

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
ENGENHARIA ELÉTRICA**

WENDEL DE OLIVEIRA ROSSI

**FONTE DE ENERGIA ALIMENTADA POR BATERIAS PARA
SOLDAGEM COM ELETRODOS REVESTIDOS**

**JOINVILLE – SC
2016**

WENDEL DE OLIVEIRA ROSSI

**FONTE DE ENERGIA ALIMENTADA POR BATERIAS PARA
SOLDAGEM COM ELETRODOS REVESTIDOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso engenharia elétrica, no Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de graduação.

Orientador: Marcello Mezaroba

**JOINVILLE – SC
2016**

WENDEL DE OLIVEIRA ROSSI

FONTE DE ENERGIA ALIMENTADA POR BATERIAS PARA SOLDAGEM COM ELETRODOS REVESTIDOS

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Orientador: _____

Prof. Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

Membro: _____

Prof. Dr. Alessandro Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

Membro: _____

Me. Eng. Rafael Luís Klein
Supplier Industria e Comercio de Eletroeletrônicos LTDA

Joinville, SC, 06/12/2016

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo realizar o desenvolvimento de uma fonte de energia *CC-CC*, alimentada através de uma bateria com o intuito de realizar soldas à arco elétrico com eletrodos revestidos. Esta fonte de energia trata-se de um conversor *Push-Pull*, tendo como característica baixa tensão de entrada e elevada corrente de saída. O trabalho apresenta as etapas de operação do conversor *Push-Pull* assim como suas principais formas de ondas, perdas e esforços nos principais componentes do circuito, mostra também o dimensionamento dos elementos magnéticos, que nesse caso é o indutor de saída e o transformador de potência, do capacitor de desacoplamento, e a estratégia de controle utilizada. Por fim, para ter a validação do conversor desenvolvido, são apresentados os resultados de simulação e resultados práticos obtidos via a implementação de um protótipo.

Palavras-chave: Fonte de energia, *CC-CC*, bateria, arco elétrico, eletrodos revestidos, *Push-Pull*.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida, pela saúde e pela força para superar os momentos de dificuldades

Ao meu orientador, Prof. Dr. Marcello Mezaroba, pela oportunidade e confiança na realização deste trabalho, por todas suas correções e sugestões, e por toda sua contribuição para o meu desenvolvimento ao longo do curso, tanto acadêmico quanto profissional.

A minha amada esposa, Aline Rossi, por toda sua paciência e apoio, principalmente nos momentos em que eu mais precisei.

Aos meus amados pais, José Luiz Rossi e Claudete Carvalho de Oliveira, e irmã Michelly de Oliveira Rossi pelo apoio, dedicação, incentivo durante toda minha vida.

A minha madrastra Rosimeri Cecconi Rossi, e padrasto Agostinho Correa, por todos os conselhos e apoio dados durante toda a minha trajetória acadêmica.

A minha cadela Lola, por toda alegria e descontração que me proporcionou nos momentos difíceis.

Aos membros e professores do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica e colegas de graduação, que através de seus conhecimentos tanto me ajudaram ao longo de toda minha graduação. Em especial aos amigos Alisson Mengatto, Guilherme Paul, Murilo Rosa, Sergio Nava Jr.

A empresa Whirlpool Latin America pelo fornecimento dos dissipadores térmicos.

E à FITEJ, FAPESC e principalmente à UDESC por toda a infraestrutura concedida no laboratório

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Região do arco na soldagem com eletrodos revestidos.	20
Figura 2 - Equipamentos para soldagem com eletrodos revestidos.	20
Figura 3 – Detalhe da região do arco para soldagem <i>TIG</i>	21
Figura 4 - Equipamentos para soldagem <i>TIG</i>	22
Figura 5 - Processo básico de soldagem <i>Mig/Mag</i>	23
Figura 6 - Equipamento para solda tipo <i>MIG/MAG</i>	24
Figura 7 - Representação de um conversor <i>CC-CC</i>	26
Figura 8 - Conversor <i>Meia-Ponte</i>	27
Figura 9 - Conversor <i>Ponte-Completa</i>	29
Figura 10 - Conversor <i>Push-Pull</i>	30
Figura 11 - Primeira etapa de operação.....	32
Figura 12 - Segunda etapa de operação.....	33
Figura 13 - Terceira etapa de operação.	34
Figura 14 - (a) Ciclos de operação dos interruptores <i>S1e S2</i> ; Correntes e tensões no : (b) Indutor; (c) Diodo 1; (d) Diodo 2; (e) Interruptor 1; (f) Interruptor 2;	38
Figura 15 - (b) Enrolamento primário superior; (c) Enrolamento primário inferior; (d) Enrolamento secundário superior; (e) Enrolamento secundário inferior.	39
Figura 16 - Ondulação da corrente parametrizada no indutor <i>L</i>	42
Figura 17 - Circuito Térmico Equivalente de um Componente.	52
Figura 18 - Núcleo e Carretel do Tipo <i>E</i>	60
Figura 19 - Gráfico de perdas volumétricas <i>IP12E</i>	65
Figura 20 - Circuito de controle.	73
Figura 21 - Diagrama de bloco do controlador <i>UC3846</i>	75
Figura 22 - Circuito do controlador.	76
Figura 23 - Circuito a ser simulado.	81
Figura 24 - Circuito de controle.	82
Figura 25 - Tensão de entrada do conversor.	83
Figura 26 - Tensão e corrente de saída do conversor.	84
Figura 27 - Tensão e corrente nos interruptores de entrada.	85
Figura 28 - Corrente eficaz e média sobre os interruptores de entrada.	86
Figura 29 - Tensão e corrente no primário do transformador.	87
Figura 30 - Corrente eficaz e média sobre o enrolamento primário.	88
Figura 31 - Tensão e corrente no secundário do transformador.	89
Figura 32 - Corrente eficaz e média em sobre o enrolamento secundário.	90
Figura 33 - Tensão e corrente nos diodos de saída.	91

Figura 34 - Corrente eficaz e média em sobre os diodos de saída.....	92
Figura 35 - Tensão e corrente no indutor de saída	93
Figura 36 - Corrente eficaz e média em sobre o indutor de saída.	94
Figura 37 - Visão superior do protótipo.	96
Figura 38 - Vista lateral do protótipo.	97
Figura 39 - Unidade de potência.	98
Figura 40 - Unidade de controle.....	99
Figura 41 - Tensão e corrente de entrada.	100
Figura 42 - Tensão nos enrolamentos do primário.....	101
Figura 43 - Tensão nos enrolamentos do secundário.	102
Figura 44 - Tensão e corrente no secundário.....	103
Figura 45 - Tensão sobre os interruptores.	104
Figura 46 - Tensão sobre os diodos do secundário.....	105
Figura 47 - Corrente e tensão de saída.	106
Figura 48 - Medições na carga com a ponte RLC.....	107
Figura 49 - Tensão sobre o indutor de saída.....	108
Figura 50 - Filtro <i>EMI</i> padrão.	113
Figura 51 - Tensão <i>VC</i> em relação ao terra.	114
Figura 52 - Circuito equivalente para o cálculo do indutor de filtragem de modo comum.	116

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- A_e → Área da perna central do núcleo E;
- A_w → Área de janela do carretel;
- $A_{w_necessário}$ → Área de janela do carretel necessária;
- B → Densidade de fluxo;
- B_{max} → Densidade de fluxo máxima;
- C → Capacitor ;
- C_d → Capacitor de descarga;
- C_{in} → Capacitor de Entrada;
- C_{iss} → Capacitância de entrada do interruptor;
- C_o → Capacitor de saída;
- $C_{Snubber}$ → Capacitor do snubber;
- D → Razão cíclica;
- D_{max} → Razão cíclica máxima;
- f_s → Frequência de chaveamento;
- $I_{Bat(med)}$ → Corrente média na fonte de entrada;
- $I_{Bat(rms)}$ → Corrente eficaz na fonte de entrada;
- I_{Cin} → Corrente no capacitor de entrada;
- $I_{Cin(rms)}$ → Corrente no capacitor de entrada eficaz;
- $I_{Cin(rms)}$ → Corrente no capacitor de entrada média;
- $I_{D1-D2(med)}$ → Corrente média nos diodos;
- $I_{D1-D2(rms)}$ → Corrente eficaz nos diodos;
- I_g → Corrente de gatilho;
- $I_{in(rms)}$ → Corrente de entrada média;

$I_{in(rms)}$ → Corrente de entrada eficaz;
 $I_{L(med)}$ → Corrente média no indutor de saída;
 $I_{L(rms)}$ → Corrente eficaz no indutor de saída;
 $I_{L(pico)}$ → Corrente de pico no indutor de saída;
 $I_{Np(rms)}$ → Corrente eficaz no primário;
 $I_{Np1-Np2(med)}$ → Corrente média nos enrolamentos primários;
 $I_{Np1-Np2(rms)}$ → Corrente eficaz nos enrolamentos primários;
 $I_{Ns(rms)}$ → Corrente eficaz no primário;
 $I_{Ns1-Ns2(med)}$ → Corrente média nos enrolamentos secundários;
 $I_{Ns1-Ns2(rms)}$ → Corrente eficaz nos enrolamentos secundários;
 I_o → Corrente de saída;
 I_{p1} → Corrente no enrolamento superior primário;
 I_{p2} → Corrente no enrolamento inferior primário;
 $i_{p(max)}$ → Corrente de pico no primário;
 I_{RRM} → Corrente reversa máxima reptitiva;
 I_{S1} → Corrente no enrolamento superior secundário;
 I_{S2} → Corrente no enrolamento inferior secundário;
 $I_{S1-S2(med)}$ → Corrente média nas chaves inferior e superior;
 $I_{S1-S2(rms)}$ → Corrente eficaz nas chaves inferior e superior;
 J_{max} → Densidade de corrente máxima;
 $K_{ocupação}$ → Fator de ocupação;
 k_p → Fator de ocupação do primário;
 k_t → Fator do conversor;
 k_w → Fator de Enrolamento de Janela;
 ℓ → Comprimento de uma espira;
 $L = L_o$ → Indutor de saída;

$L_d \rightarrow$ Indutância de dispersão;

$lg \rightarrow$ Tamanho do entreferro;

$n \rightarrow$ Relação de espiras;

$n \rightarrow$ Número de condutores;

$N_{cond_primário} \rightarrow$ N^o de condutores no primário;

$N_{cond_secundário} \rightarrow$ N^o de condutores no secundário;

$N_{espiras} \rightarrow$ Número de espiras no indutor;

$N_p \rightarrow$ Número de espiras no primário;

$N_{p1_p2} \rightarrow$ N^o de condutores em paralelo no cabo do primário;

$N_s \rightarrow$ Número de espiras no secundário;

$N_{s1_s2} \rightarrow$ N^o de condutores em paralelo no cabo do secundário;

$P_{com} \rightarrow$ Perda por comutação;

$P_{cond} \rightarrow$ Perda por condução;

$P_{diodo} \rightarrow$ Perda no diodo;

$P_{LL} \rightarrow$ Perda na carga ou nas impedâncias;

$P_{NL} \rightarrow$ Perda no núcleo ou de excitação;

$P_o \rightarrow$ Potência de saída;

$P_{snubber} \rightarrow$ Potência dissipada no Snubber;

$P_T \rightarrow$ Perda Total;

$P_{Total} \rightarrow$ Perda Total no núcleo;

$r \rightarrow$ Raio da espira;

$R_{cobre} \rightarrow$ Resistência do cobre;

$R_L \rightarrow$ Resistência na carga;

$R_g \rightarrow$ Resistência de gatilho;

$R_{jc} \rightarrow$ Resistência junção – capsula;

$R_p \rightarrow$ Resistência do primário;

R_S → Resistência do secundário;

$R_{Snubber}$ → Resistência do Snubber;

S_{AWG} → Área do condutor;

S_{cobre} → Área do cobre a ser utilizada;

S_p → Secção do condutor primário do transformador;

S_s → Secção do condutor secundário do transformador;

rT → Resistência característica do semicondutor;

T → Período;

T_a → Temperatura ambiente;

T_j → Temperatura de junção;

t_f → Tempo de descida;

t_r → Tempo de subida;

V_{in} → Tensão elétrica de entrada;

$V_{in(max)}$ → Tensão máxima elétrica de entrada;

$V_{in(min)}$ → Tensão mínima elétrica de entrada;

$V_{D1-D2(max)}$ → Tensão reversa máxima nos diodos;

V_L → Tensão no indutor;

V_{Lmed} → Tensão média do indutor;

$V_{Np1-Np2(max)}$ → Tensão máxima nos enrolamentos primários;

$V_{Ns1-Ns2(max)}$ → Tensão máxima nos enrolamentos secundários;

V_o → Tensão de Saída;

V_{p1} → Tensão elétrica no enrolamento primário superior;

V_{p2} → Tensão elétrica no enrolamento primário inferior;

V_{RRM} → Tensão reversa máxima reptitiva;

V_{s1} → Tensão elétrica no enrolamento secundário superior;

V_{s2} → Tensão elétrica no enrolamento secundário inferior;

$V_{S1-S2(max)}$ → Tensão máxima nas chaves inferior e superior;

$V_{S1-S2(med)}$ → Tensão média nas chaves inferior e superior;

V_{Sec} → Tensão no enrolamento secundário;

V_{TO} → Tensão característica do semicondutor;

η → Rendimento;

Δ → Profundidade de penetração;

Δi_L → Ondulação de corrente no indutor de saída;

ΔI_o → Ondulação de corrente na saída;

ΔV_C → Ondulação de tensão no capacitor de saída;

ΔV_o → Ondulação corrente na carga;

ω → Frequência angular;

X_C → Reatância Capacitiva;

π → pi;

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	<i>PRINCIPAIS TIPOS DE SOLDAS ELÉTRICAS</i>	18
1.1.1	Soldagem à Arco Elétrico.....	18
1.1.1.1	Soldagem com eletrodo revestido	19
1.1.1.2	Soldagem <i>TIG</i>	21
1.1.1.3	Soldagem <i>MIG/MAG</i>	23
1.2	<i>ESCOLHA DO PROCESSO DE SOLDAGEM</i>	25
1.3	<i>ESTUDO DE MERCADO</i>	25
1.4	<i>ESCOLHA DA TOPOLOGIA</i>	26
1.4.1	Conversor <i>Meia-Ponte</i>	27
1.4.2	Conversor <i>Ponte-Completa</i>	28
1.4.3	Conversor <i>Push-Pull</i>	29
1.4.4	Definição do Conversor.....	30
2	FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR	32
2.1	<i>Etapas de Operação do Conversor Push-Pull</i>	32
2.1.1	Primeira Etapa de Operação	32
2.1.2	Segunda Etapa de Operação	33
2.1.3	Terceira Etapa de Operação.....	33
2.1.4	Quarta Etapa de Operação	34
2.2	<i>FORMAS DE ONDA</i>	34
2.2.1	Correntes e Tensões do Conversor <i>Push-Pull</i>	35
3	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR	40
3.1	<i>GANHO ESTÁTICO</i>	40
3.2	<i>ONDULAÇÃO DE CORRENTE DO INDUTOR DE CARGA</i>	40
3.3	<i>ONDULAÇÃO DE TENSÃO DE SAÍDA</i>	42
3.4	<i>ESFORÇOS NOS COMPONENTES</i>	43
3.4.1	Esforços nos Interruptores S1e S2	43
3.4.2	Esforços nos Diodos D1 e D2	44
3.4.3	Esforços nos Enrolamento NP1e NP2	45
3.4.4	Esforços nos Enrolamentos NS1e NS2	46
3.4.5	Indutor de Saída L	46

4	PROJETO.....	47
4.1	<i>ESFORÇOS NOS COMPONENTES DE POTÊNCIA.....</i>	48
4.1.1	Tensões e Correntes nos Interruptores S1 e S2	48
4.1.2	Tensão e Correntes nos Diodos D1 e D2	49
4.2	<i>ESFORÇOS NOS ENROLAMENTOS.....</i>	49
4.2.1	Tensão e Correntes nos Enrolamentos Primários NP1 e NP2	49
4.2.2	Tensão e Corrente nos Enrolamentos Secundários NS1 e NS2	50
4.3	<i>DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA.....</i>	50
4.3.1	Interruptores da Ponte Inversora.....	51
4.3.2	Diodos do Secundário.....	51
4.4	<i>MODO DE DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR.....</i>	52
4.5	<i>CÁLCULO TÉRMICO DOS INTERRUPTORES.....</i>	53
4.5.1	Dissipador dos Interruptores.....	55
4.6	<i>CÁLCULO TÉRMICO NOS DIODOS.....</i>	55
4.6.1	Dissipador dos Diodos.....	56
4.7	<i>CAPACITOR DE ENTRADA.....</i>	57
4.7.1	Definição do Capacitor de Entrada Cin	58
4.8	<i>PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR.....</i>	59
4.8.1	Definição do Número de Espiras do Transformador.....	61
4.8.2	Secções dos Condutores do Transformador.....	61
4.8.3	Possibilidade de Execução do Transformador.....	63
4.8.4	Perdas do Transformador.....	64
4.9	<i>PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE SAÍDA.....</i>	66
4.9.1	Definição do Número de Espiras do Indutor de Saída... ..	67
4.9.2	Cálculo da Secção dos Condutores do Indutor de Saída.....	68
4.9.3	Possibilidade de Execução do Indutor de Saída.....	69
4.9.4	Perdas do Indutor de Saída.....	70
4.10	<i>CIRCUITO DE COMANDO.....</i>	71
4.10.1	Comando de Gatilho dos <i>Mosfet's</i>	71
4.11	<i>SISTEMA DE CONTROLE.....</i>	72
4.11.1	Diagrama de Blocos.....	72
4.11.2	Análise do UC3846.....	74
4.12	<i>CIRCUITO SNUBBER.....</i>	76

4.12.1	<i>Snubber</i> nos Diodos de Saída.....	77
4.12.2	<i>Snubber</i> nos Interruptores de Entrada	78
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	80
5.1	<i>TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA</i>	82
5.2	<i>Tensão de Saída</i>	83
5.3	<i>INTERRUPTORES DE ENTRADA</i>	84
5.4	<i>ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR</i>	86
5.4.1	Primário do Transformador	86
5.4.2	Secundário do Transformador	88
5.5	<i>DIODOS DE SAÍDA</i>	90
5.6	<i>INDUTOR DE SAÍDA</i>	92
5.7	<i>TEÓRICO X SIMULADO</i>	94
6	IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	96
6.1	<i>CIRCUITOS ELETRÔNICOS IMPLEMENTADOS</i>	96
6.1.1	Unidade de Potência.....	97
6.1.2	Unidade de Controle.....	98
6.2	<i>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</i>	99
6.2.1	Tensão e Corrente de Entrada.....	100
6.2.2	Enrolamentos do Transformador.....	100
6.2.2.1	Primário	100
6.2.2.2	Secundário.....	102
6.2.3	Interruptores de Entrada	103
6.2.4	Diodos de Saída.....	104
6.2.5	Tensão e Corrente de Saída	105
6.2.6	Indutor de Saída.....	107
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	109
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110
	APÊNDICE A - FILTRO EMI	113
A.1	<i>TENSÃO ELÉTRICA NA TERCEIRA HARMÔNICA</i>	114
A.2	<i>NÍVEL DE INTERFERÊNCIA</i>	115

<i>A.3 DIMENSIONAMENTO CAPACITOR C_y</i>	116
<i>A.4 DIMENSIONAMENTO DE L1</i>	116
<i>A.5 DIMENSIONAMENTO DE C_x</i>	118
<i>A.6 DIMENSIONAMENTO DE L2e L3</i>	118
<i>A.7 RESISTOR DE DESCARGA</i>	119

1 INTRODUÇÃO

A soldagem é um método de baixo custo, importante e versátil de união entre os materiais metálicos. O progresso alcançado no campo da soldagem, bem como o desenvolvimento de processos e tecnologias avançadas nos últimos anos, é de fundamental importância para a continuidade do desenvolvimento e progresso industrial.

