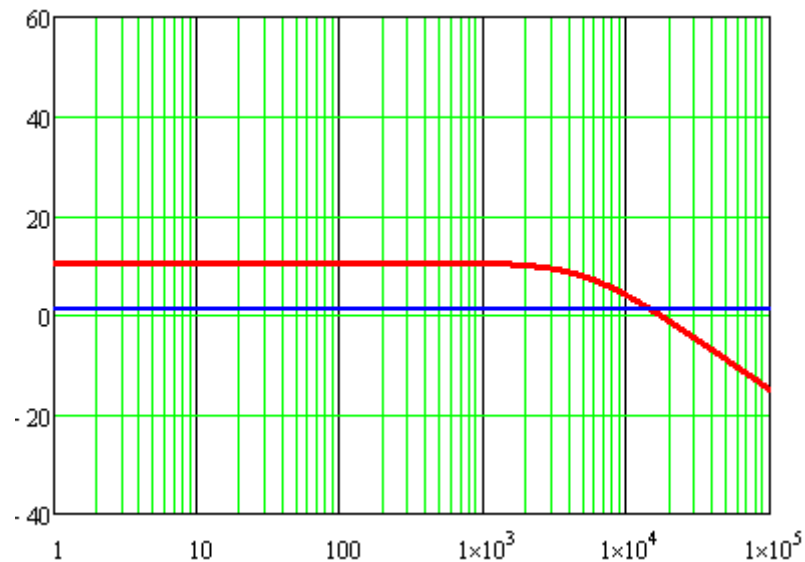
$$Hv(s) = \frac{2,5}{120} = 0,021$$

Dessa forma, a função de transferência de laço aberto sem compensador e apresentada nas Figuras 5.2 e 5.3, através da Equação 5.34.

$$(5.34)$$

$$FTLAsc(s) = Gv(s).Fm(s).Hv(s)$$

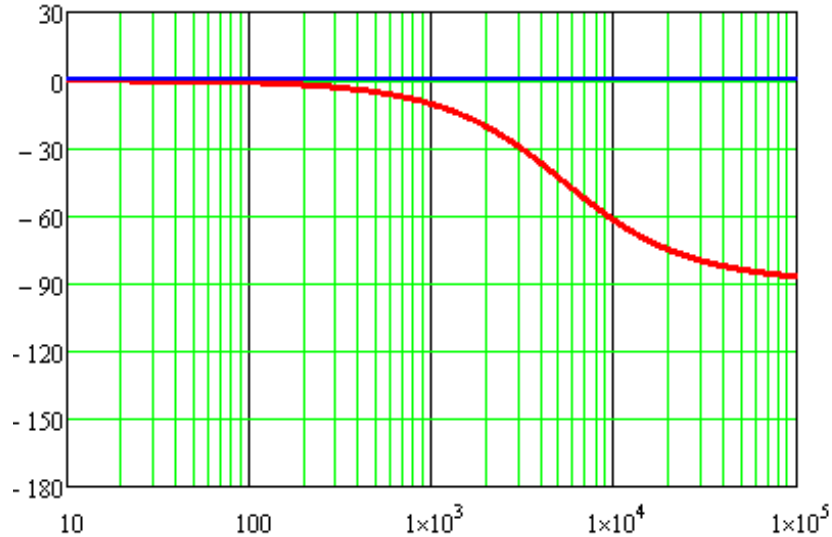
Figura 5.2. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência  $Gv(s)$  de laço aberto sem compensador



Fonte: O próprio autor.



Figura 5.3. Diagrama de Bode da fase da função de transferência  $G_v(s)$  de laço aberto sem compensador



Fonte: O próprio autor.

Admite-se uma frequência de cruzamento três vezes menor que a frequência de chaveamento. Conforme Equação 5.35.

$$f_{cv} = \frac{f_s}{3} \quad (5.35)$$

$$f_{cv} = \frac{30000}{3} = 10 \text{ kHz}$$

O método a seguir para projeto do compensador, mostrado em passos por Pomilio (1995) utiliza o fator  $k$  para alocação dos zeros e polos do compensador de forma satisfatória.

A partir da análise das Figuras 20 e 21, vemos que há uma atenuação  $+3,8 \text{ dB}$  e uma fase de  $-62,18^\circ$  na frequência de cruzamento adotada. O controlador projetado tem que proporcionar então o ganho de  $-3,8 \text{ dB}$ , garantindo  $0 \text{ dB}$  na frequência de cruzamento. Assim:

$$AV = -3,8$$

$$P = -62,18^\circ$$

Define-se como margem de fase,  $MF = 60^\circ$ , essa margem é suficiente para garantir que não existira *overshoots* ou oscilações.

O próximo passo é encontrar o avanço de fase, calcula-se através da Equação 5.36.

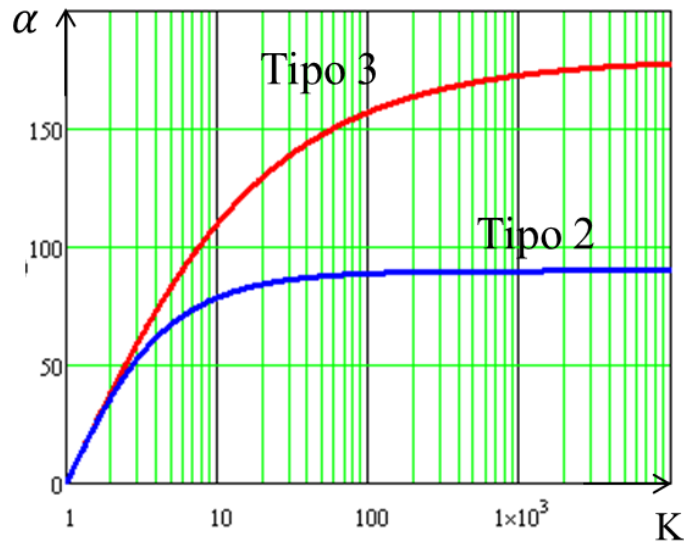
$$\alpha = MF - P - 90^\circ \quad (5.36)$$

Onde  $P$  é o deslocamento provocado pela planta.

$$\alpha = 60 + 62,18 - 90 = 32,18^\circ$$

Como o avanço de fase calculado é menor que  $90^\circ$ , podemos utilizar o compensador do tipo II. O gráfico que seleciona o valor do fator k, em termos do avanço de fase calculado é apresentado na Figura 5.4.

Figura 5.4. Curvas do fator K em função do avanço de fase



Fonte: O próprio autor.

Observa-se que o compensador do tipo III só é utilizado para avanços de fase maiores que  $90^\circ$ , como já foi falado.

Para  $\alpha = 32,18^\circ$  temos  $K = 1,81$

A frequência do polo e do zero do compensador é determinada com base no fator k encontrado, através das Equações 5.37 e 5.38.

$$f_{zc} = \frac{f_{cv}}{K} \quad (5.37)$$

$$f_{zc} = \frac{10000}{1,81} = 5,53 \text{ kHz}$$

$$f_{pc} = f_{cv} \cdot K \quad (5.38)$$

$$f_{pc} = 10000 \cdot 1,81 = 18,1 \text{ kHz}$$

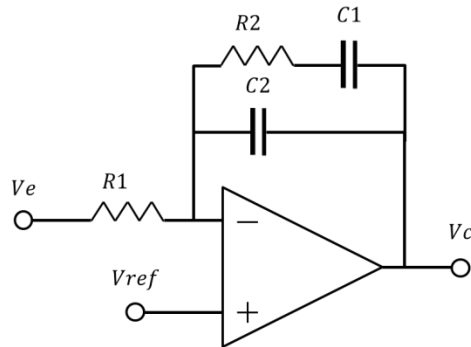
O ganho do compensador em termos absolutos é dado pela Equação 5.39.

$$G = 10^{-\frac{|AV|}{20}} \quad (5.39)$$

$$G = 10^{-\frac{|-3,8|}{20}} = 0,635$$

Dessa forma, podemos calcular os componentes do compensador tipo II proposto, e apresentado na Figura 5.5.

Figura 5.5. Circuito do controlador PI proposto



Fonte: O próprio autor.

A função de transferência do controlador proposto é dada pela Equação 5.40.

$$Cv(s) = \frac{1 + s \cdot C1 \cdot R2}{R1 \cdot s(C1 + C2 + s \cdot C1 \cdot C2)} \quad (5.40)$$

Calculando o valor dos componentes.

Assume-se,

$$R1 = 10000 \Omega$$

O calculo do capacitor de C2 é feito pela Equação 5.41.