A soldagem é a operação que visa a união de duas ou mais peças, assegurando na junta, a continuidade das propriedades, químicas e físicas (QUITES; DUTRA, 1979). Cada processo de soldagem deve preencher os seguintes requisitos (HOULDCROFT, 1979):

- Gerar uma quantidade de energia capaz de unir dois materiais, similares ou não;
- Remover as contaminações das superfícies a serem unidas;
- Evitar que o ar atmosférico contamine a região durante a soldagem;
- Propiciar o controle da metalurgia de soldagem para que a solda alcance as propriedades desejadas, sejam físicas, químicas ou mecânicas.

As máquinas utilizadas no processo de soldagem são muito versáteis e de fácil operação. Atualmente, os antigos processos quase não são utilizados, pois foram aperfeiçoados e com o tempo surgiram novas técnicas. Com o emprego de novas tecnologias, atingiram-se elevados índices de eficiência e qualidade na soldagem. Essas máquinas podem ser classificadas de acordo com a diversidade de fonte de energia aplicada, algumas são por fusão, solda por pressão e a que será utilizada no projeto, a arco elétrico.

A utilização de máquinas de soldas em locais onde não há energia elétrica ou por falta de equipamentos de solda a gás, sempre foi um problema para pessoas que necessitam de tal equipamento para consertar e fixar peças. Agricultores, fazendeiros e pecuaristas frequentemente necessitam fixar cercas ou outros equipamentos presentes em suas propriedades. Mecânicos e até mesmo pessoas que praticam ralis, também necessitam de tal máquina para realizar o conserto de peças de carros, caminhões e motos.

Visando solucionar tais dificuldades, este trabalho tem como principal objetivo o estudo e desenvolvimento de uma máquina de solda que possua uma fonte CC-CC com as seguintes características:

- Atuar com uma potência de saída de 500W;
- Fornecer uma corrente contínua de 100A com baixa ondulação;
- Fornecer uma tensão suficiente para abertura e estabilização do arco elétrico;
- Deve isolar o circuito de soldagem da fonte de alimentação;
- Utilizar uma bateria de 12 V como fonte de entrada;
- Comutar os interruptores em uma frequência de 50Khz;
- Ser compacto, e apresentar característica portátil;
- Ser capaz de atuar em locais distantes de redes elétricas;
- Fácil aplicação.

Na subseção 1.1, será discutido os tipos de soldas elétricas de soldagem existentes, e na subseção 1.2, o método a ser utilizado.

1.1 PRINCIPAIS TIPOS DE SOLDAS ELÉTRICAS

Conforme mencionado, a máquina de solda deve ser capaz de atuar em locais distantes de redes elétricas e possuir características portáteis. A sua fonte deve possuir as especificações previsto no capítulo anterior. Tratando-se de soldagens elétrica, os modelos à arco elétrico são os únicos a atender os requisitos proposto anteriormente. Há outros modelos de soldagem, como por exemplo soldagem por resistência elétrica, mas esses trabalham com altos níveis de corrente, podendo alcançar valores de 12000A ou superior (MODENISI; MARQUES, 2000), sendo então descartado as análises sobre esse método de soldagem.

1.1.1 Soldagem à Arco Elétrico

As máquinas a arco elétrico são fontes de corrente constante que possuem núcleo móvel permitindo o ajuste da corrente com regulagem contínua facilitando o trabalho do soldador. Possuem alta tensão em vazio, possibilitando fácil abertura e manutenção do arco elétrico. Esta máquina é ideal para serviços pesados em mineradoras, aciarias, estaleiros, manutenções, revestimentos pesados, caldeiraria.

O arco elétrico é considerado como uma descarga em um meio gasoso condutor e a corrente que é conduzida através do meio, gera calor e luminosidade. Os arcos usados em soldagem podem ser contínuos, frequentemente intermitentes, devido a interrupções causadas por curtos-

circuitos ou descontínuos, influenciados por alternância do fluxo de corrente ou por fluxo turbulento de gás condutor (JUNIOR, 2003).

A corrente de soldagem presente nas máquinas de solda a arco elétrico é realizada a partir do eletrodo para a peça de trabalho por meio de um gás aquecido e ionizado, chamado plasma, que nada mais é que o estado em que o gás se encontra ionizado e onde o número de elétrons é aproximadamente igual ao número de íons. A potência nesse tipo de processo deve ser suficiente para manter a temperatura do arco elevada e então conseguir realizar o transporte contínuo da corrente. Seu funcionamento é baseado na temperatura, onde a mesma mantém a ionização do gás, ou seja, cria partículas eletricamente carregadas que transportam a corrente.

Dentre os principais tipos de soldagem à arco elétrico que possam ter características portáteis e não ter custos tão elevados, estão a soldagem *TIG*, *MIG/MAG* e soldagem à base de eletrodos revestidos. Essas serão melhor explicadas nos próximos subcapítulos.

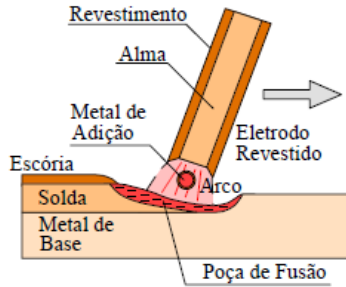
1.1.1.1 Soldagem com eletrodo revestido

A soldagem à arco com eletrodos revestidos é um processo no qual a união dos metais é obtida através do aquecimento dos eletrodos com um arco estabelecido entre um eletrodo especial revestido e a peça a ser soldada.

O eletrodo é formado por um núcleo metálico, com cerca de 250 a 500mm de comprimento e diâmetro total típico entre 2 e 8mm, revestido por uma camada de minerais (argila, fluoretos, carbonatos, etc) e outros materiais como a celulose, ferro ligas (MODENISI; MARQUES, 2000).

No processo de soldagem o eletrodo possui duas funções principais. Uma delas é o fornecimento de calor para fundir os materiais. A outra é o transporte do material de eletrodo derretido para baixo para a peça de solda (WEMAN, 2006). A Figura 1 mostra a região do arco na soldagem com eletrodos revestidos.

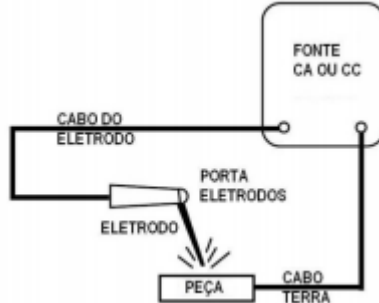
Figura 1 - Região do arco na soldagem com eletrodos revestidos.



Fonte: (MODENISI; MARQUES, 2000).

Os equipamentos utilizados para soldagem com eletrodos revestidos encontram-se na Figura 1, onde é notável a simplicidade do equipamento necessário para realizar a solda.

Figura 2 - Equipamentos para soldagem com eletrodos revestidos.



Fonte: (FORTES, 2005)

Sua fonte pode trabalhar tanto em CA como CC, onde trabalha tipicamente com correntes entre 50 e 600A, onde maiores valores são aplicados em eletrodos com diâmetros mais elevados (MODENISI; MARQUES, 2000).

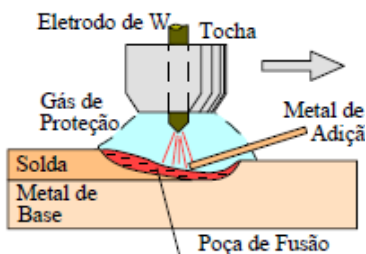
O revestimento presente no eletrodo possui a função de estabilizar o arco elétrico, produzir gases de proteção da poça de fusão, gerar escória para evitar contaminação, adicionar elementos de liga e facilitar a soldagem fora de posição. Isso garante baixo custo ao procedimento, soldagem em locais de difícil acesso e equipamentos

menos volumosos. Entretanto, também existe limitações, como a baixa produtividade devido à taxa de deposição, onde possui a necessidade de remoção da escória.

1.1.1.2 Soldagem TIG

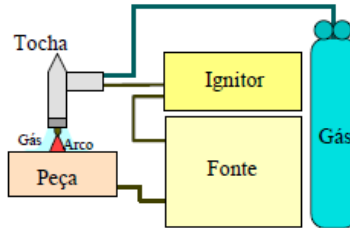
O método de soldagem TIG (*Tungsten Inert Gas*) é um processo onde a união entre os metais é obtida através do aquecimento dos materiais por um arco elétrico estabelecido entre um eletrodo não consumível a base de tungstênio, a peça a ser soldada e uma vareta de metal para assim ter a poça capaz de realizar a união entre os metais, conforme mostra a Figura 3.

Figura 3 – Detalhe da região do arco para soldagem TIG.



Fonte: (MODENISI; MARQUES, 2000).

Seu equipamento básico é composto por uma fonte de energia CC ou CA, tocha com eletrodo de tungstênio, fonte de gás de proteção, onde esses gases são inertes podendo ser argônio ou Hélio, e um sistema para a abertura do arco, onde geralmente usa-se um ignitor de alta frequência conforme mostra a Figura 4. Esse ignitor tem como função ionizar o meio gasoso, dispensando a necessidade de tocar o eletrodo na peça para a abertura do arco.

Figura 4 - Equipamentos para soldagem *TIG*.

Fonte: (MODENISI; MARQUES, 2000).

A fonte de energia para esse tipo de solda, pode ser do tipo CC ou do tipo CA, onde sua corrente elétrica varia de acordo com o diâmetro, e modelo do eletrodo de tungstênio, conforme mostra Tabela 1.

Tabela 1 - Faixas de utilização de eletrodos no processo *TIG*.

Diâmetro do Eletrodo (mm)	Corrente de Soldagem (A)			
	CA		CC	
	W	WTh	W/WTh (CC+)	W/WTh (CC-)
0,5	--	--	5 - 35	--
1,0	10 - 40	15 - 60	30 - 100	--
1,6	30 - 70	60 - 100	70 - 150	10 - 20
2,4	70 - 100	100 - 160	150 - 225	15 - 30
3,2	100 - 150	140 - 220	200 - 275	25 - 40
4,0	150 - 225	200 - 275	250 - 350	40 - 55
4,8	200 - 300	250 - 400	300 - 500	55 - 90
6,4	275 - 400	300 - 500	400 - 650	80 - 125

Identificação: W - Eletrodo de tungstênio
WTh - Eletrodo de tungstênio torinado

Fonte: (MODENISI; MARQUES, 2000).

Dentre as vantagens de utilizar a soldagem do tipo *TIG* estão:

- Excelente controle da poça de fusão;
- Possui eletrodo não consumível;
- Permite soldagem sem o uso de metal de adição;
- Usado para soldar a maioria dos metais;
- Produz soldas de alta qualidade e excelente acabamento;
- Gera pouco respingo;
- Exige pouca limpeza após a soldagem;

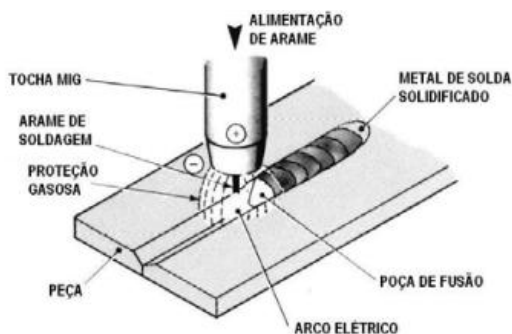
Suas principais desvantagens são:

- Proteção do arco é sensível a correntes de ar;
- São relativamente mais complexos, caros e volumosos quando comparados à solda com eletrodos revestidos;
- Necessitam de cilindros de gás para ter uma performance segura e mais eficiente.

1.1.1.3 Soldagem MIG/MAG

O processo de soldagem *MIG/MAG* (*Metal Inert Gas/ Metal active Gas*) é um processo em que o arco elétrico é estabelecido entre a peça e um consumível na forma de arame. O arco funde continuamente o arame à medida que este é alimentado à poça de fusão. O metal de solda é protegido da atmosfera pelo fluxo de um gás (ou mistura de gases) inerte ou ativo (FORTES, 2005). A Figura 5 mostra esse processo e uma parte da tocha de soldagem.

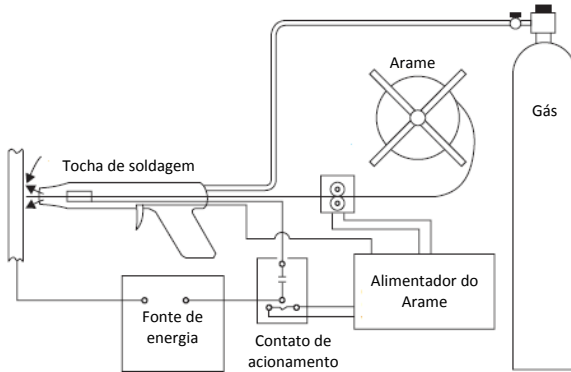
Figura 5 - Processo básico de soldagem *Mig/Mag*.



Fonte: (FORTES, 2005).

Os equipamentos para o processo *MIG/MAG* são bastante simples e de fácil entendimento do soldador, onde seus equipamentos básicos para o devido funcionamento são: uma fonte de energia, alimentador de arame, carretel de arame, tocha de soldagem e cilindro de gás de proteção, conforme mostra a Figura 6.

Figura 6 - Equipamento para solda tipo *MIG/MAG*.



Fonte: Adaptado de (KHAN, 2007).

A fonte de energia pode ser CA ou CC, onde em geral, possui uma saída de tensão constante e regulável entre 10 e 50V (MODENISI; MARQUES, 2000), e corrente que podem variar desde 80A à 185A em produtos comerciais.

Dentre as vantagens de utilizar a soldagem do tipo *MIG/MAG* estão:

- Permite soldagem em qualquer posição;
- Pode soldar diferentes ligas metálicas;
- Exige pouca limpeza após a soldagem.

Suas principais desvantagens são:

- Possui eletrodo consumível;
- Elevada taxa de deposição de metal;
- Proteção do arco é sensível a correntes de ar;
- São relativamente mais complexos, caros e volumosos quando comparados à solda com eletrodos revestidos;
- Necessitam de cilindros de gás para ter uma performance segura e mais eficiente;
- Pode gerar elevada quantidade de respingos.

1.2 ESCOLHA DO PROCESSO DE SOLDAGEM

Para a aplicação prevista do projeto, onde demanda ser portátil, barato e com volume reduzido, opta-se por utilizar o processo de soldagem por meio de eletrodos revestidos. Esse processo é considerado portátil pois necessitam apenas de uma fonte de energia, cabos, sendo uma para fazer a conexão no local onde deseja-se soldar e outro para portar o eletrodo revestido. Além disso, é relativamente mais barato ao ser comparado com os métodos *TIG*, *MIG/MAG*, e o arco que é gerado nele consegue atuar tranquilamente em ambientes externos, não sendo sensível a correntes de ar.

1.3 ESTUDO DE MERCADO

No mercado comercial existem diversos modelos de máquinas de solda à base de eletrodos revestidos, porém não foi encontrado nenhum modelo comercial que utilize como fonte de entrada baterias, ou fontes CC.

Todos os modelos comerciais encontrados utilizam como fontes de alimentação tensão em corrente alternada, onde máquinas monofásicas necessitam de tensão de 127V ou 220V, e trifásicas trabalham com uma tensão de alimentação de 380V à 440V.

Máquinas monofásicas geralmente trabalham com tensão de saída CC em vazio que varia entre 40V à 100V e correntes de saída que variam entre 10A e 160A.

As máquinas de solda trifásicas também trabalham com tensão CC em vazio na carga, as quais variam de 40V à 100V. Já as correntes são superiores, onde podem chegar até a 400A.

Contudo, não foi encontrado nada similar no mercado ao projeto proposto, onde conforme já especificado, utiliza como fonte de entrada uma bateria de 12V, uma corrente de saída de 100A e uma tensão de saída suficiente para a abertura e estabilização do arco elétrico.

Como o dispositivo deve ser alimentado por uma bateria de 12V é possível utilizar baterias automotivas, tornando-o capaz de atuar em diversas localidades, tendo apenas tal fonte para alimentá-lo. Isso facilitaria a solda de equipamentos e peças presentes em locais distantes de fornecimento de energia elétrica em situações de emergência.