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot G \cdot K \cdot R1} \quad (5.41)$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 0,635 \cdot 1,81 \cdot 10^4} = 1,38 \text{ nF}$$

O calculo do capacitor C1 é feito pela Equação 5.42.

$$C1 = C2 \cdot (K^2 - 1) \quad (5.42)$$

$$C1 = 1,38 \cdot 10^{-9} \cdot (1,81^2 - 1) = 3,15 \text{ nF}$$

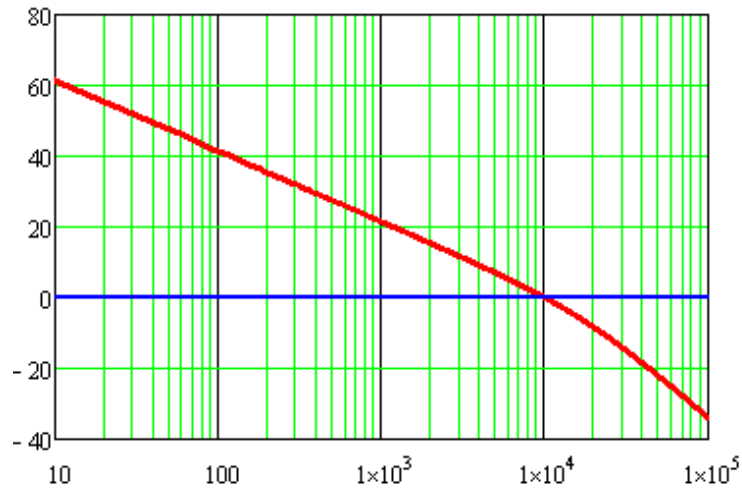
O calculo do resistor R2 é feito pela Equação 5.43

$$R2 = \frac{K}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot C1} \quad (5.43)$$

$$R2 = \frac{1,81}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 3,15 \cdot 10^{-9}} = 9,14 \text{ k}\Omega$$

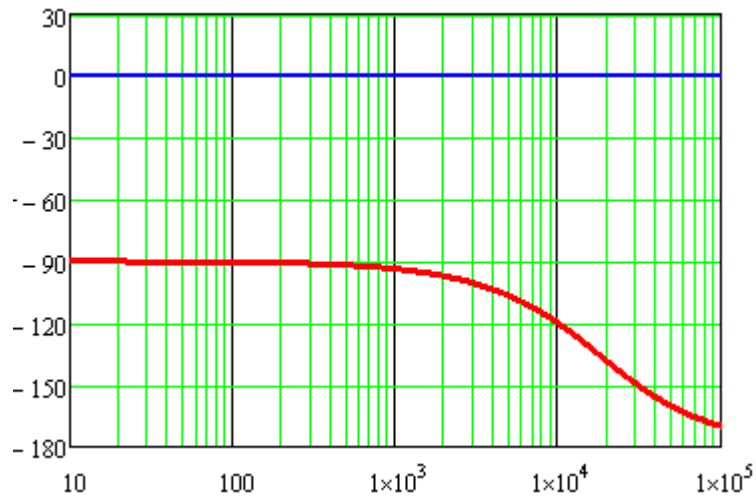
O diagrama de bode da função de transferência de laço aberto com o compensador é apresentado nas Figuras 5.6 e 5.7.

Figura 5.6. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência  $G_v(s)$  de laço aberto com compensador



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.7. Diagrama de Bode da fase da função de transferência  $G_v(s)$  de laço aberto com compensador



Fonte: O próprio autor.

#### 5.4.8.2. Projeto da Malha de Corrente

O projeto da malha de corrente é de importância fundamental para o conversor proposto, uma vez que este irá operar como fonte de corrente, a maior parte do tempo que a malha de corrente que irá atuar na proteção na proteção do circuito.

A função de transferência da planta a ser controlada é apresentada na Equação 4.13.

$$Gi(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{VC1_{max} \cdot n}{Ro} \cdot \frac{1 + s \cdot Co \cdot (RSE + Ro)}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{RSE}{Ro}\right) s^2 + \left(\frac{Lo}{Ro} + Co \cdot RSE\right) s + 1} \quad (4.13)$$

Desconsiderando o capacitor de filtro, a nova planta é dada pela Equação 5.44.

$$Gi(s) = \frac{VC1_{max} \cdot n}{Ro} \cdot \frac{1}{\left(\frac{Lo}{Ro}\right) s + 1} \quad (5.44)$$

$$i(s) = \frac{233,3.1,66}{2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{60 \cdot 10^{-6}}{2}\right) s + 1}$$

Temos nesse caso a mesma planta analisada na malha de tensão, mas com um ganho diferente.

O comparador PWM utilizado é o mesmo da malha de tensão, dado pela Equação 5.32.

$$Fm(s) = \frac{1}{VD} \quad (5.32)$$

Utiliza-se com tensão de referência a mesma já utilizada na malha de tensão:

$$V_{ref} = 2,5 V$$

Como elemento de medição utiliza-se um sensor resistivo com amplificador de diferenças. Utiliza-se um resistor shunt de  $0,005 \Omega$ , a fim de reduzir a queda de tensão e as perdas. O ganho do amplificador diferencial necessário é dado pela Equação 5.45.

$$Kdif = \frac{Vref}{Rsh \cdot Io} \quad (5.45)$$

$$Kdif = \frac{2,5}{0,005 \cdot 60} = 8,333$$

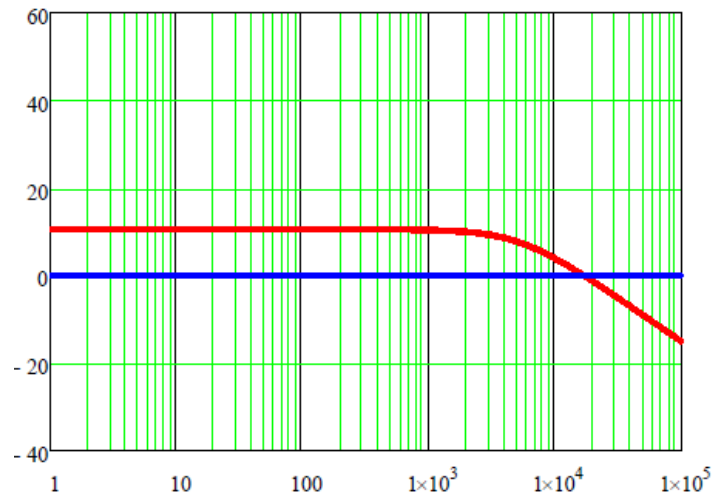
Dessa forma, a função de transferência do elemento de medição é dada pela Equação 5.46.

$$Hi(v) = Rsh \cdot Kdif \quad (5.46)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensadores é dada pela equação 5.47 e representada graficamente nas Figuras 5.8 e 5.9.

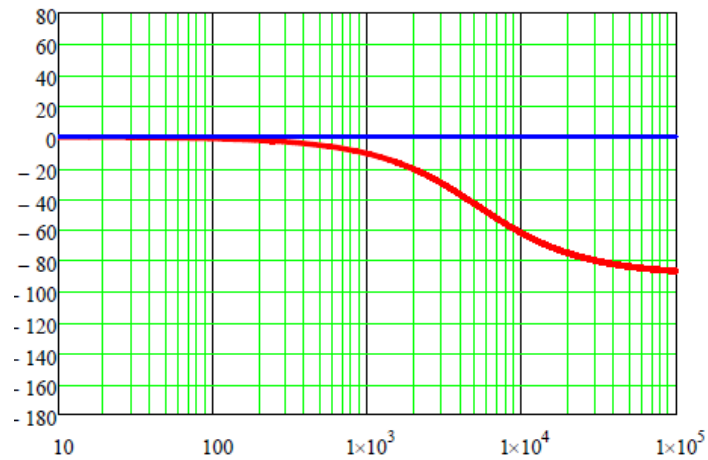
$$FTLAsc(s) = Gi(s) \cdot Fm(s) \cdot Hi(s) \quad (5.47)$$

Figura 5.8. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência  $G_i(s)$  de laço aberto sem compensador



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.9. Diagrama de Bode do ganho da função de transferência  $G_i(s)$  de laço aberto sem compensador



Fonte: O próprio autor.

A malha de corrente deve ser mais rápida que a malha de tensão, dessa forma escolhe-se uma frequência de cruzamento maior para essa última. Calculada pela Equação 5.48.

$$f_{ci} = \frac{2 \cdot f_s}{4} \tag{5.48}$$

$$f_{ci} = 15 \text{ kHz}$$

Observando as Figuras 5.8 e 5.9, encontramos o valor do deslocamento pelo sistema e o ganho necessário do compensador.

$$AV = 0,985$$

$$P = -70,62^\circ$$

Adota-se como margem de fase,  $MF = 60^\circ$

Assim o avanço de fase necessário é calculado pela Equação 5.36.

$$\alpha = MF - P - 90^\circ \quad (5.36)$$

$$\alpha = 60 + 70,62 - 90 = 40,62^\circ$$

Mais uma vez o avanço de fase é menor que  $90^\circ$ , usa-se, portanto, um compensador do tipo II. O fator K é determinado pela Figura 5.4, para  $\alpha = 40,62^\circ$ .

$$K = 2,17$$

A frequência do polo e do zero do compensador são determinados com base no fator k encontrado, através das Equações 5.37 e 5.38.

$$f_{zc} = \frac{f_{cv}}{K} \quad (5.37)$$

$$f_{zc} = \frac{15000}{2,17} = 6,91 \text{ kHz}$$

$$f_{pc} = f_{cv} \cdot K \quad (5.38)$$

$$f_{pc} = 15000 \cdot 2,17 = 32,55 \text{ kHz}$$

O ganho do compensador em termos absolutos é dado pela Equação 5.39.

$$G = 10^{-\frac{|AV|}{20}} \quad (5.39)$$

$$G = 10^{-\frac{|0,985|}{20}} = 0,893$$

Dessa forma, podemos calcular os componentes do compensador tipo II proposto, e apresentado na figura 5.5.

A função de transferência do controlador proposto é dada pela Equação 5.40.

$$Cv(s) = \frac{1 + s \cdot C1 \cdot R2}{R1 \cdot s(C1 + C2 + s \cdot C1 \cdot C2)} \quad (5.40)$$

Calculando o valor dos componentes.

Assume-se,

$$R1 = 10000 \Omega$$

O cálculo do capacitor de C2 é feito através da Equação 5.36.

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot G \cdot K \cdot R1} \quad (5.41)$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^4 \cdot 0,893 \cdot 2,17 \cdot 10^4} = 0,55 \text{ nF}$$

O cálculo do capacitor C1 é feito através da Equação 5.37.

$$C1 = C2 \cdot (K^2 - 1) \quad (5.42)$$

$$C1 = 0,55 \cdot 10^{-9} \cdot (2,17^2 - 1) = 2,031 \text{ nF}$$

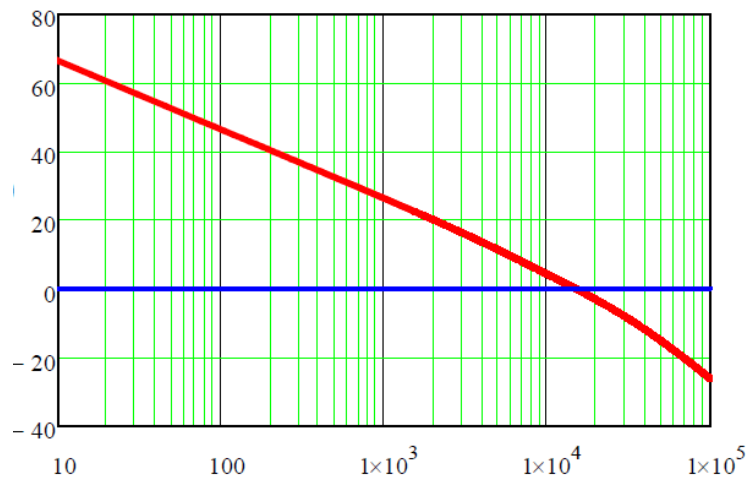
O cálculo do resistor R2 é feito através da Equação 5.38.

$$R2 = \frac{K}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot C1} \quad (5.43)$$

$$R2 = \frac{2,17}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^4 \cdot 2,031 \cdot 10^{-9}} = 11,33 \text{ k}\Omega$$

O diagrama de bode da função de transferência de laço aberto com o compensador é apresentado nas Figuras 5.10 e 5.11.

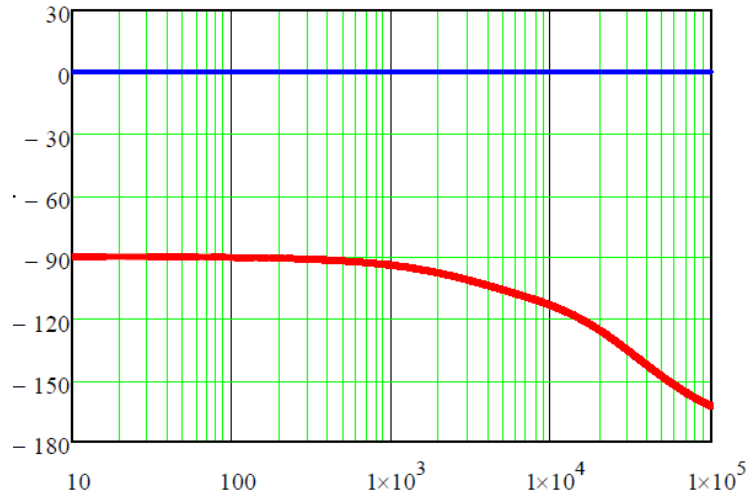
Figura 5.10. Diagrama de Bode Diagrama de Bode do ganho da função de transferência  $G_i(s)$  de laço aberto com compensador



Fonte: O próprio autor.



Figura 5.11. Diagrama de Bode Diagrama de Bode da fase da função de transferência  $G_i(s)$  de laço aberto com compensador.



Fonte: O próprio autor.

#### 5.4.9. Projeto dos dissipadores de calor

Optou-se por utilizar dissipadores individuais para cada diodo retificador de alta frequência e um dissipador para as duas chaves semicondutoras. A Tabela 13 resume os valores das resistências térmicas dos interruptores de potências e dos diodos de alta frequência.

Tabela 5.13. Valores das resistências térmicas dos interruptores e diodos de alta frequência.

Resistência Térmica	Valor
$R_{\theta_{JC\_S1}}$	0,18 °C/W
$R_{\theta_{CD\_S1}}$	0,15 °C/W
$R_{\theta_{JC\_Dr1}}$	0,4 °C/W
$R_{\theta_{CD\_Dr1}}$	0,2 °C/W

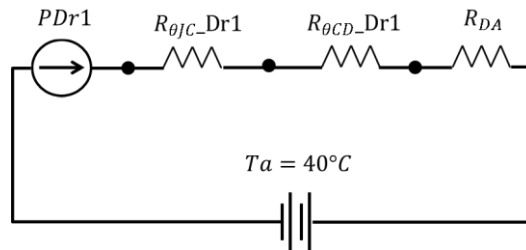
Fonte: O próprio autor.

Projeta-se o dissipador para garantir uma temperatura máxima entre a capsula e a junção de 80°C em uma temperatura ambiente de 40 °C.

##### 5.4.9.1. Dimensionamento do dissipador para diodos de alta frequência

A figura 5.12 apresenta o circuito térmico equivalente por diodo, considerando o uso individual do dissipador.

Figura 5.12. Circuito térmico equivalente por diodo.



Fonte: O próprio autor.

Aplicando a lei de Kirchorff das malhas para o circuito da figura 30, encontra-se o valor máximo da resistência térmica do dissipador necessário, através da Equação 5.49.

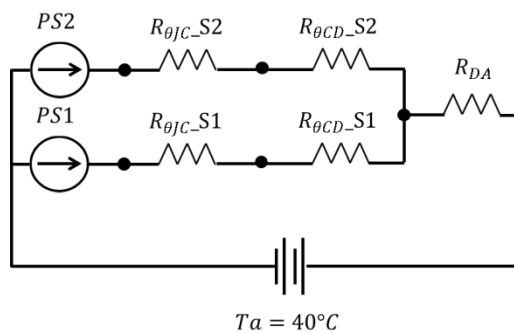
$$R_{DA} = \frac{T_j - T_a - P_{Dr1}(R_{\theta_{JC\_Dr1}} + R_{\theta_{CD\_Dr1}})}{P_{Dr1}} \quad (5.49)$$

$$R_{DA} = \frac{80 - 40 - 37,15(0,4 + 0,2)}{37,15} = 0,48 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

#### 5.4.9.2. Dimensionamento do dissipador dos interruptores de potência

A figura 5.13 apresenta o circuito térmico equivalente, considerando que os dois interruptores de potência irão dividir um dissipador de calor.

Figura 5.13. Circuito equivalente dos interruptores de potência



Fonte: O próprio autor.