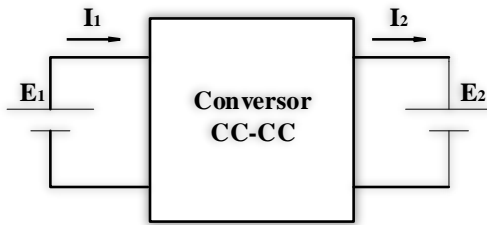
Para a realização de tal projeto, é necessário utilizar um conversor CC-CC isolado e realizar um estudo sobre os principais

conversores que podem atuar em tal aplicação. Os mesmos serão discutidos na Subseção 1.4.

1.4 ESCOLHA DA TOPOLOGIA

A representação de um conversor CC-CC pode ser visualizada através da Figura 7. O conversor consiste de uma fonte de tensão contínua, denominada como E_1 , onde a mesma fornece energia ao conversor CC-CC, demonstrada por um bloco. Esses conversores podem ser conceituados como um sistema formado por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, como indutores e capacitores, onde esses tem por função controlar o fluxo de energia elétrica da fonte de entrada, para a fonte de saída E_2 (MARTINS; BARBI, 2006).

Figura 7 - Representação de um conversor CC-CC



Fonte: Do autor.

Os conversores CC-CC podem ser diferenciados em isolados e não isolados. A diferença entre ambos é a presença de um transformador que realiza uma isolamento galvânica entre a fonte de alimentação e a carga. O conversor isolado possui tal elemento, e o não isolado a situação oposta.

Para o projeto em questão, um dos requisitos é utilizar conversores isolados, onde para isso existem diversas topologias de fontes chaveadas, cada qual com suas características e aplicações recomendadas.

Dentre as principais topologias que permitem isolamento da rede elétrica, podem-se citar as dos conversores *Flyback*, *Forward*, e *Meia-Ponte*, *Ponte-Completa* e *Push-Pull*.

Com as especificações da fonte descritas no capítulo 1, algumas topologias como *Flyback* e *Forward*, mesmo sendo conversores isolados

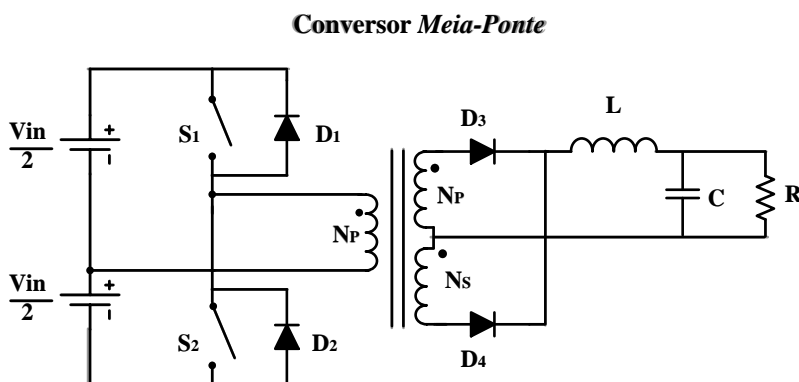
são desconsiderados, pois os mesmos são recomendados apenas para potências inferiores, sendo o *Flyback* recomendado para potências menores que 100W (BARBI, 2003) e o conversor *Forward* recomendado para demandas entre 100W e 200W, onde para valores superiores a esses tornam o conversor mais volumoso (LIND, 2013).

Contudo, sobram os conversores *Meia-Ponte*, *Ponte-Completa* e *Push-pull*, onde será feita uma breve descrição nos próximos subcapítulos, explicando o porquê optou-se pelo uso de tal conversor.

1.4.1 Conversor *Meia-Ponte*

O conversor *Meia-Ponte* é utilizado em aplicações com maior potência comparado aos conversores *Flyback* e *Forward*, geralmente inferior a 500W (BARBI, 2003). Este conversor é derivado do conversor *Buck*, e por característica, sua tensão do barramento CC, deve ser dividida em dois de mesma amplitude. Sua estrutura pode ser vista através na Figura 8.

Figura 8 - Conversor *Meia-Ponte*.



Fonte: Do autor.

O conversor *Meia-Ponte* nada mais é que uma alteração do *Push-Pull*. O *Meia-Ponte* consegue contornar os inconvenientes em relação à queda de tensão sobre os interruptores e à necessidade de condução idêntica, não estressando os interruptores em uso

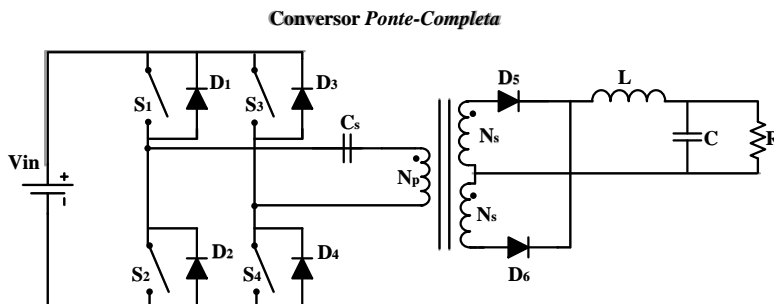
(RODRIGUES, 2013). Assim como os outros conversores isolados, esse conversor utiliza um transformador para que se otimize a conversão de energia da fonte para a carga, adequando-se os níveis de tensão da saída do transformador aos níveis de tensão exigidos pela carga. Seus interruptores, S_1 e S_2 , operam alternadamente em fase com metade do período $\frac{T}{2}$ e o mesmo ciclo de trabalho, sendo este inferior a 0,5 (CEZARE, 2010).

Esse conversor seria uma opção interessante para realizar o projeto, pois não é muito complexo e não estressa tanto os interruptores devido ao contorno dos inconvenientes, porém como eles são recomendados atuar em potências inferiores a 500W, logo para o dimensionamento para potências iguais ou superiores a tal, tornaria os componentes mais robustos, fazendo com que o conversor se torne volumoso, e levemente mais caro. Outra desvantagem é a necessidade de realizar o circuito de disparo isolado dos interruptores, pois os mesmos não se encontram no mesmo potencial, sendo assim se torna mais caro e volumoso.

1.4.2 Conversor *Ponte-Completa*

Dentre os conversores CC-CC isolados, o *Ponte-Completa* é considerado o mais complexo e robusto. Também derivado do conversor *Buck*, este, suporta potências superiores a 500W (BARBI, 2003), e assim como o conversor *Meia-Ponte*, a tensão sobre os interruptores do *Ponte-Completa* é igual a tensão de entrada, logo não estressa tanto os interruptores comparado aos demais conversores. Sua estrutura é diferenciada dos demais, possuindo dois braços e quatro interruptores de comutação, conforme demonstra a Figura 9.

Figura 9 - Conversor *Ponte-Completa*.



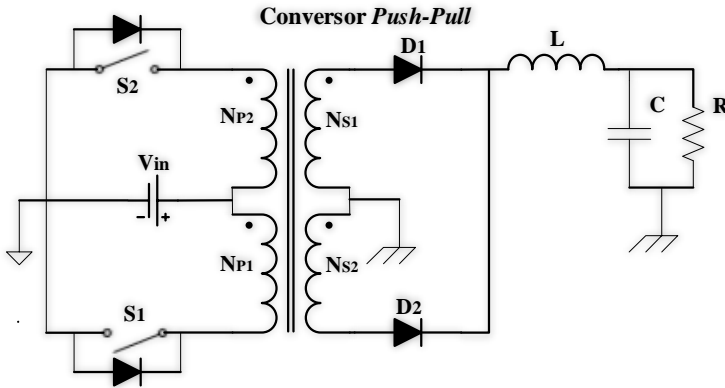
Fonte: Do autor.

Já existe bibliografia em que utiliza o conversor *Ponte-Completa* como conversor para máquinas de solda, sendo o conversor processa uma potência de 2kW, com uma corrente de saída de 80A e uma tensão de saída de 25V, características que são capazes de gerar o arco elétrico para a realização da soldagem (SANTOS, 2010).

Este conversor também é uma opção viável para a montagem do projeto, porém, devido a sua complexidade e sua quantidade de interruptores, logo torna-se invalido a utilização, pois ocasionaria um maior volume para o protótipo. Outro fator negativo, é que neste conversor também é necessário um circuito de disparo isolado, pois os interruptores não se encontram no mesmo potencial, tornando-o mais volumoso e caro.

1.4.3 Conversor *Push-Pull*

Existe um número relevante de topologias do conversor *Push-Pull* em mercado, porém, o que será estudado encontra-se na Figura 10.

Figura 10 - Conversor *Push-Pull*.

Fonte: Do autor.

Conforme a topologia demonstrada na Figura 10, os interruptores S_1 e S_2 encontram-se no mesmo potencial, dispensando a necessidade de circuitos de disparo isolados, e além disso, este conversor em variadas aplicações pode atuar como elevador de tensão, onde o primário tem baixos níveis de tensão, tornando assim os circuitos de disparo simples e baratos.

Uma das principais características do conversor *Push-Pull* é o fato da transferência de energia para a saída ocorrer tanto no ciclo de magnetização quanto no de desmagnetização do núcleo do transformador, fazendo com que ocorra um melhor aproveitamento do núcleo, possibilitando utilizar um transformador de menor volume, facilitando assim a montagem do projeto (NETO, 2010).

Contudo, o *Push-Pull* por não precisar de circuito de disparo isolado, ter um bom aproveitamento do transformador e por poder atuar com uma potência de até $500W$ (BARBI, 2003), torna essa opção um pouco mais barata em relação as outras e pouco volumosa, sendo então uma possível topologia a ser utilizada no projeto.

1.4.4 Definição do Conversor

Com os três conversores discutidos anteriormente, opta-se por utilizar a topologia *Push-Pull*, devido a sua larga aplicação com baterias, simplicidade, robustez e versatilidade. Este conversor também é capaz

de suprir as características desejadas para a fonte previamente discutido no capítulo 1.4.

O projeto a ser realizado, é dividido em 7 capítulos.

No primeiro capítulo, tem-se uma breve introdução sobre a solda, demonstrando os principais métodos de soldagem, uma comparação dos conversores mais simples que podem ser utilizados em máquinas de solda, onde definiu-se pelo conversor *Push-Pull*.

O segundo capítulo trata-se de um estudo qualitativo do conversor *Push-Pull*, onde neste é feito um estudo detalhado do comportamento do conversor trazendo suas etapas de operação e também suas principais formas de ondas.

No terceiro capítulo é feito uma análise quantitativa do conversor *Push-Pull*, onde neste encontra-se os principais cálculos para o dimensionamento do mesmo.

O quarto capítulo, apresenta os cálculos do projeto, onde neste está presente a parte de potência, demonstrando o dimensionamento e o estudo do transformador, indutor e capacitor. Também tem-se o cálculo dos *Snubbers*, perdas sobre os interruptores e diodos e a estratégia de controle utilizada no conversor.

O quinto capítulo apresenta os principais resultados de simulação.

O sexto capítulo apresenta os resultados experimentais, onde os mesmos são obtidos após a montagem do protótipo, e através destes, irá se comprovar a validade do projeto.

Por fim, no sétimo capítulo tem-se as considerações finais do projeto, onde será feito um breve comentário relatando os resultados e a importância do mesmo para a sociedade.

2 FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

Nas seguintes seções deste capítulo, serão discutidas as etapas de operação do conversor, e serão demonstradas as formas de ondas que representam o funcionamento do conversor.

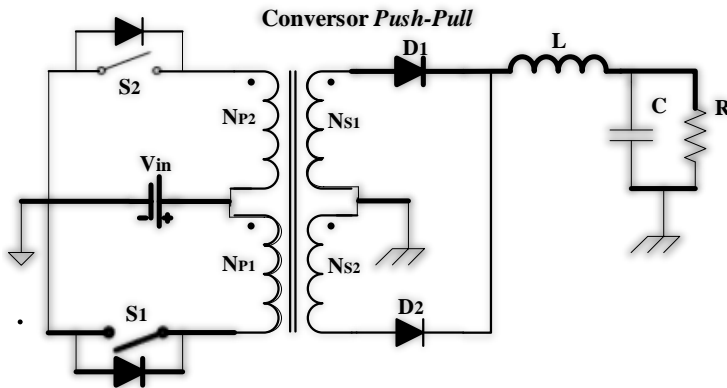
2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *PUSH-PULL*

Para a análise das etapas de operação do conversor *Push-Pull*, considerou-se o conversor atuando em modo contínuo, desta forma, a corrente do indutor de saída nunca chegará a zero. Levando em conta tal situação, o conversor possuirá quatro etapas de operação.

2.1.1 Primeira Etapa de Operação

Na primeira etapa de operação, que ocorre no período no ($0 \leq t \leq DT$), o interruptor S_1 é acionado e a tensão V_{in} é aplicada sobre N_{p1} , com isso a tensão que é refletida nos demais enrolamentos faz com que somente D_1 entre em condução, conforme é apresentado na Figura 11. Nesse instante, ocorre a carga linear do indutor L , realizando assim a transferência de potência para a carga.

Figura 11 - Primeira etapa de operação.

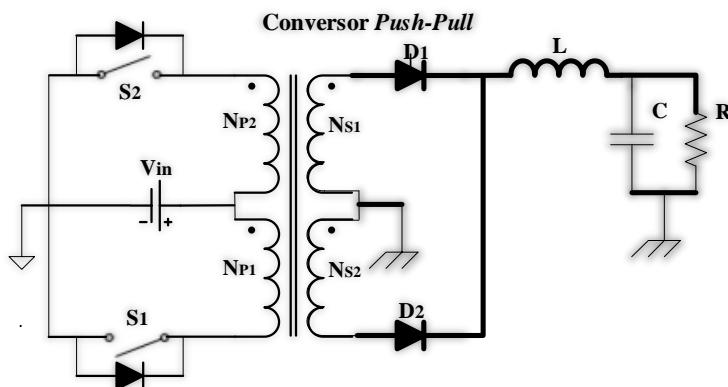


Fonte: Do autor.

2.1.2 Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação, presente na Figura 12 ocorre no período $\left(DT \leq t \leq \frac{T}{2}\right)$, onde os interruptores S_1 e S_2 estão abertos, fazendo com que não haja corrente circulando nos enrolamentos dos primários e que a tensão nos enrolamentos N_{p1} , N_{p2} , N_{s1} e N_{s2} seja nula. Com isso, a carga que foi absorvida pelo indutor L na etapa passada, é descarregada pelo mesmo, gerando uma corrente elétrica que é dividida entre os diodos D_1 e D_2 , onde ambos os circuitos possuirão a mesma impedância equivalente.

Figura 12 - Segunda etapa de operação.

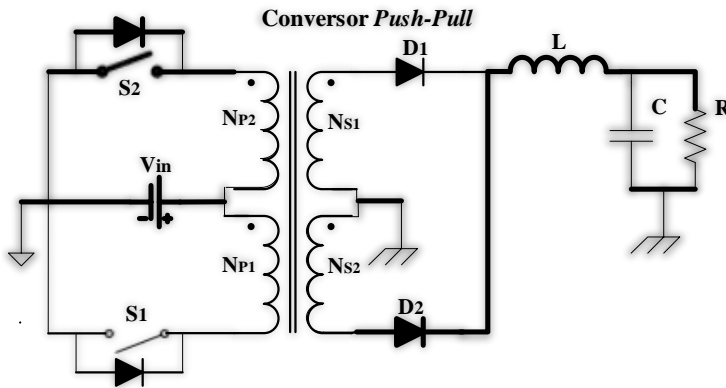


Fonte: Do autor.

2.1.3 Terceira Etapa de Operação

Esta etapa ocorre entre $\left(\frac{T}{2} \leq t \leq \left(\frac{1}{2} + D\right)T\right)$, onde S_2 é acionada, fazendo com que a tensão de entrada V_{in} seja aplicada em N_{p2} . Neste momento a tensão refletida nos demais enrolamentos faz com que somente D_2 entre em condução. Neste processo, ocorre a carga linear do indutor L, e por consequência a transferência de potência para a carga, conforme mostra a Figura 13.

Figura 13 - Terceira etapa de operação.



Fonte: Do autor.

2.1.4 Quarta Etapa de Operação

A quarta etapa de operação é similar a segunda etapa, ela ocorre no período entre $\left(\left(\frac{1}{2} + D\right)T \leq t \leq T\right)$, onde novamente os interruptores estão abertos, e com isso as tensões presentes nos indutores é zero. Assim como na segunda etapa de operação, Figura 12, a carga obtida pelo indutor L no terceiro passo de atuação do conversor, é descarregada, onde a corrente elétrica do indutor L se divide entre D_1 e D_2 .

2.2 FORMAS DE ONDA

Essencialmente, um transformador consiste em dois ou mais enrolamentos acoplados por meio de um fluxo magnético comum variável no tempo (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Sabe-se que o conversor *Push-Pull* por ser isolado, é acoplado magneticamente por tal elemento, porém este possui dois enrolamentos primários e dois secundários. Considerando a quantidade de espiras nos dois enrolamentos primários N_{P1} e N_{P2} iguais, e a mesma condição se sucede aos enrolamentos secundários N_{S1} e N_{S2} . A relação referente as espiras do transformador é demonstrada através da Equação (1).

$$\frac{V_{P1}}{V_{S1}} = \frac{V_{P2}}{V_{S2}} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{I_{S1}}{I_{P1}} = \frac{I_{S2}}{I_{P2}} = \frac{1}{n} \quad (1)$$

Para realizar uma análise mais detalhada dos principais elementos do conversor, as formas de ondas de corrente e tensão do conversor *Push-Pull* serão detalhadas no próximo subcapítulo.

2.2.1 Correntes e Tensões do Conversor *Push-Pull*

As principais correntes e tensões presentes no conversor a ser analisado, são demonstradas através da Figura 14 e da Figura 15, onde as correntes são apresentadas em linhas tracejadas, e as tensões em linhas contínuas.

A Figura 14 (a) apresenta os ciclos de operações dos interruptores S_1 e S_2 , onde cada um conduz pelo intervalo de DT . Vale ressaltar que o tempo de condução destes interruptores devem ser idênticos, garantindo que a corrente média de magnetização dos indutores acoplados seja realmente zero. Isso será possível realizando o controle por corrente ao invés de tensão, fato que será melhor apresentado posteriormente.