Aplicando a Lei de Kirchorff das malhas obtém-se na Equação 5.50 a resistência térmica máxima do dissipador necessário.

$$R_{DA} = \frac{T_j - T_a - PS1/2 (R_{\theta_{JC\_S1}} + R_{\theta_{CD\_S1}})}{PS1/2} \quad (5.50)$$

$$R_{DA} = \frac{80 - 40 - 34,85(0,18 + 0,15)}{34,85} = 0,82 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

## 6. RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS

### 6.1. Introdução

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e os resultados práticos do conversor Half-Bridge dimensionado em capítulos anteriores. Objetiva-se mostrar como o conversor opera em potência nominal e em situação de curto-circuito. Este último é o mais importante, haja visto que, o corte a plasma inicia com um curto circuito na saída, pra assim gerar o arco elétrico.

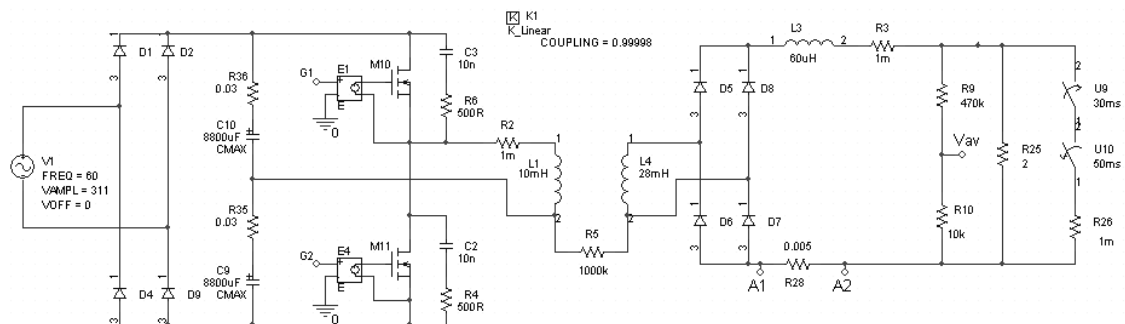
Os resultados de simulação foram obtidos utilizando o *software* PSPICE®. Procurou-se aproximar os componentes reais com modelos aproximados do *software*, de forma que os resultados simulados e reais se aproximassem o máximo possível.

Os resultados experimentais são apresentados através das formas de onda obtidas no protótipo montado em laboratório.

### 6.2. Resultados de Simulação

O circuito utilizado na simulação do conversor é apresentado na Figura 6.1.

Figura 6.1. Circuito usado para simulação no PSPICE®



Fonte: O próprio autor.

Do resistor shunt e do divisor resistivo saem conexões que vão aos controladores de corrente e tensão, respectivamente. Entram em G1 e G2 os comandos das chaves semicondutoras. O circuito de controle é apresentado no Anexo A.

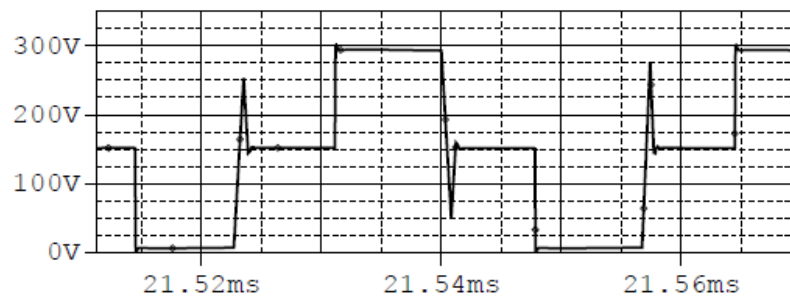
O curto circuito é aplicado durante o período de 30 a 50ms através das chaves U9 e U10.

#### 6.2.1. Resultados em Potência Nominal

A seguir são apresentadas as formas de onda durante o funcionamento a plena carga do conversor.

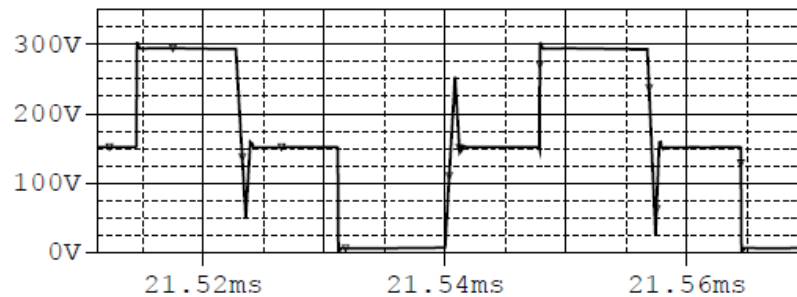
A Figura 6.2 e 6.3 apresentam a forma de onda das tensões nas chaves S1 e S2. Observa-se o momento em que a chave entra em condução, e a máxima tensão na chave, no momento do bloqueio.

Figura 6.2. Tensão em potência nominal na chave S1



Fonte: O próprio autor.

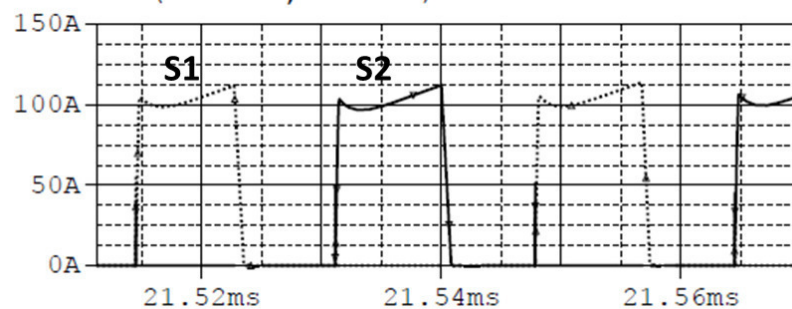
Figura 6.3. Tensão em potência nominal na chave S2



Fonte: O próprio autor.

A Figura 6.4 apresenta a corrente nas chaves semicondutoras.

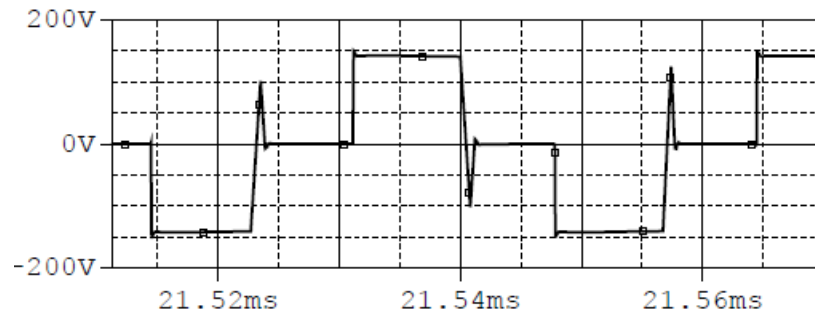
Figura 6.4. Corrente nas chaves S1 e S2.



Fonte: O próprio autor.

A tensão no primário do transformador, resultado da comutação complementar das chaves, é apresentada na Figura 6.5.

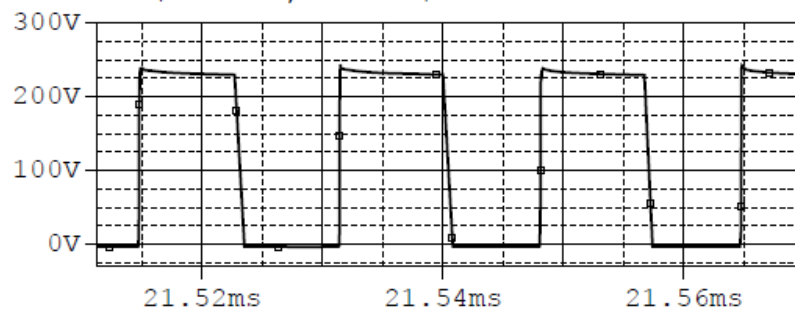
Figura 6.5. Tensão no primário do transformador.



Fonte: O próprio autor.

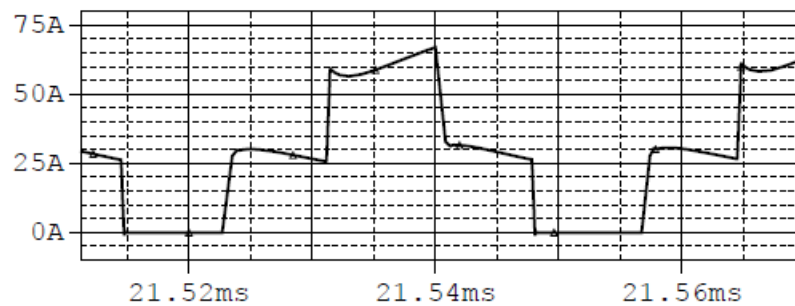
A tensão da figura 6.5 é transferida ao secundário do transformador e retificada. A tensão no retificador de saída é mostrada na figura 6.6. Mostra-se também nas Figuras 6.7 e 6.8 a corrente por diodo na ponte retificadora.