A Figura 14 (b) apresenta a corrente e a tensão presente no indutor de saída. Por estar em série com a carga, sua corrente média (I_{Lmed}) é a própria corrente média de saída. Já a tensão, por se tratar de um indutor, e por estar em regime permanente, sua tensão média é zero. Na primeira e terceira etapas a tensão sobre o mesmo é positiva ($V_{in}n - V_o$), onde n é da relação de espiras do transformador, produzindo um crescimento linear de sua corrente. Na segunda e quarta etapas de operação esta tensão é negativa ($-V_o$), com isso sua corrente decresce linearmente.

Na Figura 14 (c) tem-se a corrente e a tensão do diodo D_1 . Sua corrente é idêntica à corrente do enrolamento secundário L_{S1} , porém, para o enrolamento, devido as referências utilizadas, apresenta sinal invertido, visto que o diodo não conduz corrente negativa. A tensão elétrica sobre o diodo existe apenas na terceira etapa de operação, quando o mesmo não está conduzindo, e a tensão em seus terminais é o somatório da tensão dos dois enrolamentos secundário.

Na Figura 14 (d) são apresentados a corrente e a tensão do diodo D_2 . A corrente deste é similar à do enrolamento secundário L_{S2} . Isto ocorre pelo fato dos dois elementos se encontrarem em série no circuito. No diodo, a tensão é nula durante a segunda, terceira e quarta etapas,

porém, na primeira etapa, é a soma da tensão inversa dos dois enrolamentos secundários.

Na Figura 14 (e) são apresentados a corrente e a tensão no interruptor S_1 . A corrente elétrica quando existente, é a mesma corrente de carga refletida no primário. Conforme demonstra a imagem, a tensão é nula quando a interruptor encontra-se em condução. Quando os interruptores S_1 e S_2 encontram-se em aberto, a tensão sobre o interruptor S_1 que está sendo analisada é idêntica a tensão de entrada V_{in} . Durante a condução do outro interruptor S_2 , a tensão sobre o interruptor em análise dobra, passando de V_{in} para $2 \times V_{in}$.

A Figura 14 (f) apresenta a corrente e a tensão do interruptor S_2 , onde os valores e características são similares as do interruptor S_1 , seguindo o seu sinal de comando. Já a tensão presente no interruptor S_2 , os valores e características são similares as do interruptor S_1 , seguindo o seu sinal de comando.

A Figura 15 (a) trata-se do ciclo de operação, que já foi definido através da Figura 14 (a).

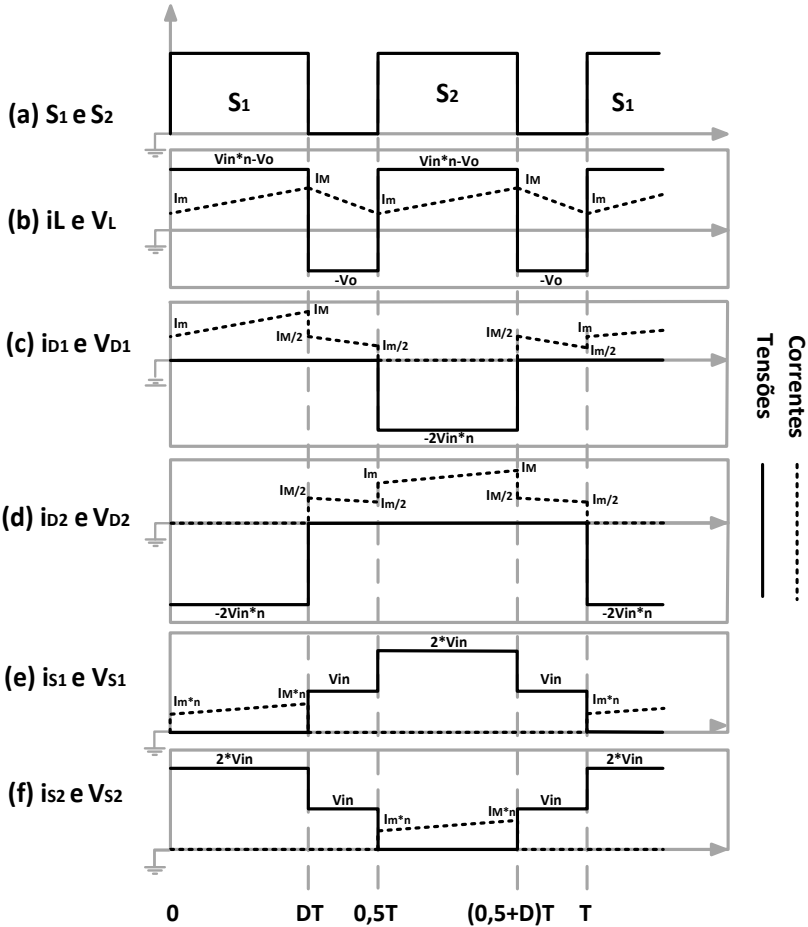
A Figura 15 (b) mostra a corrente e tensão do enrolamento primário inferior N_{p1} . Na segunda, terceira e quarta etapa, a corrente sobre o mesmo é nula. Na primeira etapa, a corrente elétrica é a mesma presente que na interruptor S_1 , pois devido à disposição do circuito, ela se encontra em série. Já a tensão no mesmo enrolamento é idêntica a V_{in} . Na terceira etapa de operação a tensão sobre N_{p1} é $-V_{in}$, porém, as tensões na segunda e quarta etapas de operação são nulas.

A Figura 15 (c) apresenta a tensão e a corrente do enrolamento primário N_{p2} . Na primeira etapa de operação a tensão de entrada V_{in} é aplicada sobre o mesmo. Como o circuito encontra-se em série com a interruptor S_2 , logo sua corrente é refletida no enrolamento primário com o sinal inverso, devido ao sentido de corrente. Na segunda e quarta etapa a tensão sobre todos os enrolamentos são zero, visto a ausência de corrente nos enrolamentos primários e divisão de corrente entre os dois enrolamentos secundários. Por fim, na terceira etapa de operação, a tensão sobre o mesmo será $-V_{in}$ e sua corrente nula.

A Figura 15 (d) apresenta a tensão e a corrente no enrolamento secundário N_{s1} . A tensão sobre o mesmo é a tensão do primário refletida, onde leva-se em conta as relações de espira. Quanto a corrente, na primeira etapa é a própria corrente do indutor de carga, e na segunda e quarta etapa metade da corrente de carga circula por este enrolamento, já na terceira etapa esta corrente é zero.

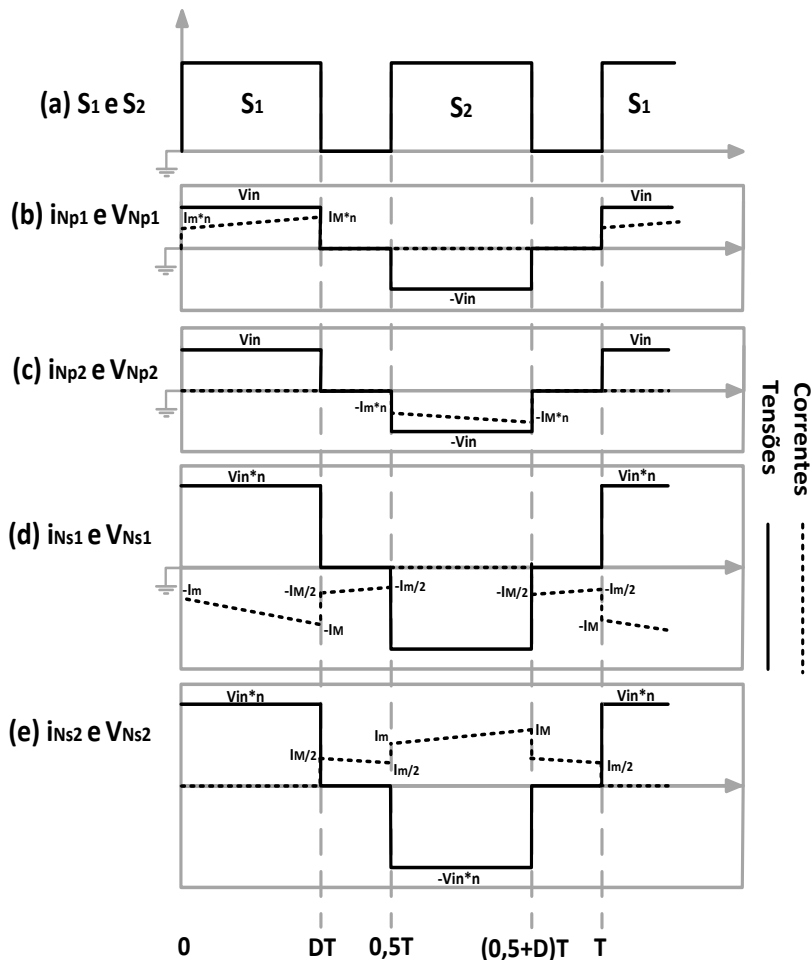
A Figura 15 (e) são apresentadas a corrente e a tensão do enrolamento secundário N_{s2} . A tensão é similar ao enrolamento N_{p2} , porém, leva-se em consideração a relação de espiras do transformador. Já a corrente durante a primeira etapa é zero, na segunda e quarta etapa similar ao N_{s1} sendo a metade da corrente do indutor de carga. Na terceira etapa a corrente é a mesma presente na carga.

Figura 14 - (a) Ciclos de operação dos interruptores S_1 e S_2 ; Correntes e tensões no :(b) Indutor; (c) Diodo 1; (d) Diodo 2; (e) Interruptor 1; (f) Interruptor 2;



Fonte: Do autor.

Figura 15 - (b) Enrolamento primário superior; (c) Enrolamento primário inferior; (d) Enrolamento secundário superior; (e) Enrolamento secundário inferior.



Fonte: Do autor.

3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

3.1 GANHO ESTÁTICO

Conforme citado anteriormente na seção 2.1, considera-se o conversor em condução contínua, onde a tensão média no indutor L com o conversor operando em regime permanente é zero, conforme mostra a Equação (2).

$$V_{Lmed} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(V_{in} \frac{N_S}{N_P} - V_o \right) dt + \int_{DT}^T -V_o dt \right] = 0 \quad (2)$$

Considerando isso, chega-se ao ganho estático do conversor *Push-Pull*, o qual depende diretamente da razão cíclica do mesmo, e também da relação de espiras do transformador, conforme demonstra a Equação (3).

$$\left(V_{in} \frac{N_S}{N_P} - V_o \right) DT - V_o \frac{(1-2D)T}{2} = 0 \rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_{in}} = 2D \frac{N_S}{N_P}} \quad (3)$$

3.2 ONDULAÇÃO DE CORRENTE DO INDUTOR DE CARGA

Sabe-se que no modo de condução contínua, a energia acumulada no indutor não é completamente transferida, isto é, o fluxo magnético no indutor não se anula, portanto, a corrente no indutor é contínua (LARICO, 2011), com isso, analisa-se a ondulação de corrente do indutor da carga através da equação da ondulação de corrente que circula através do mesmo:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (4)$$

Realizando uma análise do circuito presente na Figura 10, nota-se que $V_L = V_{in} \cdot \frac{N_S}{N_P} - V_o$, logo substituindo na Equação (4), obtêm-se a Equação (5).

$$V_{in} \frac{N_S}{N_P} - V_o = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (5)$$

Para encontrar a ondulação de corrente presente no indutor, é necessário correlacionar a Equação (3) com a (5). Realizando tal operação, obtêm-se então a expressão presente na Equação (6).

$$V_{in} \frac{N_s}{N_p} - V_{in} 2D \frac{N_s}{N_p} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (6)$$

Sabe-se que $\Delta t = t_1 - t_0 = D.T$, substituindo tais valores e isolando a ondulação de corrente, encontra-se a Equação (7).

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \frac{N_s}{N_p} D(1-2D)}{f_s L} \quad (7)$$

Com o objetivo de observar a máxima ondulação de corrente Δi_L no indutor L, deriva-se a Expressão (7) em função da razão cíclica D e igual a zero, logo, seu valor máximo ocorre no ponto onde a razão cíclica é dada através da Equação (8).

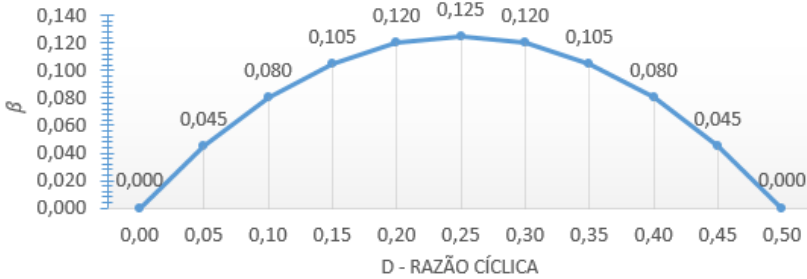
$$1-4D=0 \rightarrow \boxed{D=0,25} \quad (8)$$

Outra maneira de obter tal valor, é parametrizar a Equação (7) (BALASTERO, 2001), conforme demonstra a seguinte Expressão:

$$\beta = \frac{\Delta i_L f_s L}{V_{in} \frac{N_s}{N_p}} = D(1-2D) \quad (9)$$

Com a equação parametrizada é possível traçar o gráfico. O mesmo é apresentado através da Figura 16, onde também demonstra que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica $D = 0,25$, e o parâmetro $\beta = 0,125$.

Figura 16 - Ondulação da corrente parametrizada no indutor L.



Fonte: Do Autor.

3.3 ONDULAÇÃO DE TENSÃO DE SAÍDA

Sabe-se que o capacitor na saída serve para minimizar a ondulação de tensão causada pela ondulação de corrente (BALASTERO, 2001). No modo de condução contínua, a ondulação de tensão é calculada com ajuda da Equação (10), onde, considera-se que a corrente de saída I_o livre de ondulação.

$$\Delta IC = \Delta i_L \quad (10)$$

Considerando a razão cíclica de $D = 0,25$, e decompondo a ondulação de corrente através da série de Fourier, obtém-se a amplitude da componente fundamental presente na Equação (11).

$$IC = \frac{4\Delta i_L}{\pi^2} \quad (11)$$

Analisando a Expressão (11) pela Lei de Ohm, onde $V = IX_C$ e $X_C = \frac{1}{2\pi f_s C}$, obtém-se a Equação (12).

$$VC = IC \frac{1}{\omega C} = \frac{2\Delta i_L}{f_s \pi^2 C} \quad (12)$$

Substituindo a ondulação de corrente no indutor presente na Equação (7), na Equação (12), obtém-se a Expressão (13).

$$\Delta V_c = \frac{2V_m \frac{N_s}{N_p} D(1-2D)}{f_s^2 L \pi^3 C} = \frac{V_m \frac{N_s}{N_p}}{4f_s^2 \pi^3 CL} \quad (13)$$

3.4 ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Para qualquer projeto eletrônico é necessário fazer uma análise das correntes e tensões presentes nos componentes. Com tais dimensões determinadas, é possível selecionar os componentes adequados e realizar o cálculo de perdas neles.

3.4.1 Esforços nos Interruptores S_1 e S_2

Os interruptores são dimensionados através da corrente eficaz e tensão máxima aplicada no componente.

No conversor *Push-Pull*, os dois interruptores nunca devem conduzir corrente simultaneamente, ou seja, quando S_1 conduz, S_2 deve estar em corte. Nesta situação, a tensão de entrada V_{in} é inserida em um dos enrolamentos primários, e devido a fase desses enrolamentos, os terminais de S_2 são submetidos a uma tensão teórica de $2V_{in}$. Tal situação também ocorre em S_1 , quando o mesmo encontra-se em corte e S_2 conduzindo. Com tal situação, logo a tensão máxima presente nos interruptores é definida através da Equação (14).

$$V_{S_1-S_2(\max)} = 2V_{in} \quad (14)$$

É necessário dimensionar a tensão média do interruptor para verificar qual o nível de tensão média considerando todas as etapas de operação do conversor, logo com o auxílio da Figura 14, é possível determinar esta tensão de acordo com a Equação (15).

$$V_{S_1-S_2(\text{med})} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} 2V_{in} dt + 2 \int_{DT}^T V_{in} dt \right] = V_{in} \quad (15)$$

A corrente através dos interruptores pode ser definida através Expressão (16).

$$i_s = \begin{cases} I_o \cdot \frac{N_s}{N_p}, & \text{para } 0 < t \leq DT, \\ 0, & \text{para } DT < t \leq \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (16)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor, através da Expressão (16), e das formas de ondas obtidas através da Figura 14, encontra-se as definições das correntes média e eficaz dos interruptores, definidas através das Equações (17) e (18) respectivamente.

$$I_{S_1-S_2(\text{med})} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} I_o \frac{N_s}{N_p} dt = I_o \frac{N_s}{N_p} D \quad (17)$$

$$I_{S_1-S_2(\text{rms})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(I_o \frac{N_s}{N_p} \right)^2 dt} = I_o \frac{N_s}{N_p} \sqrt{D} \quad (18)$$

3.4.2 Esforços nos Diodos D_1 e D_2

Os diodos D_1 e D_2 são dimensionados através da sua corrente eficaz e tensão reversa máxima. Logo, quando os diodos estão cortados, a tensão reversa máxima que surge em seus terminais, é definida através da Equação (19):

$$V_{D_1-D_2(\text{max})} = 2V_{in} \frac{N_s}{N_p} \quad (19)$$

Por estarem em série com os enrolamentos do secundário, logo, a corrente eficaz que atravessa os diodos é a mesma corrente que atravessa tais enrolamentos, logo analisando a forma de onda presente na Figura 14, obtém-se então uma aproximação dada a partir da Equação (20).

$$i_D = \begin{cases} I_o, & \text{para } 0 < t \leq DT, \\ \frac{I_o}{2}, & \text{para } DT < t \leq \frac{T}{2}, \\ 0, & \text{para } \frac{T}{2} < t \leq \frac{T}{2} + DT, \\ I_o, & \text{para } \frac{T}{2} + DT < t \leq T \end{cases} \quad (20)$$

Através da Equação (20), obtém-se então a corrente média e eficaz dos diodos, dadas através das Equações (21) e (22) respectivamente.

$$I_{D_1-D_2}(\text{med}) = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_o dt + 2 \int_{DT}^{\frac{T}{2}} \frac{I_o}{2} dt \right] = \frac{I_o}{2} \quad (21)$$

$$I_{D_1-D_2}(\text{rms}) = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_o^2 dt + 2 \int_{DT}^{\frac{T}{2}} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 dt \right] = I_o \sqrt{D - \frac{(2D-1)}{4}} \quad (22)$$

3.4.3 Esforços nos Enrolamento N_{P1} e N_{P2}

Como citado anteriormente, no conversor *Push-Pull*, os dois interruptores nunca devem conduzir corrente simultaneamente, ou seja, quando S_1 conduz, S_2 deve estar em corte. Nesta situação, a tensão de entrada V_{in} encontra-se presente nos terminais dos enrolamentos primários. Logo com tal definição, a tensão nos enrolamentos primários do conversor é definida através da Equação (23).

$$V_{N_{P1}-N_{P2}(\text{max})} = V_{in} \quad (23)$$

Considerando a disposição do circuito do primário, nota-se que os mesmos encontram-se em série com os interruptores S_1 e S_2 , logo as correntes média e eficaz nos enrolamentos são similares a dos interruptores previamente definidas pelas Equações (17) e (18).

3.4.4 Esforços nos Enrolamentos N_{S1} e N_{S2}

A tensão máxima presente nos enrolamentos secundários, é a mesma que a do primário, presente na Equação (23), porém, refletida envolvendo a relação de espiras, conforme demonstra a Equação (24).

$$V_{N_{S1}-N_{S2}(\max)} = V_{in} \frac{N_S}{N_P} \quad (24)$$

As correntes média e eficaz presente nos enrolamentos secundário, são similares às do diodos devido a sua disposição no circuito, logo já foram previamente definidas através das presentes nas Equações (21) e (22).

$$I_{N_{S1}-N_{S2}(\text{med})} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_o dt + 2 \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{I_o}{2} dt \right] = \frac{I_o}{2} \quad (25)$$

$$I_{N_{S1}-N_{S2}(\text{rms})} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_o^2 dt + 2 \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 dt \right] = I_o \sqrt{D - \frac{(2D-1)}{4}} \quad (26)$$

3.4.5 Indutor de Saída L

Como a corrente média que circula no capacitor de saída é zero, logo a corrente média no indutor é igual a corrente de saída I_o conforme demonstra a Equação (27).

$$I_{L(\text{med})} = I_o \quad (27)$$

Como a ondulação de corrente no indutor é considerada relativamente baixa, inferior a 10%, logo define-se que a corrente eficaz sobre o indutor é aproximadamente a corrente média, que é similar ao valor da corrente de saída, conforme demonstra a Equação (28).

$$I_{L(\text{rms})} \approx I_{L(\text{med})} \approx I_o \quad (28)$$

4 PROJETO

O projeto trata-se de um conversor *Push-Pull*, onde o mesmo terá como características uma potência de 500W, onde foi projetado para uma corrente de saída de 100A com uma tensão média de saída de 5V. Esses valores foram definidos de acordo com a necessidade do arco elétrico de possuir uma corrente elevada quando ele está próximo da condição de curto circuito, logo, deve-se dimensionar o circuito de acordo com essa especificação. O Transformador em questão é um elevador, onde o eletrodo quando trabalhando em vazio, deve possuir uma tensão capaz de gerar o arco elétrico, onde essa tensão será a tensão de patamar do enrolamento secundário. Os interruptores utilizados são do tipo Mosfet, e sua alimentação de entrada, trata-se de uma bateria automotiva de 12V com uma pequena impedância nos terminais. O projeto deve é garantir que a corrente drenada pela fonte seja contínua, ou seja, deve possuir uma corrente pulsante que é gerenciada por capacitores. As especificações do projeto podem ser visualizadas através da Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações do projeto.

<i>Tensão de Entrada</i>	$V_{in} = 12 \pm 10\%$
<i>Tensão Média de Saída</i>	$V_o = 5 \text{ V}$
<i>Ondulação de Tensão de Saída</i>	$\Delta V_o = \Delta V_c \leq 10\%$
<i>Tensão do Enrolamento Secundário</i>	$V_{Sec} = 40 \text{ V}$
<i>Corrente de Saída</i>	$I_o = 100 \text{ A}$
<i>Ondulação de Corrente no Indutor de Saída</i>	$\Delta i_L \leq 10\%$
<i>Frequência de Chaveamento</i>	$F_S = 50 \text{ kHz}$

Com os dados do projeto especificados, torna-se possível calcular a relação de espiras do transformador a ser utilizado, onde a mesma dada através da Equação (29).

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}}{V_{Sec}} = \frac{12}{40} \rightarrow \boxed{\frac{N_p}{N_s} = 0,3} \quad (29)$$

Para cálculos futuros, será necessário utilizar o inverso da Equação (29), para facilitar, logo define-se tal valor na seguinte Equação:

$$\frac{N_s}{N_p} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^{-1} \rightarrow \boxed{\frac{N_s}{N_p} \approx 4} \quad (30)$$

Com o valor de relação de espiras do transformador presente na Equação (29) e através da Equação (3), onde é definido o ganho estático do conversor, é possível então encontrar a razão cíclica em que o conversor irá atuar, conforme demonstra a Equação (31).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2D \frac{N_s}{N_p} \rightarrow D = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{V_{in}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \right) \rightarrow \boxed{D = 0,0625} \quad (31)$$

4.1 ESFORÇOS NOS COMPONENTES DE POTÊNCIA

De acordo com os dados fornecidos pelo projeto, e com as análises realizadas na seção 3.4, é possível então calcular os esforços nos componentes presente no conversor *Push-Pull*. O estudo detalhado das Equações utilizadas nos próximos subcapítulos da seção 4.1, já foram realizadas na mesma seção de análise, logo, os valores representados serão mais breves.

4.1.1 Tensões e Correntes nos Interruptores S_1 e S_2

As tensões máxima e média presente nos interruptores S_1 e S_2 , encontram-se nas Equações (32) e (33) respectivamente.

$$V_{S_1-S_2(\max)} = 2V_{in} \rightarrow \boxed{V_{S_1-S_2(\max)} = 2 \times 12 = 24V} \quad (32)$$

$$V_{S_1-S_2(\text{med})} = V_{in} \rightarrow \boxed{V_{S_1-S_2(\text{med})} = 12V} \quad (33)$$

As correntes média e eficaz nos interruptores S_1 e S_2 , encontram-se nas Equações (34) e (35) respectivamente.

$$I_{S_1-S_2(\text{med})} = I_o \frac{N_s}{N_p} D \rightarrow \boxed{I_{S_1-S_2(\text{med})} = 100 \times 4 \times 0,0625 = 25A} \quad (34)$$

$$I_{S_1-S_2(\text{rms})} = I_o \frac{N_S}{N_P} \sqrt{D} \rightarrow \boxed{I_{S_1-S_2(\text{rms})} = 100 \times 4 \sqrt{0,0625} = 100A} \quad (35)$$

4.1.2 Tensão e Correntes nos Diodos D_1 e D_2

A tensão reversa máxima nos diodos de saída é apresentado através da Equação (36).

$$V_{D_1-D_2(\text{max})} = 2V_{in} \frac{N_S}{N_P} \rightarrow \boxed{V_{D_1-D_2(\text{max})} = 2 \times 12 \times 4 = 96V} \quad (36)$$

As correntes média e eficaz, que atravessam os terminais dos diodos D_1 e D_2 , são obtidas através das Equações (37) e (38) respectivamente.

$$I_{D_1-D_2(\text{med})} = \frac{I_o}{2} \rightarrow \boxed{I_{D_1-D_2(\text{med})} = \frac{100}{2} = 50A} \quad (37)$$

$$I_{D_1-D_2(\text{rms})} = I_o \sqrt{D - \frac{(2D-1)}{4}} = \boxed{100 \sqrt{0,0625 - \frac{(2 \times 0,0625 - 1)}{4}} = 53,03A} \quad (38)$$

4.2 ESFORÇOS NOS ENROLAMENTOS

4.2.1 Tensão e Correntes nos Enrolamentos Primários N_{P1} e N_{P2}

Conforme comentado anteriormente, na seção 3.4.3, a máxima tensão presente nos terminais dos enrolamentos primários é V_{in} , substituindo o valor na Equação (23), obtém-se a Equação (39).

$$V_{N_{P1}-N_{P2}(\text{max})} = V_{in} \rightarrow \boxed{V_{N_{P1}-N_{P2}(\text{max})} = 12V} \quad (39)$$

Como os enrolamentos encontram-se em série com os interruptores S_1 e S_2 , logo, eles possuem as mesmas correntes média e Eficaz, conforme demonstra as Equações (40) e (41).

$$I_{N_{p1}-N_{p2}(\text{med})} = I_o \frac{N_s}{N_p} D \rightarrow \boxed{I_{N_{p1}-N_{p2}(\text{med})} = 100 \times 4 \times 0,0625 = 25 A} \quad (40)$$

$$I_{N_{p1}-N_{p2}(\text{rms})} = I_o \frac{N_s}{N_p} \sqrt{D} \rightarrow \boxed{I_{N_{p1}-N_{p2}(\text{rms})} = 100 \times 4 \times \sqrt{0,0625} = 100 A} \quad (41)$$

4.2.2 Tensão e Corrente nos Enrolamentos Secundários N_{s1} e N_{s2}

Sabe-se que a tensão presente nos terminais dos enrolamentos secundários é a mesma presente no primário, porém, refletido conforme a relação de espiras entre o primário e o secundário. Logo substituindo os valores na Expressão (24), obtém-se a tensão máxima presente nos enrolamentos secundários, presente na Equação (42).

$$V_{N_{s1}-N_{s2}(\text{max})} = V_{in} \frac{N_s}{N_p} \pm 10\% \rightarrow \boxed{V_{N_{s1}-N_{s2}(\text{max})} = 12 \times 4 = 48V} \quad (42)$$

Como os enrolamentos encontram-se em série com os diodos D_1 e D_2 , logo possuem as mesmas correntes média e eficaz, conforme demonstra as Equações (43) e (44).

$$I_{N_{s1}-N_{s2}(\text{med})} = \frac{I_o}{2} \rightarrow \boxed{I_{N_{s1}-N_{s2}(\text{med})} = \frac{100}{2} = 50 A} \quad (43)$$

$$I_{N_{s1}-N_{s2}(\text{rms})} = I_o \sqrt{D - \frac{(2D-1)}{4}} = \boxed{100 \sqrt{0,0625 - \frac{(2 \times 0,0625 - 1)}{4}}} = 53,03 A \quad (44)$$

4.3 DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA

Após definidos os esforços de todos os componentes, pode-se então fazer a seleção dos mesmos, conforme será mostrado nos subcapítulos seguintes.

4.3.1 Interruptores da Ponte Inversora

Os interruptores necessitam ter uma tensão de bloqueio superior à 24V e a frequência de operação de no mínimo 50kHz. Visto esta alta frequência de operação, a baixa tensão e a alta corrente eficaz (100A), seleciona-se um *Mosfet* de uso automotivo *IRF3205* o qual possibilita correntes altas de 80A à 100°C, tensão máxima de *breakdown* de 55V, baixa resistência de condução e o encapsulamento do tipo *TO220AB*. Nota-se que a corrente de 80A não é suficiente para suportar a corrente no primário do transformador. Portanto, com a intenção de reduzir as perdas nos interruptores, opta-se por utilizar 3 *Mosfests* em paralelo.

Tabela 3 – Características do transistor *IRF3205*.

Tensão de Breakdown	$V_{DSS} = 55V$
Resistência entre dreno e fonte	$R_{DS(on)} = 8m\Omega$,
Temperatura de Junção Máxima	$T_{j(Max)} = 175^{\circ}C$
Corrente de pico máxima	$I_{DM} = 390A$

4.3.2 Diodos do Secundário

Os diodos nessa aplicação devem ter baixo tempo de recuperação reversa, visto a alta frequência de chaveamento. Além disso, a queda de tensão em condução deve ser minimizada, visto que a tensão de saída é baixa, enquanto a corrente é consideravelmente elevada. Sendo assim, caso essa queda não seja reduzida, ocorrerão grandes erros na tensão de saída, bem como, grandes perdas térmicas.

A tensão de bloqueio deve ser superior à 96V e a capacidade de corrente média superior à 50A e corrente eficaz à 53A. Desta forma, define-se o diodo *APT30D100B*.

Suas principais características são demonstradas através da Tabela 4. Nota-se que ele não suporta a corrente necessária para o projeto, por esse motivo, optou-se por utilizar três diodos em paralelo, reduzindo em 1/3 a corrente para cada componente.

Tabela 4 – Características do diodo *APT30D100B*.

Corrente Média de Condução	$I_{F(AV)} = 30A$
-----------------------------------	-------------------

Tensão Reversa de pico Repetitiva	$V_{RRM} = 1000V$
Temperatura de Junção Máxima	$T_{j(Max)} = 175^{\circ}C$
Tensão de Condução	$V_{F(typ)} = 0,7V$
Tempo de Recuperação Reversa	$t_{rr} = 29ns$

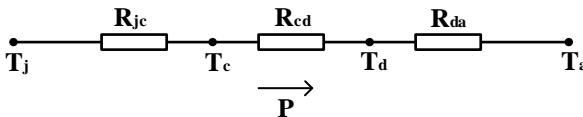
4.4 MODO DE DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR

Quando uma corrente circula em um componente, a mesma produz perdas, tanto em condução quanto na comutação. Esse calor deve ser transferido para o ambiente, caso contrário, a temperatura da junção se eleva acima dos limites máximos permitidos e provoca a falha do componente (BARBI, 2012). A corrente máxima possível em um diodo de potência ou em uma chave é limitada apenas pela temperatura de junção.

Assim, a escolha do dissipador e o cálculo das perdas em um componente são de importância prática fundamental.

Para o cálculo térmico, emprega-se o circuito equivalente apresentado na Figura 17.

Figura 17 - Circuito Térmico Equivalente de um Componente.



Fonte: Do autor.

Considerando então a Figura 17, é possível obter o cálculo térmico de um componente semicondutor, que é apresentado através da Expressão (45).

$$T_j - T_a = R_{ja} \cdot P_T \quad (45)$$

Onde R_{ja} é resistência junção ambiente, que é definida através da expressão (46).

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \quad (46)$$

Substituindo a equação (46) na equação (45), tem-se a resistência necessária do dissipador a ser utilizado, conforme demonstra a equação (47).

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a - P_T \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{P_T} \quad (47)$$

As resistências térmicas, geralmente são denominados pelo *datasheet* do semiconductor do fabricante.

4.5 CÁLCULO TÉRMICO DOS INTERRUPTORES

Sabe-se que as perdas presentes nos interruptores são compostas por esforços de comutação e condução. Visando reduzir tais perdas, utiliza-se interruptores em paralelo, o que deve garantir a mínima perda nos mesmos.

A perda por comutação para o conversor *Push-Pull* em condução contínua é definida através da expressão (48).

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot i_{p(max)} \cdot V_{snubber} \quad (48)$$

A corrente de pico do primário do transformador, nada mais é do que a corrente de saída refletida a esse enrolamento, conforme demonstra a equação (49).

$$i_{p(max)} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} = 100 \cdot 4 = 400A \quad (49)$$

Conforme especificado no subcapítulo 4.3.1, os interruptores selecionados para o projeto foram do modelo *IRF3205*. Através dos dados presente em seu *datasheet* tem-se $t_r = 101ns$ e $t_f = 65ns$, logo, é possível determinar a perda por comutação substituindo os devidos valores na Expressão (48), conforme mostra a Equação (50).

$$P_{com} = \frac{50k}{2} \cdot (101n + 65n) \cdot 400 \cdot 30 = 49,8W \quad (50)$$

Tendo as perdas por comutação, é necessário também encontrar as perdas provenientes da condução, onde a mesma é apresentado através da Equação (51), sendo $R_{DS(on)} = 8m\Omega$, obtido através do *datasheet* do componente.

$$P_{cond} = I_{s1-s2(rms)}^2 \cdot R_{DS(on)} \rightarrow \boxed{P_{cond} = 100^2 \cdot 8m = 80W} \quad (51)$$

Com as perdas por comutação e condução já definidas através das Equações (50) e (51) respectivamente, logo é possível determinar a potência total presente no interruptor, conforme mostra a Equação (52).

$$P_T = P_{com} + P_{cond} \rightarrow \boxed{P_T = 49,6 + 80 = 129,6W} \quad (52)$$

A perda total em cada interruptor é de aproximadamente 129,6W. Somando as perdas nos dois interruptores, tem-se 259,2W, o que inviabilizaria o conversor, pois as perdas seriam muito elevadas.

Para limitar as perdas nos interruptores, e por consequência elevar o rendimento do conversor como um todo, tem-se duas alternativas: escolher um interruptor com menor resistência r_T ou associar interruptores em paralelo.

Para o conversor em questão, optou-se pela segunda alternativa. Foram associados 3 interruptores em paralelo. Logo, para essa nova configuração, calcula-se novamente as perdas.

As perdas em condução são dadas por:

$$P_{cond} = \left(\frac{I_{s1-s2(rms)}}{3} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} \rightarrow \boxed{P_{cond} = \left(\frac{100}{3} \right)^2 \cdot 8m = 8,8W} \quad (53)$$

Já as perdas devido à comutação, substituindo os valores na Equação (48) são:

$$\boxed{P_{com} = \frac{50k \cdot (101n + 65n) \cdot 400 \cdot 30}{2 \cdot 3} = 16,6W} \quad (54)$$

Logo, com as perdas por comutação e condução encontradas. É possível encontrar as perdas, obtida através da Equação (55).

$$P_T = P_{com} + P_{cond} \rightarrow \boxed{P_T = 16,6 + 8,88 = 25,48W} \quad (55)$$

Como irá ser utilizado 3 interruptores associados em paralelo, as perdas em cada interruptor foram reduzidas à aproximadamente 25,48W por interruptor, como serão utilizados 6 interruptores, a perda total nos interruptores será de aproximadamente 152,88W.