Figura 6.6. Tensão na saída do retificador de alta frequência



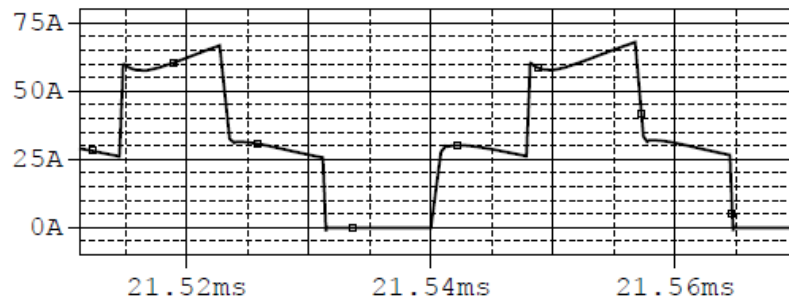
Fonte: O próprio autor.

Figura 6.7. Corrente no par de diodos D5 e D7 da simulação.



Fonte: O próprio autor.

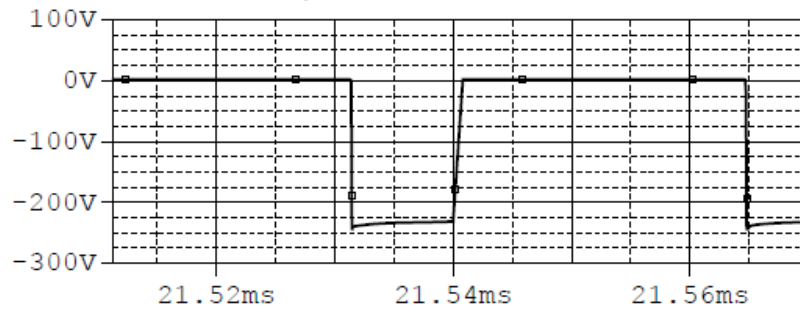
Figura 6.8. Corrente no par de diodos D6 e D8 da simulação.



Fonte: O próprio autor.

Na Figura 6.9 é apresentada a tensão por diodo do retificador de alta frequência.

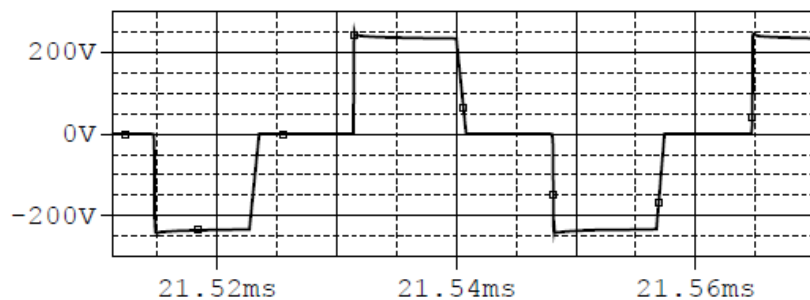
Figura 6.9. Tensão por diodo do retificador de alta frequência.



Fonte: O próprio autor.

Ao passo que Figura 6.10 apresenta a corrente no secundário do transformador.

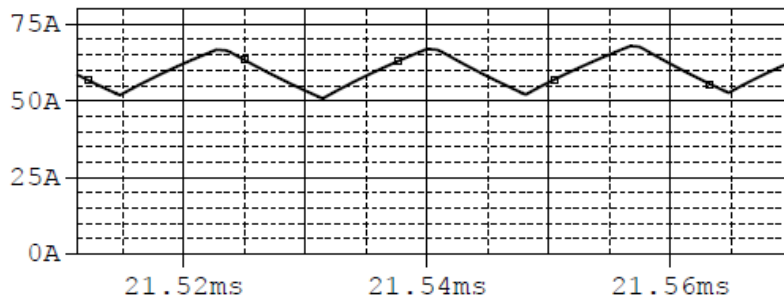
Figura 6.10. Corrente no secundário do transformador.



Fonte: O próprio autor.

A corrente na saída é apresentada na Figura 6.11. Vale observar que a ausência do capacitor de saída leva a corrente no indutor diretamente para carga.

Figura 6.11. Corrente na carga.

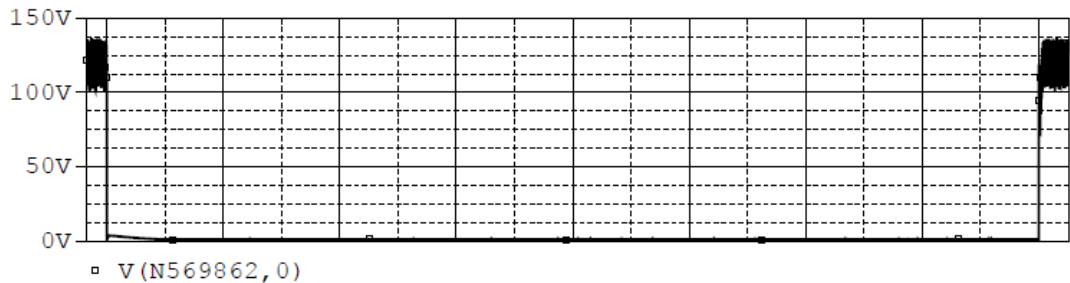


Fonte: O próprio autor.

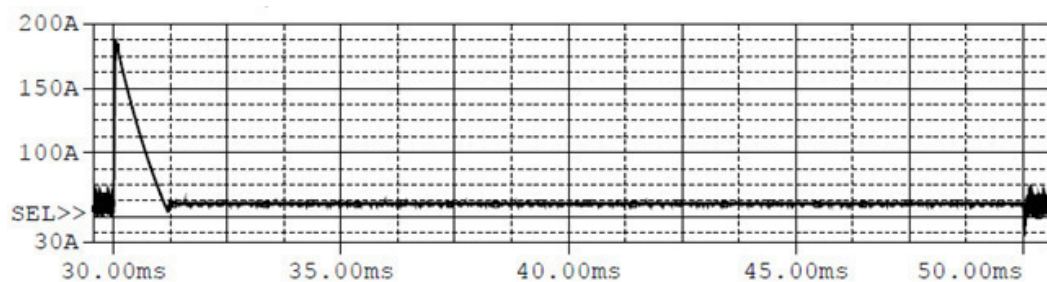
### 6.2.2. Resultado de Simulação em Curto Circuito

Para os testes em curto circuito utilizou-se os *switchs* normalmente aberto e normalmente fechado do Orcad®, criando um intervalo de 20ms em que o conversor opera com a saída em curto. Durante esse período a tensão cai e a corrente sobe rapidamente, nesse momento o controlador de tensão satura e o controlador de corrente passa a atuar, limitando a corrente de saída à corrente máxima especificada. Os resultados são obtidos na Figura 6.12.

Figura 6.12. Tensão (a) e corrente (b) na saída durante um curto-circuito



(a)



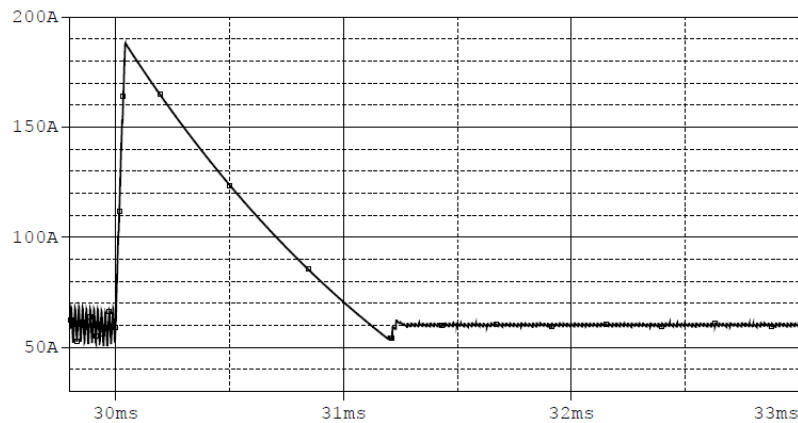
(b)

Fonte: O próprio autor.

Pela Figura 6.12 observa-se o momento do curto circuito, em que a corrente atinge um pico de aproximadamente 190 A e o momento em que o controlador de corrente atua. Após a suspensão do curto o conversor volta a operar na potência nominal. A figura 6.13 apresenta o detalhe da corrente no indutor no momento do curto circuito.



Figura 6.13. Detalhe da corrente no indutor de filtro no momento do curto circuito.

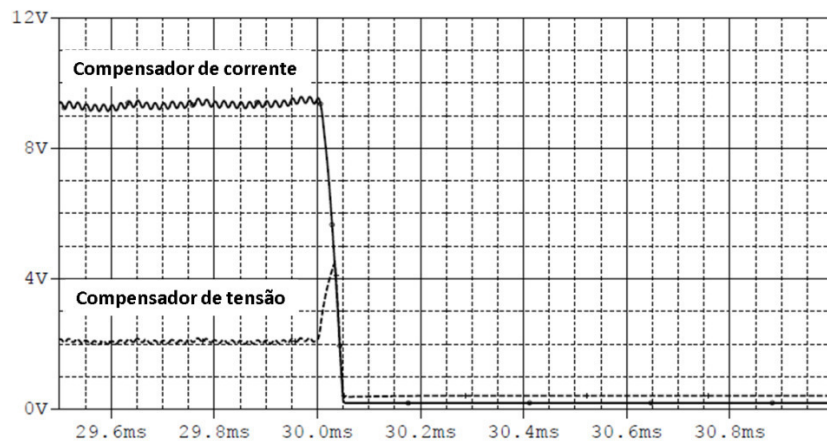


Fonte: O próprio autor.

Pode observar através da Figura 6.13 a atuação do compensador de corrente, que reduz a corrente de curto ao valor nominal, através da variação da razão cíclica.

A figura 6.14 apresenta-se em detalhe a tensão de saída do compensador de corrente e tensão. Como se pode observar, a malha de corrente atua de forma mais rápida que a malha de tensão, característica que foi imposta em projeto.

Figura 6.14. Tensão de saída do compensador de corrente e tensão.

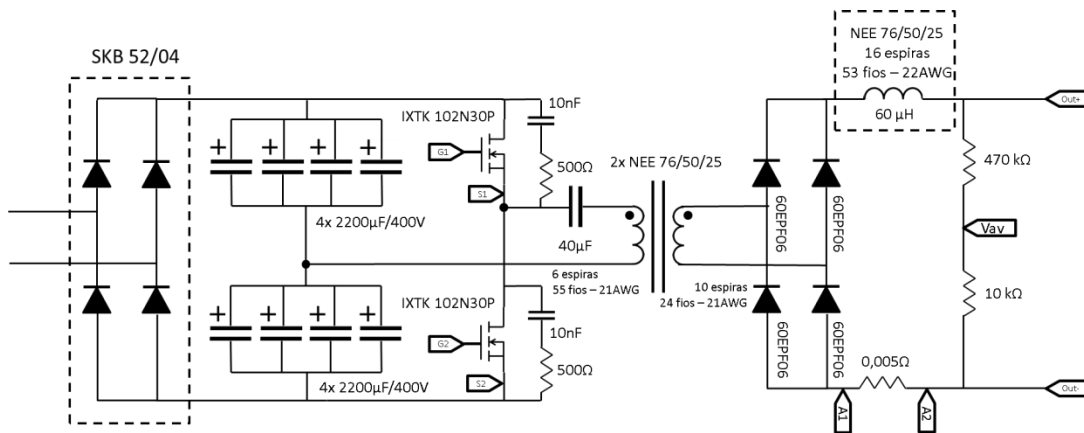


Fonte: O próprio autor.

### 6.3. Resultados Experimentais

A Figura 6.15 apresenta o circuito projetado, com base nos componentes dimensionados anteriormente.

Figura 6.15. Circuito prático da fonte para tocha a plasma. Estágio retificador mais conversor CC-CC Half-Bridge.



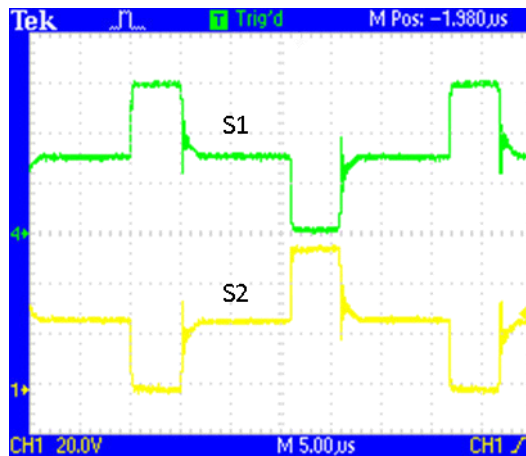
Fonte: O próprio autor.

Os demais circuitos necessários são apresentados no Anexo A. Lá consta o circuito da placa de controle, já com os drives integrados.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos em malha aberta, ou seja, não existe a atuação das malhas de controle. O intuito é ver como o conversor projetado e simulado se comporta experimentalmente. A atuação das malhas e o teste em situação de curto circuito são esperados como perspectivas futuras deste trabalho. Nos Anexos B e C são apresentadas as vistas do protótipo montado.

A Figura 6.16 apresenta a forma de onda da tensão nas chaves S1 e S2.

Figura 6.16. Tensão nas chaves semicondutoras. 20V/div, 5µs/div

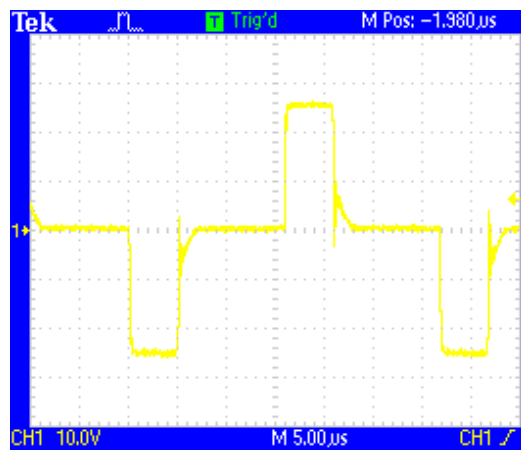


Fonte: O próprio autor.

Observa-se que não há picos de tensão consideráveis nas chaves. Isso se deve a ação dos snubbers projetados.

A tensão no primário do transformador resultado do acionamento complementar das chaves é apresentada na Figura 6.17.

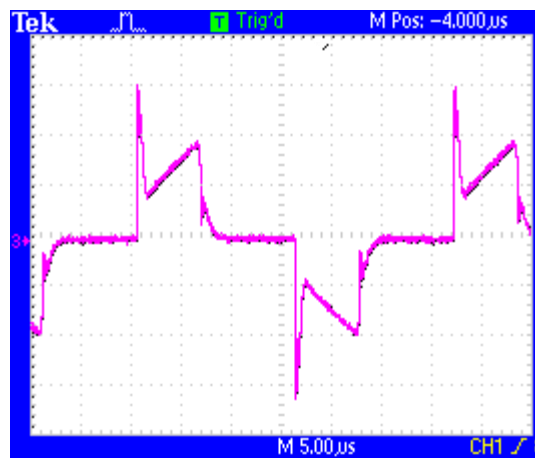
Figura 6.17. Tensão no primário do transformador. 10V/div, 5 $\mu$ s/div.



Fonte: O próprio autor.

Já na Figura 6.18 é apresentada a corrente no primário do transformador, onde se pode observar também a corrente em cada uma das chaves.

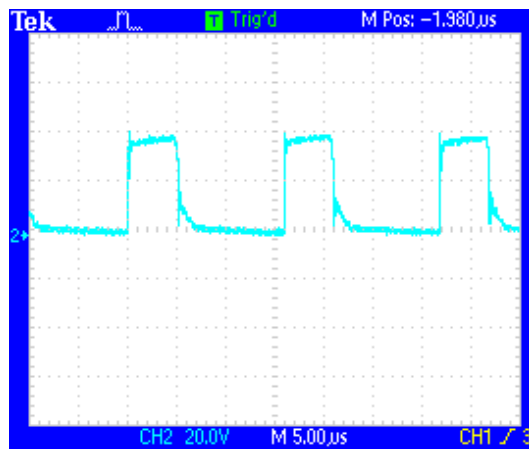
Figura 6.18. Corrente no primário do transformador.



Fonte: O próprio autor.

Na Figura 6.19 é apresentada a tensão na saída do retificador de alta frequência.