4.5.1 Dissipador dos Interruptores

Considerando a temperatura ambiente como $T_a = 40^\circ C$, a temperatura de junção máxima de $T_j = 130^\circ C$, e os dados obtidos através do *datasheet*, onde a resistividade térmica entre cápsula e o dissipador é de $R_{cd} = 0,5^\circ C/W$, e a resistência térmica entre a junção e a capsula é de $R_{jc} = 0,75^\circ C/W$, é possível então obter a resistência térmica máxima do dissipador necessário para cada interruptor. Substituindo esses valores na Expressão (47), tem-se que:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a - P_T \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{P_T} = \frac{130 - 40 - 25,48 \cdot (0,5 + 0,75)}{25,48} = 2,28^\circ C/W \quad (56)$$

O valor encontrado acima, conforme dito anteriormente, refere-se à resistência térmica máxima do dissipador necessário para cada interruptor. Opta-se por utilizar dois dissipadores para todos os interruptores, onde cada um irá suportar 3 interruptores, logo basta dividir o valor obtido através da Equação (56) pelo número de interruptores em cada dissipador. Assim tem-se que:

$$\boxed{R_{da} = \frac{R_{da}}{3} = \frac{2,28}{3} = 0,76^\circ C/W} \quad (57)$$

4.6 CÁLCULO TÉRMICO NOS DIODOS

Para os diodos, optou-se pelo uso do modelo *Apt30d100b*, onde também foi definido utilizar três em paralelo. Assim as perdas nos diodos são definidas através da expressão (58).

$$P_{\text{diodo}} = \frac{I_{D1-D2(\text{med})}}{3} \cdot V_{TO} + \left(\frac{I_{D1-D2(\text{rms})}}{3} \right)^2 \cdot r_T \quad (58)$$

Através do *datasheet* do componente, tem-se que $V_{TO} = 0,7$ e $rT = 5m\Omega$, logo substituindo tais valores e os valores das correntes média e eficaz, definido anteriormente através das equações (37) e (38), na expressão (58), tem-se as perdas em cada diodo presente na Equação (59).

$$P_{\text{diodo}} = \frac{50}{3} \cdot 0,7 + \left(\frac{53,03}{3} \right)^2 \cdot 5m = 13,06W \quad (59)$$

Como irá ser utilizado 3 diodos em paralelo, as perdas em cada diodos é de aproximadamente 13,06W, como serão utilizados 6, a perda total nos diodos será de aproximadamente 78,37W, o que é aceitável para esse conversor.

4.6.1 Dissipador dos Diodos

Considerando a temperatura ambiente como $T_a = 40^\circ C$, a temperatura de junção máxima de $T_j = 175^\circ C$, e os dados obtidos através do *datasheet*, onde a resistência térmica entre cápsula e o dissipador é de $R_{cd} = 0,4^\circ C/W$, e a resistência térmica entre a junção e a capsula é de $R_{jc} = 0,61^\circ C/W$, é possível então obter a resistência térmica máxima do dissipador necessário para cada diodo. Substituindo esses valores na Expressão (47), tem-se que:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a - P_{\text{diodo}} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{P_T} = \frac{130 - 40 - 13,06 \cdot (0,4 + 0,61)}{13,06} = 5,88^\circ C/W \quad (60)$$

O valor encontrado acima, trata-se da resistência térmica máxima do dissipador necessário para cada encapsulamento. Opta-se por utilizar dois dissipadores onde cada um irá suportar 3 diodos, logo basta dividir o valor obtido através da Equação (60) pelo número de diodos por dissipador. Assim tem-se que:

$$\boxed{R_{da} = \frac{R_{da}}{3} = \frac{5,88}{3} = 1,96^{\circ}C / W} \quad (61)$$

4.7 CAPACITOR DE ENTRADA

Em circuitos que utilizam baterias como fonte de alimentação, a corrente em que é drenada pelas baterias devem ser constante, permitindo assim uma maior durabilidade e confiabilidade da mesma. Para que isso ocorra, é necessário a inserção de capacitores de desacoplamento, visando absorver toda e qualquer oscilação de corrente. É necessário então calcular esse capacitor, para tal, deve-se utilizar os as características previstas no projeto.

Inicialmente, deve-se calcular a corrente média de entrada do conversor, onde é definida através da seguinte equação:

$$I_{in(med)} = \frac{2}{T} \int_0^{DT} I_{p(max)} dt = 2 \cdot I_{p(max)} \cdot D \quad (62)$$

A corrente de pico no primário do transformador já foi definida através da equação (49). Substituindo os valores na equação acima, tem-se que a corrente média de entrada é:

$$I_{in(med)} = 2 \cdot 100 \cdot 4 \cdot 0,0625 \rightarrow \boxed{I_{in(med)} = 50A} \quad (63)$$

Considera-se a corrente na bateria constante, logo, sua corrente média, assim como sua corrente eficaz, deve ser idêntica a corrente média de entrada do conversor, conforme mostra a equação (64).

$$I_{in(med)} = I_{Bat(med)} = I_{Bat(rms)} = 50A \quad (65)$$

Tendo a corrente eficaz d bateria, é necessário determinar a corrente eficaz de entrada, onde é definida através da equação (66).

$$I_{in(rms)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{DT} \left(I_o \frac{N_s}{N_p} \right)^2 dt} = I_o \frac{N_s}{N_p} \sqrt{2 \cdot D} \quad (66)$$

Substituindo os valores na equação acima, tem-se que a corrente eficaz de entrada é:

$$I_{in(rms)} = 100 \cdot 4 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,0625} \rightarrow \boxed{I_{in(rms)} = 141,42A} \quad (67)$$

Com as correntes de bateria e de entrada eficaz obtidas através das equações (65) e (67) respectivamente, logo é possível calcular a corrente eficaz em que irá circular no capacitor que será inserido em paralelo, conforme demonstra a equação (68).

$$I_{C(rms)} = \sqrt{I_{in(rms)}^2 - I_{Bat(rms)}^2} \rightarrow \boxed{I_{C(rms)} = \sqrt{141,42^2 - 50^2} = 132,28A} \quad (68)$$

Considerando que a corrente de pico no capacitor de entrada seja igual a corrente de pico do primário do transformador, definida através da equação (39), logo, através da equação de corrente de capacitores abaixo define-se a capacitância necessária para manter a tensão na bateria constante.

$$C_{in} = I_{Cin} \cdot \frac{dv}{dt} = I_{Cin_pico} \cdot \frac{D}{V_{in} \cdot f_s} \rightarrow \boxed{C_{in} = 400 \cdot \frac{0,0625}{12 \cdot 50k} = 42\mu F} \quad (69)$$

4.7.1 Definição do Capacitor de Entrada C_{in}

Sabe-se que a corrente que circula pelo capacitor de desacoplamento é elevada, conforme mostra a Equação (68). A capacitância calculada é de 42uF logo, portando, seleciona-se capacitores da *Epcos* do modelo B32669 de 8uF. O capacitor selecionado é de polipropileno e suporta até 13A em alta frequência . Nesta definição, a decisão do número de componentes a ser utilizado, se dá pela corrente eficaz a ser atendida, ou seja, a capacitância acaba sendo uma consequência do circuito. Portanto, opta-se por utilizar 14 componentes em paralelo, resultando em uma capacitância equivalente de $C_{in} = 112\mu F$.

4.8 PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR

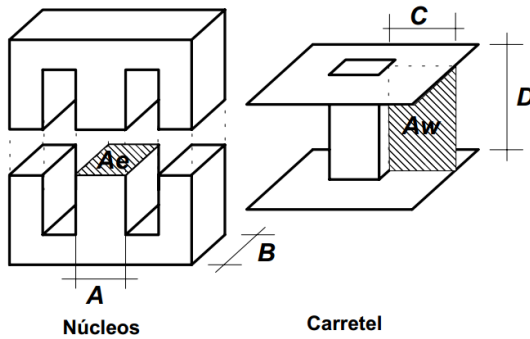
Os parâmetros a serem considerados no transformador é apresentado na Tabela 5, onde k_t é um fator que depende da topologia do conversor, onde para topologia *Push-pull* considera-se $k_t = 1$, o fator de enrolamento de janela para este mesmo conversor é $k_w = 0,4$ e o de ocupação do primário $k_p = 0,25$.

Tabela 5- Parâmetros do transformador.

<i>Densidade de Fluxo Máxima</i>	$B_{max} = 0.11 T$
<i>Densidade de Corrente Máxima</i>	$J_{max} = 500A/Cm^2$
<i>Fator do Conversor</i>	$k_t = 1$
<i>Fator de Enrolamento de Janela</i>	$k_w = 0.4$
<i>Fator de Ocupação do Primário</i>	$k_p = 0,25$
<i>Potência de Saída</i>	$P_o = 500W$
<i>Frequência de Operação</i>	$f_s = 50kHz$
<i>Máxima Razão Cíclica</i>	$D_{max} = 0,084$
<i>Tensão Mínima de Entrada</i>	$V_{in(min)} = 10,8V$
<i>Rendimento</i>	$\eta = 90\%$

O transformador é normalmente dimensionado pela potência máxima processada, que é a mesma que a da saída conversor. Para os cálculos, deve-se considerar a utilização de núcleos de ferrite do tipo E, sendo é necessário realizar o produto entre a área de perna central (A_e) e a área da janela do carretel (A_w) para dimensioná-lo. Essas áreas são demonstradas através da Figura 18.

Figura 18 - Núcleo e Carretel do Tipo E.



Fonte: (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Logo, utilizando os dados fornecidos através da Tabela 5, é possível então calcular produto entre as áreas A_e e A_w , conforme demonstra a Expressão (70), onde a potência P_o é dada em Watts (W), a densidade de fluxo B_{max} em Tesla (T) e densidade de corrente J em $\frac{A}{cm^2}$ (DIXION, 2001) (PRESSMAN, 1991) (COELHO, 2006).

$$A_e A_w = \left(\frac{P_o \cdot 10^4}{k_t \cdot k_p \cdot k_w \cdot J \cdot B_{max} \cdot f_s \cdot \eta} \right)^{1,143} \quad (70)$$

Substituindo os valores presente na Tabela 5 na Expressão (70), define-se então o produto entre as áreas através da Equação (71).

$$A_e A_w = \left(\frac{500 \times 10^4}{1 \cdot 0,25 \cdot 0,4 \cdot 500 \cdot 0,1 \cdot 50k \cdot 0,90} \right)^{1,143} = 31,06 cm^4 \quad (71)$$

Com o valor do produto das áreas obtido através da Equação (71), logo, é possível determinar as especificações do núcleo do transformador e do seu respectivo carretel. Considerando os componentes presente no laboratório, optou-se por utilizar um núcleo de ferrite NEE-65/33/26 e três núcleos do mesmo elemento NEE-65/33/13 da Thornton em conjunto, onde realizando o somatório das áreas, tem-se $A_e = 13,3 cm^2$, e $A_w = 5,47 cm^2$.

4.8.1 Definição do Número de Espiras do Transformador

Com valores das áreas definido, logo é possível determinar o número de espiras do elemento primário do transformador através da Equação (72).

$$N_p = \frac{V_{in(min)}}{B_{max} \cdot f \cdot A_e} \times 10^4 \rightarrow N_p = \frac{10,8}{0,11 \cdot 50.000 \cdot 13,3} \times 10^4 \approx 1 \text{ espira} \quad (72)$$

Utilizando a relação de espiras presente na Equação (29), define-se a quantidade de espiras presente no secundário, conforme demonstra a Equação (73).

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}}{V_{Sec}} \rightarrow N_s = \frac{N_p \cdot V_{Sec}}{V_{in}} = \frac{1 \cdot 40}{12} \approx 4 \text{ espiras} \quad (73)$$

4.8.2 Seções dos Condutores do Transformador

As seções dos condutores do primário e secundário são definidas respectivamente pelas Equações (74) e (75), onde a densidade de corrente máxima foi definida através da Tabela 5, e as correntes primária e secundária, através das Equações (41) e (44) respectivamente.

$$S_p = \frac{I_{Np(rms)}}{J_{max}} \rightarrow S_p = \frac{100}{500} = 0,200 \text{ cm}^2 \quad (74)$$

$$S_s = \frac{I_{Ns(rms)}}{J_{max}} \rightarrow S_s = \frac{53,06}{500} = 0,106 \text{ cm}^2 \quad (75)$$

Para a utilização de condutores em altas frequências deve-se levar em conta o efeito pelicular (*skin effect*). Sabe-se que a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área

efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado.

O valor da profundidade de penetração pode ser obtido através da Expressão (76).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_o}} \rightarrow \Delta = \frac{7,5}{\sqrt{50000}} = 0,03354 \text{ cm}^2 \quad (76)$$

Com isso, o condutor a ser utilizado, não deve possuir um diâmetro superior à 2Δ .

Respeitando essa regra, e com a seção do cobre definida, pode-se então definir qual a espessura do fio de cobre poderá ser utilizado. Para o transformador presente, utilizou-se o fio AWG26, onde sua seção é de $S_{26} = 0.001308 \text{ cm}^2$. Com isso, é possível calcular o número de condutores em paralelo a ser utilizado no primário e no secundário, através das Equações (77) e (78) respectivamente.

$$N_{p1_p2} = \frac{S_p}{S_{26AWG}} \rightarrow N_{p1_p2} = \frac{0,200}{0,001308} = 152 \text{ condutores} \quad (77)$$

$$N_{s1_s2} = \frac{S_s}{S_{26AWG}} \rightarrow N_{s1_s2} = \frac{0,106}{0,001308} = 81 \text{ condutores} \quad (78)$$

Os resultados obtidos anteriormente nas Equações (77) e (78), são para apenas um único cabo. Porém, para a melhor execução do projeto, esse único cabo foi dividido em vários cabos com condutores em paralelo, onde o somatório total desses seja diâmetro igual aos diâmetros total do primário e secundário. No caso para o primário definiu-se 11 cabos com 14 condutores em paralelos, e no secundário 5 cabos com 16 condutores em paralelo, como é demonstrado através das Equações (79) e (80) respectivamente.

$$N_{cond_primario} = \frac{N_{p1_p2}}{14} \rightarrow N_{cond_primario} = \frac{152}{14} \approx 11 \text{ condutores} \quad (79)$$

$$N_{cond_secundário} = \frac{N_{s1_s2}}{16} \rightarrow N_{cond_secundário} = \frac{81}{16} \approx 5 \text{ condutores} \quad (80)$$

4.8.3 Possibilidade de Execução do Transformador

Obtidos o número de espiras do primário, e do secundário, presentes nas equações (72) e (73), e também o número de condutores dos mesmos presentes nas Equações (79) e (80), é possível então calcular o fator de ocupação, que é definido através da Expressão (81).

$$Aw_{necessário} = 2 \times \frac{S_{26AWG} (N_p \cdot N_{p1_p2} + N_s \cdot N_{s1_s2})}{k_w} \quad (81)$$

Nota-se que a Expressão (81) possui um multiplicador igual a dois, isso ocorre devido a presença de dois primários e dois secundários, que é característica dos transformadores do conversor *Push-Pull*. Então, substituindo os devidos valores na Expressão anterior, logo, obtém-se a definição da área de janela do núcleo necessária para a realização do projeto, conforme demonstra a Equação (82).

$$Aw_{necessário} = 2 \times \frac{0,001308 \cdot (1 \cdot 152 + 4 \cdot 81)}{0,5} = 2,49 \text{ cm}^2 \quad (82)$$

Tendo o $A_w = 5,47 \text{ cm}^2$ denominado anteriormente, é possível calcular o fator de ocupação, determinada pela Equação (83).

$$K_{ocupação} = \frac{Aw_{necessário}}{A_w} \rightarrow K_{ocupação} = \frac{2,49}{5,47} = 0,455 \quad (83)$$

Com o resultado obtido através da Equação (83), nota-se que é possível realizar o projeto físico do transformador.

4.8.4 Perdas do Transformador

As perdas nos transformadores podem ser classificadas como Perda no Núcleo ou Perda de Excitação (P_{NL}), Perda em Carga ou Perda nas Impedâncias (P_{LL}) e Perda Total (P_{Total}) que é a soma das Perdas no Núcleo e em Carga (IEEE, C57-110-1998), conforme a expressão (84).

$$P_{Total} = P_{NL} + P_{LL} \quad (84)$$

As perdas do cobre presente nos enrolamentos, é definida através da expressão (85).

$$P_{LL} = 2 \left(N_P \cdot R_P \cdot I_{N_{P1}-N_{P2}(\text{rms})}^2 + N_S \cdot R_S \cdot I_{N_{S1}-N_{S2}(\text{rms})}^2 \right) \quad (85)$$

Onde R_P e R_S são respectivamente as resistências do primário e do secundário. O cálculo destas são demonstrados através das equações respectivamente (86) e (87).

$$R_P = \frac{\frac{\rho_P}{S_P} \times \ell}{N_{p1-p2}} \quad (86)$$

$$R_S = \frac{\frac{\rho_S}{S_S} \times \ell}{N_{s1-s2}} \quad (87)$$

Onde:

- $\frac{\rho}{S} \rightarrow \frac{\Omega}{cm}$ tabelado em função da bitola do fio;
- $\ell \rightarrow$ Comprimento de uma espira.

O comprimento de uma espira é dado através da Equação (88), onde considera-se o raio da mesma $r = 2,5cm$.

$$\ell = 2 \cdot \pi \cdot r \rightarrow \boxed{\ell = 2 \cdot \pi \cdot 2,5 = 15,7cm} \quad (88)$$

Como ambos os enrolamentos, primário e secundário, utilizaram o fio AWG26, logo a relação $\frac{\rho}{S}$ deles é igual. De acordo com a tabela de fiação AWG, considerando uma temperatura de 23 °C,

$\frac{\rho}{S_{AWG26}} = 1,339m \frac{\Omega}{cm}$. Substituindo essa relação e a equação (88) nas equações (86) e (87), tem-se:

$$R_p = \frac{1,339m}{152} \cdot 15,7 = 138,30\mu\Omega \quad (89)$$

$$R_s = \frac{1,339m}{81} \cdot 15,7 = 259,53\mu\Omega \quad (90)$$

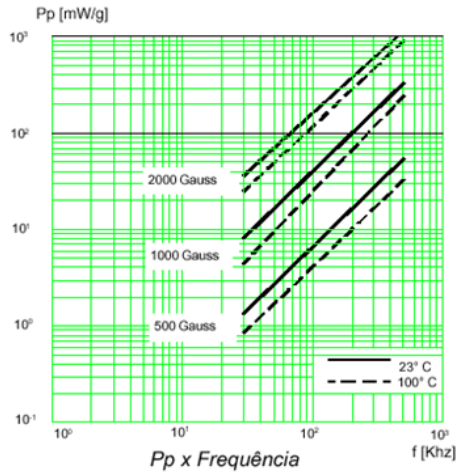
Substituindo então todos os valores na Equação (85), obtém-se então as perdas provenientes das espiras presente no transformador, conforme mostra a Equação (91)

$$P_{LL} = 2(1 \cdot 138,30\mu \cdot 100^2 + 4 \cdot 259,53\mu \cdot 53,03^2) = 8,60W \quad (91)$$

A perda do núcleo do tipo IP12E é definida pela relação perda em *Watts* para uma determinada frequência por grama, conforme demonstra Figura 19. Sabe-se que o conversor atua em 50kHz e que a densidade de fluxo do projeto do transformador é de $B = 0,11T = 1100G$, logo, considerando a temperatura em 23°C, através do gráfico de perdas volumétricas tem-se 17mW/g. O peso total dos núcleos utilizados é de 850g, com isso, é possível definir as perdas presente no núcleo conforme mostra a equação (92) :

$$P_{NL} = 17m \frac{W}{g} \cdot 850g = 14,45W \quad (92)$$

Figura 19 - Gráfico de perdas volumétricas IP12E.