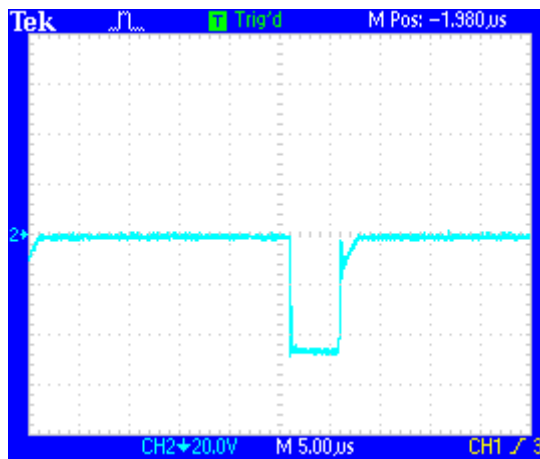
Figura 6.19. Tensão de saída do retificador de alta frequência, 20V/div, 5 $\mu$ s/div



Fonte: O próprio autor.

A tensão na saída do retificador é aplicada diretamente a carga, por não haver capacitor de filtro. A tensão em um dos diodos do retificador de alta frequência é apresentada na Figura 6.20.

Figura 6.20. Forma de onda da tensão nos diodos do retificador, 20V/div, 5 $\mu$ s/div

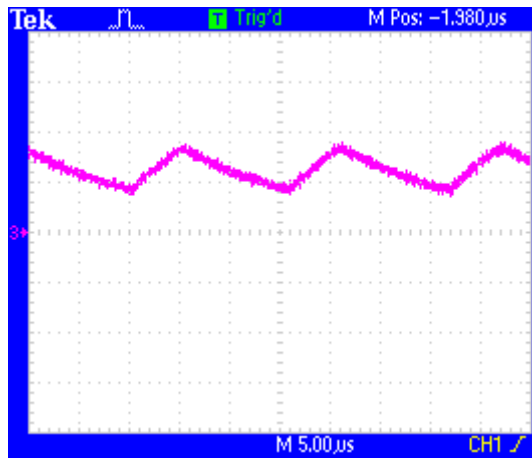


Fonte: O próprio autor.

Pela Figura 6.20 é possível observar o momento em que o diodo conduz e o momento do bloqueio, em que incide da máxima tensão reversa.

A corrente no indutor vai diretamente para a carga e pode ser vista na Figura 6.21.

Figura 6.21. Corrente no indutor de filtro,  
1A/div, 5 $\mu$ s/div



Fonte: O próprio autor.

#### 6.4. Discussão sobre os resultados

Pode-se ver que o projeto do conversor se mostrou adequado tanto pelos resultados via simulação como pelos resultados práticos. Por simulação o funcionamento do conversor se mostrou adequado durante a aplicação do curto circuito, com a malha de corrente respondendo da maneira esperada e regulando a corrente de curto circuito em torno de 60A. A malha de tensão apresentou regulação de tensão em torno de 120V o que está acima da tensão nominal preestabelecida, mas ainda dentro dos limites de funcionamento do conversor. Os esforços de tensão e corrente nas chaves também ficaram dentro dos limites aceitáveis e dimensionados para cada componente. Observa-se também picos aceitáveis de tensão nas chaves e na saída do retificador de alta frequência, o valor reduzido se dá pelo bom dimensionamento dos grampeadores de tensão nas chaves.

Os resultados práticos apesar de não serem apresentados em potência nominal e em malha aberta, demonstram uma boa regulação de tensão do conversor e formas de onda muito próximas das apresentadas pela teoria. Podendo se esperar, mais a frente, um desenvolvimento promissor do protótipo projetado.

## 7. CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou a metodologia de projeto de uma fonte para tocha de corte a plasma. Foi percorrido sobre todo o processo do corte, sendo apresentado o princípio de funcionamento, materiais e comparativo com outros métodos. Esse estudo se mostrou útil, sobretudo durante o dimensionamento do conversor, em que foi necessário adaptar a topologia a aplicação. Dessa forma, demonstrou-se o dimensionamento e os cálculos de projeto de todos os componentes utilizados. Necessário para a montagem do protótipo proposto.

A topologia do conversor CC-CC Half-Bridge utilizada se mostrou adequada a aplicação apesar das necessidades inerentes a topologia, como a necessidade do capacitor série no primário do transformador e a necessidade de chaves semicondutoras com capacidade de corrente consideravelmente alta. Buscou-se sempre por reduções cabíveis nas dimensões dos componentes de potência entre elas a utilização de um transformador com um primário e apenas um secundário e a eliminação do capacitor de filtro, possível graças a necessidade da aplicação.

A construção dos magnéticos, ponto importante para o sucesso do conversor, se mostrou, através dos resultados práticos, adequados. O transformador de alta frequência apresentou uma boa regulação de tensão e em momento algum durante os teste práticos saturou, o que demonstra também um bom dimensionamento também do capacitor série. A oscilação de corrente no indutor ficou dentro do valor esperado.

Observaram-se nas as chaves semicondutoras esforços de tensão e corrente dentro dos limites especificados, garantindo segurança no funcionamento do equipamento.

Foi tomado um cuidado especial no projeto das malhas de controle, principalmente na malha de corrente, que para aplicação específica, opera a maior parte do tempo e garante a proteção dos componentes do circuito. Contudo, através dos resultados de simulação, observou uma boa atuação do controlador de corrente, garantindo a corrente de curto, de forma muito rápida, dentro do valor máximo preestabelecido.

De modo geral, os resultados via simulação foram satisfatórios, o que valida a metodologia de projeto utilizada. São necessários ainda mais testes em bancada a fim de deixar o protótipo construído pronto para operar em potencia nominal e em malha fechada.

Apesar disso, podem-se ver os resultados obtidos como promissores, principalmente pela boa regulação de tensão e formas de onda obtidas.

Como proposta para melhoria do trabalho sugere-se o projeto de uma proteção redundante contra sobre corrente, apesar da boa atuação das malhas de controle, tendo em vista a proteção do circuito durante uma falha do controlador de corrente. Sugere-se ainda o uso do controle digital, que como afirma Castro (2003) garantiria uma atuação mais rápida da malha de corrente no momento do curto circuito, além dessa outras funcionalidades poderiam ser empregadas como controle de temperatura e controle do plasma.

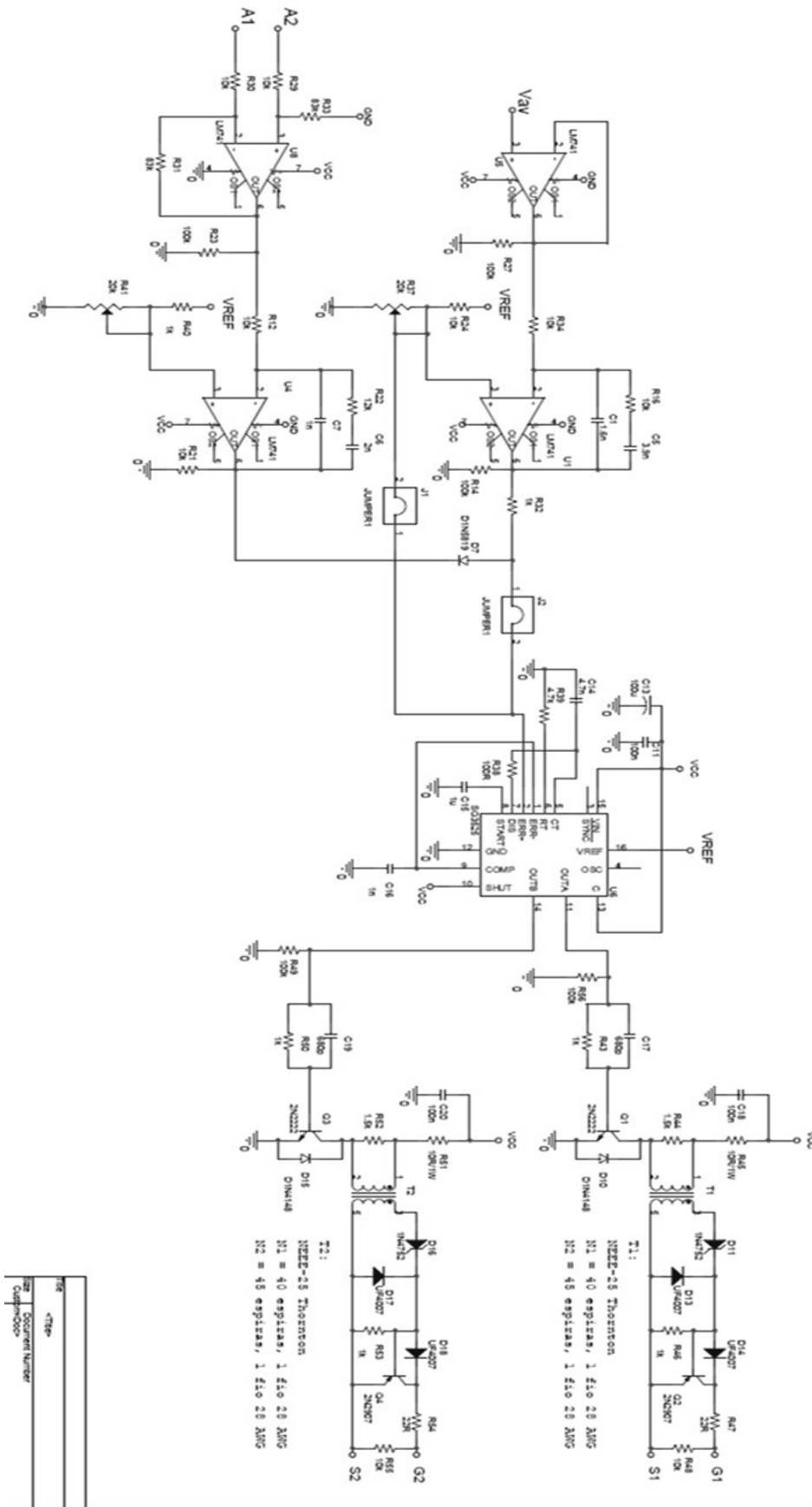
## REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. 319. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014. v. 1000. 304p.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz. **Projeto Físico De Indutores E Transformadores**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. 11 p.
- CALÓ, Edilson Henriques. **Estudo comparativo da eficiência entre os processos de corte plasma e laser no material ASTM A36 na espessura de 12 mm**. 2013. 42 f. Monografia (Especialização) - Curso de Pós-graduação em Engenharia do Soldagem, Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul, 2013.
- CASTRO, Marcus Rogério de. **Otimização da metodologia de projeto para minimização de perdas e volume do conversor CC-CC meia ponte ZVS com comando PWM assimétrico**. 2003. 208 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2003.
- FARO, Tiago Maria Carvalho Cunha de Brito e. **Estudo e Otimização do Corte Laser de Alta Velocidade em Chapa Metálica Fina**. 2006. 131 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Mecânica, Universidade do Porto, Porto, 2006.
- GUIA DE NORMALIZAÇÃO DE TRABALHOS ACADÊMICOS DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ, 2017. Disponível em: <[www.biblioteca.ufc.br/servicos-e-produtos/normalizacao-de-trabalhos-academicos/](http://www.biblioteca.ufc.br/servicos-e-produtos/normalizacao-de-trabalhos-academicos/)>. Acesso em: 10 de out. 2018.
- HYPERTHERM. **Manual de operação 804487**. Revisão Hypertherm, 2003, Capítulo 2.
- JOAQUIM, Roberto; RAMALHO, José. **Plasma**. 2013. Disponível em: <<http://www.infosolda.com.br/artigos/processos-de-corte/329-plasma>>. Acesso em: 05 out. 2018.
- LIMA, Erasmus. **A Evolução do Plasma**. 2008. Disponível em: <<http://foundrygate.com/upload/artigos/A%20Evolu%C3%A7%C3%A3o%20do%20Plasma.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2018.
- MCLYMAN, Colonel William T.; **Transformer and Inductor Design Handbook - 2ª Edição**; Editora Marcel Dekker, 1996
- MOHAN, Ned. **First course on power electronics and drives**. Mnpere, 2003.
- PIMENTA, Salvador Walter. **Estudo comparativo dos processos de corte Plasma e jato de Água para chapa de aço inoxidável de 1" utilizado na construção de máquinas especiais**. 2013. 49 f. Monografia (Especialização) - Curso de Engenharia de Soldagem, Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul, 2013.
- POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. Campinas. Universidade Estadual de Campinas, 1995. 197 p.
- REVISTA DA SOLDAGEM. São Paulo. Associação Brasileira de Soldagem. v. 9, n. 2, set. 2006.
- UNITRODE. **Power Transformer Design For Switching Power Supplies**. Lexington: Unitrode, 1983. 3 p.



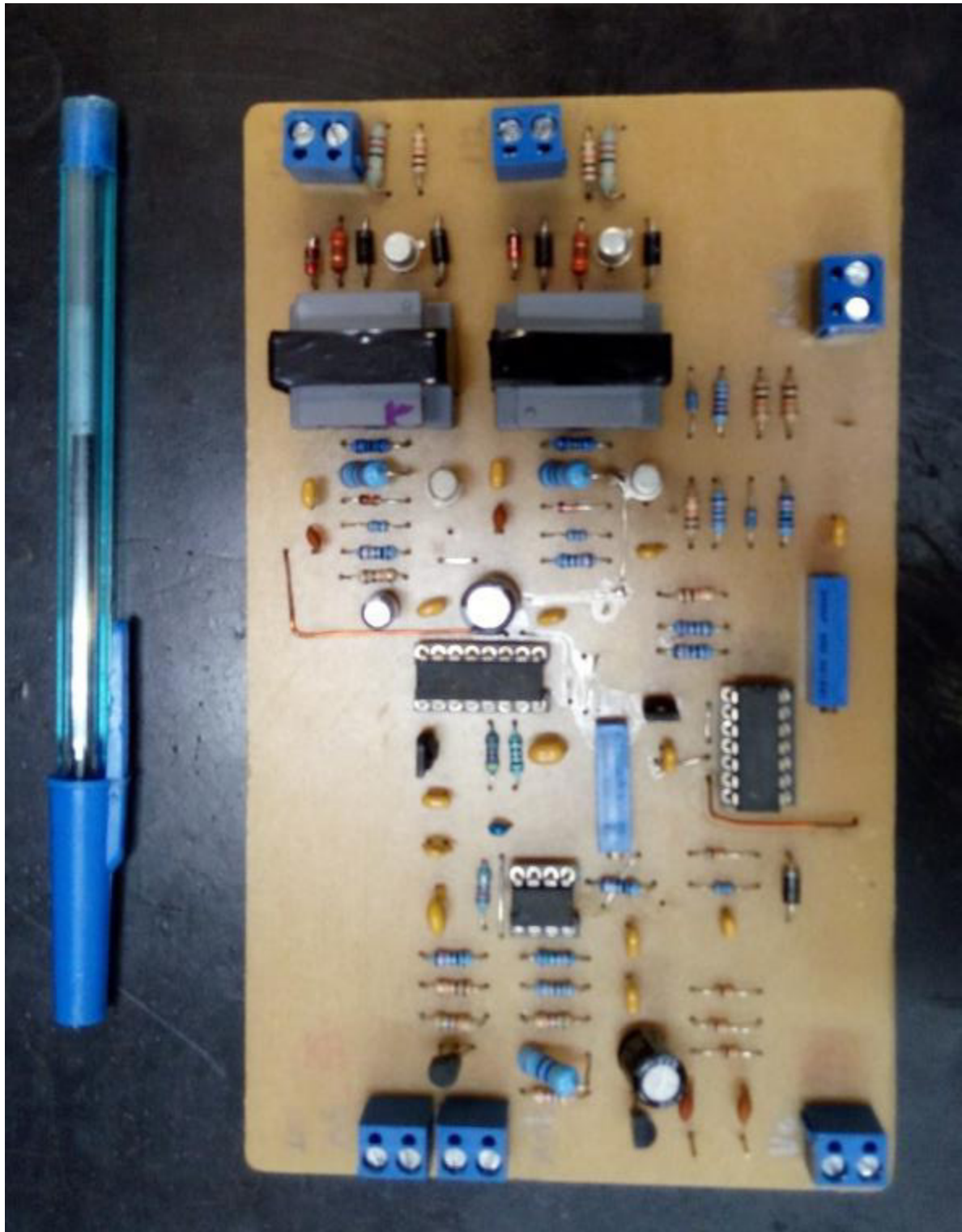
VORPÉRIAN, Vatché. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode. **IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems**. Virginia, v. 26, n. 3, p. 497-505, 1990.

# ANEXO A - CIRCUITO DE CONTROLE E DRIVERS PARA MOSFET



Fonte: O próprio autor.

## ANEXO B – PLACA DE CONTROLE DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO



Fonte: O próprio autor.

## ANEXO C - PLACA DE POTÊNCIA DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO



Fonte: O próprio autor.