Fonte: (THORNTON, 2008).

Com as perdas provenientes dos enrolamento e do núcleo, é possível definir a potência total dissipada no transformador. Substituindo as equações (91) e (92) na expressão (84), é possível obter as perdas total conforme mostra a (93).

$$P_T = 14,45 + 8,60 = 23,05W \quad (93)$$

4.9 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE SAÍDA

Para o indutor, deve-se considerar que sua corrente média, e eficaz, sejam muito próximas à corrente de saída, conforme demonstra a equação (94)

$$I_{L(rms)} \approx I_{L(med)} \approx I_o \approx 100A \quad (94)$$

Para a realizar o dimensionamento do núcleo e do enrolamento, deve-se considerar os parâmetros presentes na Tabela 6.

Tabela 6 - Parâmetros do Indutor de Saída.

Densidade de Fluxo Máxima	$B_{max} = 0.30 T$
Densidade de Corrente Máxima	$J_{max} = 400A/Cm^2$
Fator de Enrolamento de Janela	$k_w = 0.5$
Corrente Média no Indutor	$I_{L_{med}} = 100A$
Ondulação de Corrente no Indutor	$\Delta i_L = 10\%$

Para dimensionar o núcleo do indutor, deve-se primeiramente encontrar o valor do indutor de saída, que pode ser definido isolando a indutância L presente na Equação (7), e substituindo os respectivos valores do projeto presente na Tabela 6, conforme demonstra a equação (95).

$$L = \frac{V_{in} \frac{N_s}{N_p} D(1-2D)}{F_s \Delta i_L} \rightarrow L = \frac{12 \cdot 4 \cdot 0,0625 \cdot (1 - 2 \cdot 0,0625)}{50k \cdot 10} = 5.25 \mu H \quad (95)$$

Com o valor do indutor já obtido, agora torna-se possível realizar o dimensionamento físico do mesmo. Conforme demonstrado anteriormente no capítulo 4.8, para dimensionar o núcleo de ferrite “E”, é necessário determinar o produto entre a área de perna central (A_e) e a área da janela do carretel (A_w), conforme é definido através da Equação (96) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{L(pico)} \cdot I_{L(rms)}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \times 10^4 = \frac{L \cdot I_o^2 (1 + 0,5 \Delta i_L)}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \times 10^4 \quad (96)$$

Substituindo os devidos valores na Equação (96), obtém-se um valor específico em cm^4 , como é demonstrado abaixo:

$$A_e A_w = \frac{5.25 \mu \cdot 100^2 (1 + 0,05)}{0,5 \cdot 0,35 \cdot 400} \times 10^4 = 9,2 cm^4 \quad (97)$$

4.9.1 Definição do Número de Espiras do Indutor de Saída

Com o produto das áreas definido, deve-se selecionar o núcleo com $A_e A_w$ previamente superior ao calculado. Para esse projeto utiliza-

se núcleos da empresa Thornton do modelo NEE-55/28/21, onde o mesmo apresenta os valores de $A_e = 3,54 \text{ cm}^2$ e $A_w = 3,76 \text{ cm}^2$. Com o valor da área da perna central, é possível então definir a quantidade de espiras, que é demonstrado através da equação (98) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$N_{\text{espiras}} = \frac{L \cdot I_{L(\text{pico})}}{B_{\text{max}} A_e} = \frac{LI_o(1 + 0.5\Delta I_L)}{B_{\text{max}} A_e} \times 10^4 \quad (98)$$

Substituindo os valores na equação (98), obtém-se a quantidade de espiras, que é definida através da equação (99).

$$N_{\text{espiras}} = \frac{5.25\mu \cdot 100 \cdot 1,05}{0,30 \cdot 3,54} \times 10^4 \approx 5\text{espiras} \quad (99)$$

4.9.2 Cálculo da Secção dos Condutores do Indutor de Saída

A secção do cobre a ser utilizada na fiação do indutor, depende de forma inversa da máxima densidade de corrente, conforme demonstra a equação (100).

$$S_{\text{cobre}} = \frac{I_{L(\text{rms})}}{J_{\text{max}}} = \frac{I_o}{J_{\text{max}}} \rightarrow S_{\text{cobre}} = \frac{100}{400} = 0,25 \text{ cm}^2 \quad (100)$$

Geralmente o diâmetro do condutor é superior ao limite fixado pelo efeito pelicular. Assim, é necessário associar condutores em paralelo afim de que se possa conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios condutores. O número de condutores pode ser calculado da seguinte maneira:

$$n_{\text{condutores}} = \frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{AWG}}} \quad (101)$$

Onde S_{AWG} é a área do condutor cujo diâmetro a ser definido. Para o indutor em questão, considera-se o uso do fio AWG17, onde sua secção é de $S_{\text{AWG17}} = 0,010379 \text{ cm}^2$, logo, é possível calcular o número de condutores a ser utilizado em paralelo para atender a secção

necessária, substituindo tal valor na expressão (101), conforme demonstra a Equação (102).

$$n_{condutores} = \frac{S_{cobre}}{S_{AWG17}} \rightarrow n_{condutores} = \frac{0,25}{0,01037} \approx 24 \text{ condutores} \quad (102)$$

Visando evitar a saturação do núcleo e diminuir o efeito de histerese magnética, dimensiona-se um entreferro, onde para cada perna do núcleo, deve-se calcular o comprimento em milímetros deste entreferro, conforme mostra a Equação (103) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$l_{entreferro} = \frac{N_{espiras}^2 \mu_o A_e}{2L} \rightarrow lg = \frac{5^2 \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 3,54}{2 \cdot 5,25\mu} = 1,59 \text{ mm} \quad (103)$$

Nota-se que o valor do entreferro presente na equação (103) é relativamente pequeno. Isso ocorre, devido à baixa ondulação de corrente, e também devido ao reduzido número de espiras.

4.9.3 Possibilidade de Execução do Indutor de Saída

Para verificar se é possível a montagem é necessário a realização do cálculo do fator de ocupação, de forma direta do valor de área de janela do indutor obtido anteriormente ($A_w = 3,76 \text{ cm}^2$).

Para acondicionar o enrolamento calculado anteriormente é necessário uma janela mínima dada pela equação (104).

$$A_{w_{necessario}} = \frac{N_{espiras} \cdot n_{condutores} \cdot S_{AWG17}}{k_w} \rightarrow A_{w_{necessario}} = \frac{5 \cdot 24 \cdot 0,010379}{0,5} = 2,49 \text{ cm}^2 \quad (104)$$

A possibilidade de execução é definida pela equação (105) Para ser possível executar o projeto físico do indutor, é necessário que $K_{ocup} < 1$.

$$K_{ocupação} = \frac{A_{W_{necessario}}}{A_W} \rightarrow K_{ocupação} = \frac{2,49}{3,76} = 0,66 \quad (105)$$

Como o valor é inferior a 1, é possível realizar o projeto do indutor.

4.9.4 Perdas do Indutor de Saída

As perdas no indutor de saída são obtidas da mesma forma que no transformador, onde inicialmente calcula-se as perdas provenientes do cobre presente nos enrolamentos, que é definida através da expressão (106).

$$P_{LL} = N_{espiras} \cdot R_{cobre} \cdot I_{L(rms)}^2 \quad (106)$$

Onde R_{cobre} é determinado de forma similar ao do transformador, conforme mostra a Equação (107)

$$R_{cobre} = \frac{\frac{\rho_{cobre}}{S_{cobre}} \times \ell}{n_{condutores}} \quad (107)$$

Como o núcleo é o mesmo utilizado no transformador, por consequência o comprimento de uma espira é o mesmo que o anterior, demonstrado através da equação (88).

O indutor foi enrolado utilizando o fio AWG27, onde de acordo com a tabela de fiação AWG, considerando uma temperatura de 23 °C,

tem-se que $\frac{\rho}{S_{AWG17}} = 0,166m \frac{\Omega}{cm}$. Substituindo essa relação e a equação (88) na (107), obtêm-se então a resistência do cobre no indutor, conforme demonstra a equação (108).

$$R_{cobre} = \frac{0,166m}{24} \cdot 15,7 = 108,60 \mu\Omega \quad (108)$$

Substituindo todos os valores na Equação (109), obtém-se então as perdas no cobre presente no indutor de saída, conforme mostra a equação (109).

$$P_{LL} = 4 \cdot 108,60 \mu \cdot 100^2 = 4,34W \quad (109)$$

Considerando o mesmo material do transformador, e uma frequência de 100kHz, através do gráfico de perdas volumétricas presente na Figura 19, tem-se uma perda por volume de $110mW/g$. Com tal informação e com o peso do núcleo de 218g, a perda no indutor é de:

$$P_{NL} = 110m \frac{W}{g} \cdot 218g = 23,98W \quad (110)$$

Com as perdas provenientes dos enrolamentos e do núcleo, é possível definir a potência total dissipada através do indutor de saída, conforme demonstra a equação (111).

$$P_T = 23,98 + 4,34 = 28,32W \quad (111)$$

4.10 CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando dos interruptores possui um papel crucial na funcionalidade do conversor. Ele é o responsável pela condução e bloqueio dos interruptores *Mosfet's* previamente selecionado. Eles garantem também que os interruptores não entrem em condução espontaneamente, minimizando perdas por condução. Para que eles tenham um desempenho adequado, deve-se realizar o dimensionamento do resistor ligado no *gate* dos mesmos, para que não tenha nenhum surto de corrente nos mesmo, evitando então a queima do componente.

4.10.1 Comando de Gatilho dos *Mosfet's*

Conforme dito anteriormente, o circuitos de comando de gatilhos dos *Mosfet's* devem considerar um resistor R_g previamente conectado no seu terminal de *gate*. Para dimensionar tal componente,

deve-se inicialmente definir um pulso de corrente I_s , dado pela Expressão (112) (BARBI, 2003).

$$I_g = C_{iss} \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (112)$$

O conversor deve levar a tensão de *gate-emissor* de 0V até 12V, em $\Delta t = 65ns$. Através do *datasheet* do *IRF3205*, que é o *Mosfet* a ser utilizado tem-se que $C_{iss} = 3247pF$, logo substituindo tais valores na Expressão (112), define-se um pulso de corrente realizado pelo *Mosfet*:

$$I_g = 3,247n \cdot \frac{12-0}{65n-0} = 0,56A \quad (113)$$

Logo, com um pulso de corrente definido através da Equação (113), é possível determinar a resistência a ser ligada no *gate* do *Mosfet*, conforme a Equação

$$R_g = \frac{t_f}{2,2 \cdot C_{iss}} \rightarrow R_g = \frac{65 \cdot 10^{-9}}{2,2 \cdot 3,247 \cdot 10^{-9}} = 9,09\Omega \quad (114)$$

Denominando um valor comercial para resistor, opta-se por utilizar $R_g = 10 \Omega$.

4.11 SISTEMA DE CONTROLE

O controle para o conversor escolhido é um controle em modo de corrente, onde é atuante em função do pico de corrente no primário do transformador de potência. O controle é implementado com o circuito integrado UC3846 da Texas Instruments, que também é responsável por gerar dois sinais de saídas defasados em 180° .

4.11.1 Diagrama de Blocos

O diagrama de blocos com o sistema de controle aplicado ao conversor é apresentado na Figura 20. Por esta figura, nota-se que o controle é aplicado apenas à corrente do primário do transformador.

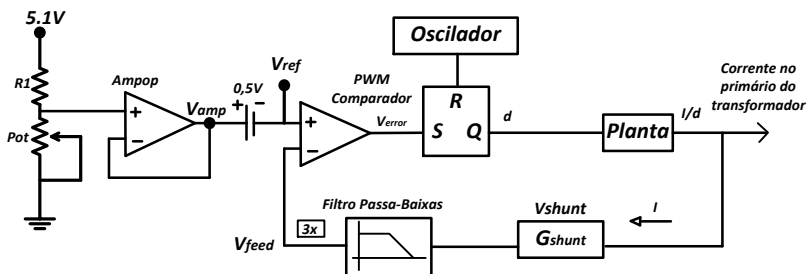


Figura 20 - Circuito de controle.

Fonte: Do autor.

Na Figura 20, através de um resistor *Shunt*, uma amostra de corrente no primário do transformador é obtida, obtendo então um sinal de tensão denominado como V_{shunt} , conforme mostra a seguinte equação

$$V_{shunt} = I \cdot G_{shunt} \quad (115)$$

Antes da tensão V_{shunt} ser comparada com a referência de tensão, esse sinal passa por um filtro passa-baixas para a remoção de ruídos de chaveamentos que possam levar ao mal funcionamento do circuito de controle. Após a filtragem, é multiplicada por três, denominando a tensão de feedback V_{feed} , conforme mostra a equação (116). Essa multiplicação nada mais é que um ganho interno do CI que irá ser utilizado e explicado posteriormente. Essa tensão de feedback é aplicado na entrada inversora do comparador interno do CI.

$$V_{feed} = V_{shunt} \cdot 3 \quad (116)$$

O CI em uso gera uma tensão de 5.1V ao ser alimentado. Utiliza-se essa tensão sobre um divisor resistivo entre um resistor e um potenciômetro. A queda de tensão sobre o potenciômetro é aplicada na entrada não inversora do *AmpOp*, onde o mesmo atua como buffer, ou seja, a tensão na saída do *AmpOp* é a mesma que a tensão aplicada na entrada não inversora, conforme mostra a equação (117)

$$V_{amp} = \frac{5,1 \cdot Pot}{R_1 + Pot} \quad (117)$$

A tensão presente no terminal do *AmpOp* é subtraída por uma tensão de $-0,5V$, sendo essa queda de $0,5V$ presente internamente no CI em uso. Com isso a tensão de referência V_{ref} que é aplicada na entrada não inversora do comparador é dado pela equação (118).

$$V_{ref} = V_{amp} - 0,5 \rightarrow \boxed{V_{ref} = \frac{5,1 \cdot Pot}{R_1 + Pot} - 0,5} \quad (118)$$

Contudo, na entrada inversora do comparador tem-se tensão de feedback e na não inversora o sinal de referência, fazendo a saída do comparador ir a nível lógico baixo sempre que o sinal de feedback for maior ou igual ao sinal de referência. O sinal de saída do comparador é usado na lógica que gera os sinais de comando das chaves, e toda vez que o sinal de saída do comparador vai a nível lógico baixo, o comando da chave que está em condução é removido, interrompendo a corrente nesse componente.

O Oscilador presente na Figura 20 indica a frequência fixa de comutação que é definido através da seguinte Expressão:

$$f_T \approx \frac{2,2}{C_T \cdot R_T} \quad (119)$$

Onde fixando C_T em $4,7nF$, e adotando uma frequência de $100kHz$ (somatório de frequência dos dois interruptores), tem-se o valor de R_T :

$$f_T \approx \frac{2,2}{C_T \cdot R_T} \rightarrow \boxed{R_T = \frac{2,2}{100k \cdot 4,7\eta} \approx 4,7k\Omega} \quad (120)$$

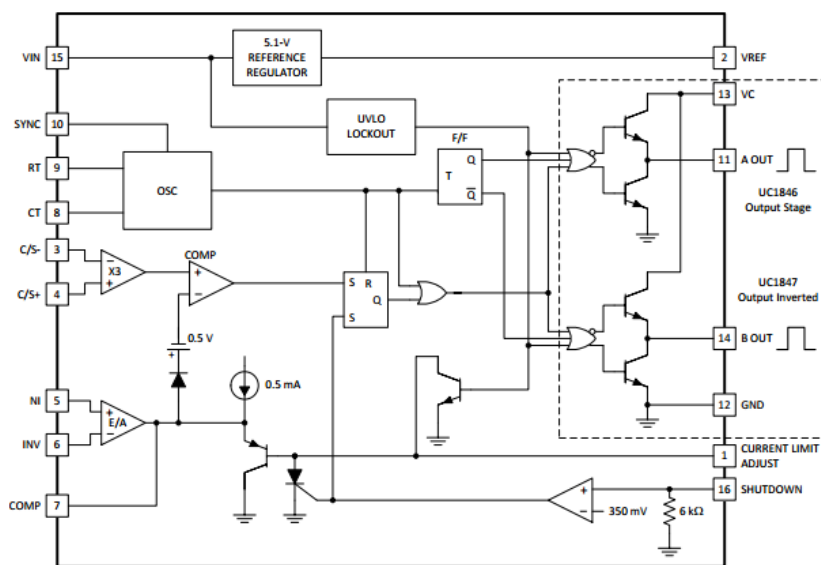
4.11.2 Análise do UC3846

O controlador selecionado para este conversor foi o *UC3846*, ele controla por modo de corrente, conforme já comentado anteriormente. Seu diagrama de blocos é apresentado através da Figura 21. Este CI é largamente utilizado em conversores do modelo *Push-Pull*, pois dentre de suas principais características possui um sistema de

correção de simetria automática no acionamento dos interruptores, fazendo com que os sinais emitidos as chaves possuam o mesmo tempo de comutação.

Conforme explicado anteriormente, o controle irá atuar tendo um sinal de referência que pode ser modificado de acordo com a resistência configurada no potenciômetro. Esse sinal de referência irá entrar na entrada inversora do comparador e irá ser comparada com a leitura de tensão do resistor *Shunt*, onde essa leitura é amplificada por 3 gerando então a tensão de feedback. Essa tensão de feedback ao alcançar a tensão de referência, faz com que o sinal de saída do comparador ir a nível lógico baixo, fazendo com que o comando da chave que está em condução seja removido, interrompendo a corrente nesse componente.

Figura 21 - Diagrama de bloco do controlador UC3846.



Fonte: *Datasheet UC3846*

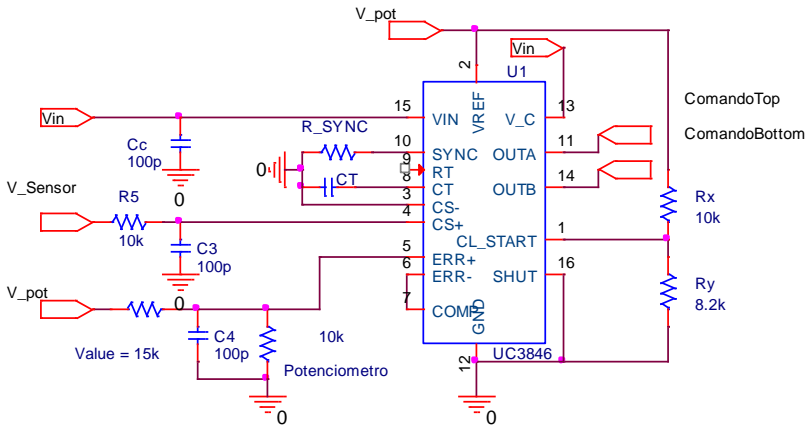
Conforme a Figura 21, o CI UC3846 já fornece uma referência de 5.1V necessária para o controle. Assim, o sistema compreende o controlador, os capacitores e resistores do circuito de controle. Considera-se um filtro RC na entrada do sensor de corrente, buscando suprimir possíveis ruídos provenientes do mesmo.

A proteção por sobrecorrente é obtida através do pino 1 do controlador, onde um divisor resistivo define este limite. Seguindo o *datasheet* do UC3846, esse divisor resistivo é dado pela equação (121), onde define-se um pico de corrente máximo de 400A:

$$i_{\max} = \frac{\frac{R_y \cdot V_{ref}}{R_x + R_y} - 0,5}{3 \cdot R_{sensor}} = 400A \quad (121)$$

No conversor a ser implementado, o valor do *Shunt* é de $R_{sensor} = 1,5m\Omega$, com isso, através da equação acima define-se $R_x = 10k\Omega$, e $R_y = 8,2k\Omega$. Assim, o circuito do controlador é ilustrado através da Figura 22.

Figura 22 - Circuito do controlador.



Fonte: Do autor.

4.12 CIRCUITO *SNUBBER*

Os *Snubbers* são pequenos circuitos inseridos em conversores estáticos de potência, cuja função é controlar os efeitos produzidos pelas

reatâncias intrínsecas do circuito. Estes podem amortecer oscilações, controlar a taxa de variação da tensão e ou corrente, e grampear sobre tensões (TODD, 2001).

Se o *Snubber* for realizado de forma adequada, os semicondutores apresentarão uma menor dissipação de potência média e picos menores de tensão, corrente e potência dissipada. Com isso, resulta em maior confiabilidade do sistema, maior eficiência, menor peso e volume, e menor interferência eletromagnética (*EMI*).

Logo, torna-se necessário dimensionar o *Snubber* para os diodos de saída, e para os interruptores de entrada.

4.12.1 *Snubber* nos Diodos de Saída

Devido a recuperação reserva e a indutância de dispersão do transformador, indica-se a utilização de um circuito RCD de *Snubber* para os diodos de saída.

A potência presente no *Snubber*, é expressa através da Expressão (122) (TODD, 2001), onde V_{CS} trata-se da tensão reversa máxima, C_s capacitor que irá ser utilizado no *Snubber* e f_s a frequência de chaveamento adotada pelo conversor em questão.

$$P_{snubber} = \frac{1}{2} \cdot V_{CS}^2 \cdot C_s \cdot f_s \quad (122)$$

Através da Expressão (122), nota-se que é necessário calcular o valor da capacitância do capacitor que irá ser utilizado no *Snubber*, para isso, utiliza-se a seguinte Expressão:

$$C_s = I \cdot \frac{\Delta t}{V_{cs}} \quad (123)$$

Onde I é a corrente máxima que circula no diodo, Δt é o tempo de subida da tensão no interruptor, onde seu valor é de 101ns, e V_{CS} é a tensão reversa máxima sobre o diodo. Logo, substituindo os valores na Expressão (123), obtém-se então o valor do capacitor que irá ser utilizado, conforme mostra a Equação (124).

$$C_s = 53 \cdot \frac{101n}{96} \approx 56nF \quad (124)$$

Com o valor do capacitor definido, logo é possível definir o resistor do *Snubber*, conforme mostra a Equação (125).

$$R_s = \frac{0,1}{C_s \cdot f_s} \rightarrow R_s = \frac{0,1}{56\eta \cdot 50k} = 36\Omega \quad (125)$$

Logo, substituindo os valores na Expressão (122), é possível determinar as perdas sobre o *Snubber*.

$$P_{Snubber} = \frac{1}{2} \cdot 96^2 \cdot 56\eta \cdot 50k = 12,90W \quad (126)$$

4.12.2 *Snubber* nos Interruptores de Entrada

Para o *Snubber* dos interruptores de entrada, também opta-se por utilizar um modelo *RCD*, logo utiliza-se os as mesmas equações presente no subcapítulo anterior para definir os componentes que serão utilizados no *Snubber*.

Para definir o valor do capacitor utiliza-se a Expressão (123), onde conforme já especificado, I trata-se da corrente máxima que circula pelo componente, Δt é o tempo de subida da tensão no interruptor, onde seu valor é de 101ns, e V_{CS} a tensão máxima sobre o interruptor, logo o valor máximo do capacitor do *Snubber* é dado através da Equação (127).

$$C_s = 100 \cdot \frac{101\eta}{24} \approx 336\eta F \quad (127)$$

Com o valor do capacitor definido, logo é possível definir o resistor do *Snubber*, conforme mostra a Equação (128).

$$R_s = \frac{0,1}{C_s \cdot f_s} \rightarrow R_s = \frac{0,1}{420\eta \cdot 50k} \approx 6\Omega \quad (128)$$

Logo, substituindo os valores na Expressão (122), é possível determinar as perdas sobre o *Snubber*.

$$P_{\text{Snubber}} = \frac{1}{2} \cdot 24^2 \cdot 420 \eta \cdot 50k = 6,05W$$

(129)

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas as principais formas de ondas presentes nos componentes, onde através destas é possível comprovar os cálculos realizados previamente no capítulo 4. Os circuitos utilizados na simulação encontram-se presentes nas Figura 23 e Figura 24, onde na Figura 23 tem-se a estrutura do conversor a ser simulado, e na Figura 24 o circuito do controlador utilizado.

O projeto trata-se de um conversor *Push-Pull* que tem como fonte de entrada uma bateria de 12V, sendo necessária uma corrente constante para garantir uma maior vida útil da mesma. Como o conversor possui uma elevada corrente, tanto de entrada como de saída, através dos cálculos optou-se pelo uso de 3 interruptores em paralelo no lado do primário do conversor, e 3 diodos cada em paralelo no lado secundário.

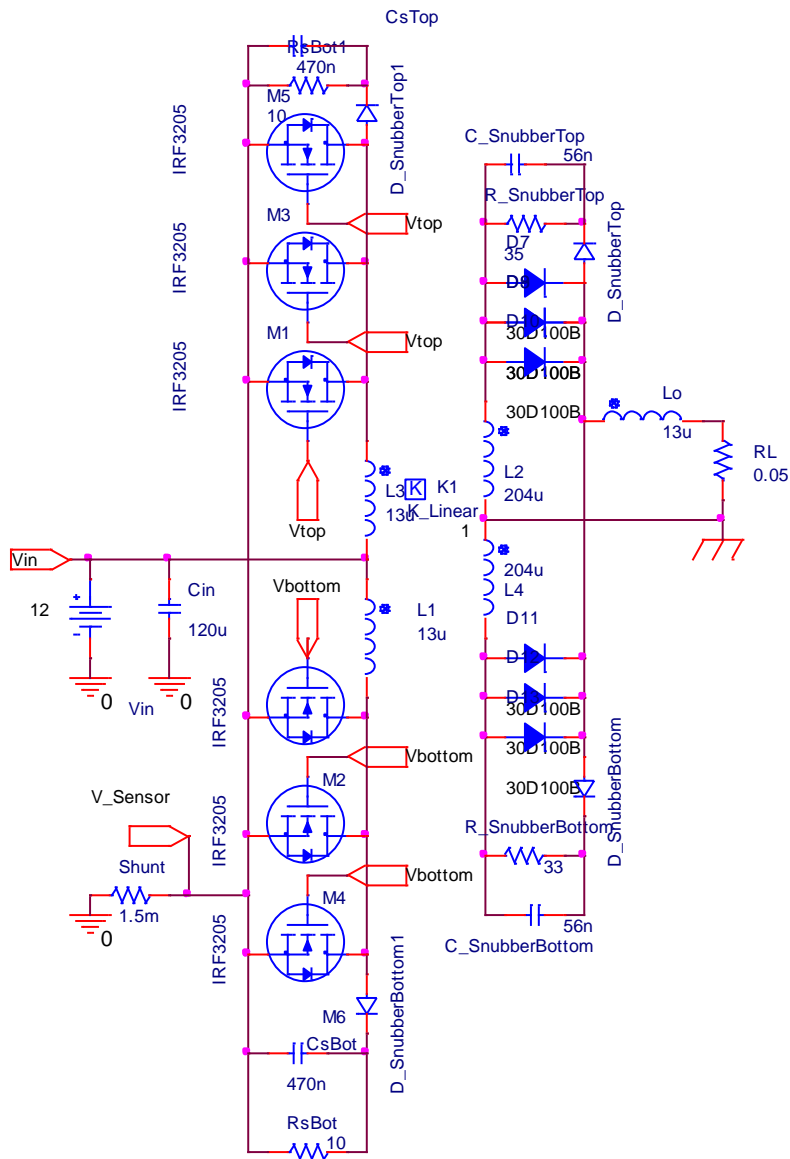
O transformador em uso no conversor é um elevador, tendo uma relação de 1 para 4. Os valores a serem utilizados na simulação nos enrolamentos do transformador, são os mesmos obtidos na prática, assim, tem-se uma melhor precisão nos valores práticos.

Como característica de saída, optou-se por explorar uma potência de 500W, onde com a carga nominal RL presente na Figura 23, tem-se uma corrente elevada de 100A, suficientemente capaz de gerar o arco elétrico para realizar a solda.

Para o circuito do controlador presente na Figura 24, optou-se pelo uso do controlador UC3846, onde o mesmo possui uma tensão de referência de 5.1V. Obtém-se um sinal de tensão através da leitura de corrente em um resistor Shunt presente no primário do transformador, esse sinal é comparado com a tensão em cima do divisor resistivo, onde através de um potenciômetro, é capaz de controlar a corrente de saída.

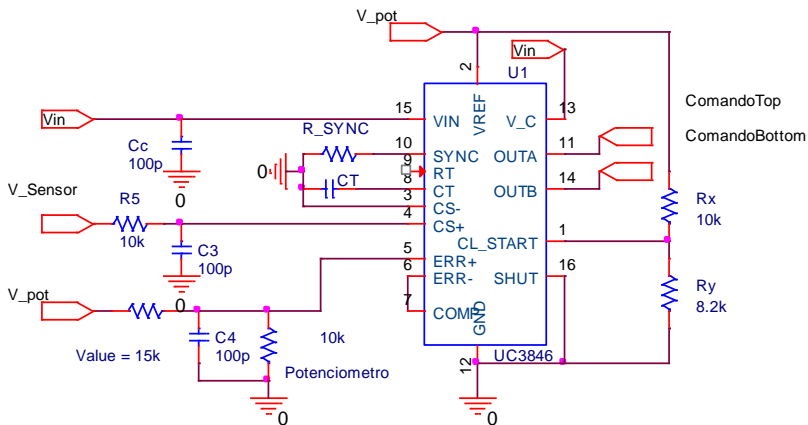
Para se ter uma melhor leitura do conversor em questão, é necessário retirar as suas principais formas de ondas, onde essas são apresentadas através dos seguintes subcapítulos.

Figura 23 - Circuito a ser simulado.



Fonte: Do autor.

Figura 24 - Circuito de controle.



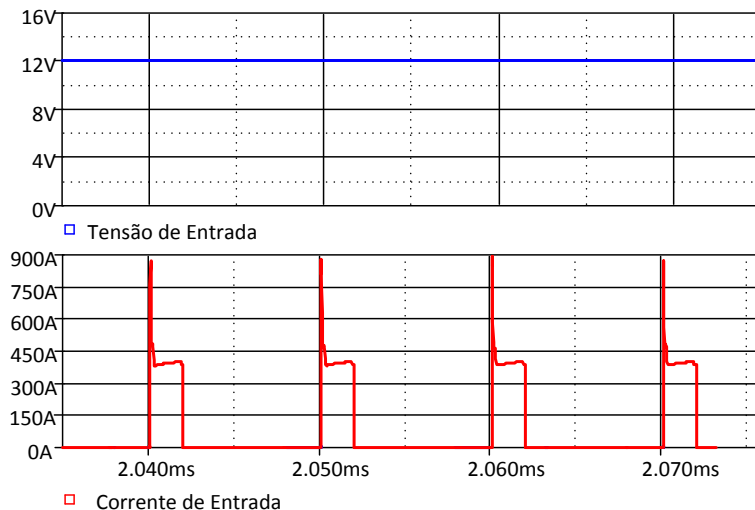
Fonte: Do Autor.

5.1 TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA

A Figura 25, na parte superior mostra a tensão de entrada, onde a mesma por se tratar de uma bateria, possui uma tensão constante de $V_{in} = 12V$.

Já na parte inferior da Figura 25 é ilustrado a corrente que é drenado da fonte. Pela configuração do circuito, é possível notar que a corrente da fonte é a mesma que circula pelo resistor Shunt em uso, onde sua corrente de patamar é de 410A. O pico de corrente de 900A é ocasionado devido a recuperação reversa do diodo presente no secundário.

Figura 25 - Tensão de entrada do conversor.

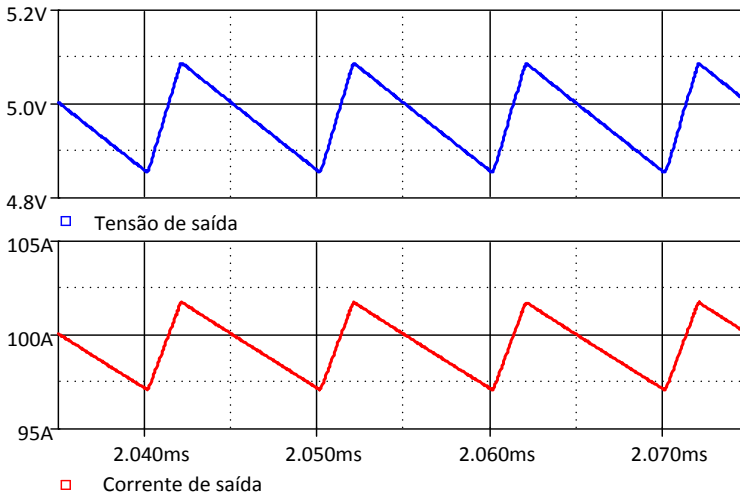


Fonte: Do autor.

5.2 TENSÃO DE SAÍDA

A tensão e a corrente de saída são ilustradas através da Figura 26. Nota-se que, as formas de onda apresentadas estão de acordo com as especificações do projeto, onde a corrente de saída possui um valor de $I_o = 100A$ e a tensão de $V_o = 5V$. É possível observar também que há uma baixa ondulação, sendo inferior a 10% em ambas as medições, estando dentro da especificação do projeto.

Figura 26 - Tensão e corrente de saída do conversor.



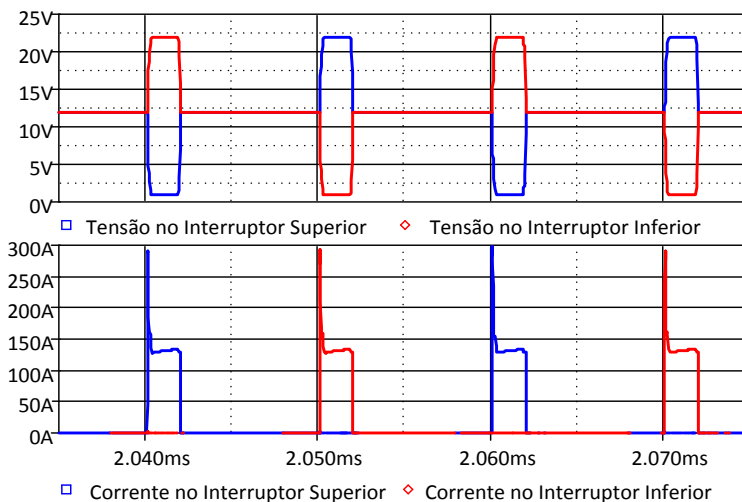
Fonte: Do Autor

5.3 INTERRUPTORES DE ENTRADA

A Figura 27 apresenta a tensão e a corrente presente nos interruptores de entrada. Como são utilizados 3 interruptores em paralelo do modelo IRF3205, a corrente em cada um é $1/3$ do valor total do enrolamento primário, que será esboçado posteriormente. Conforme demonstra a Figura 27, a corrente elétrica possui uma corrente máxima de $I_{S(\max)} = 133,33A$. O pico de corrente é proveniente da recuperação reversa do diodo presente no secundário.

Quando se trata da tensão elétrica, como os interruptores estão em paralelo, a tensão é a mesma para todos, possuindo um valor médio de tensão similar à entrada V_{in} .

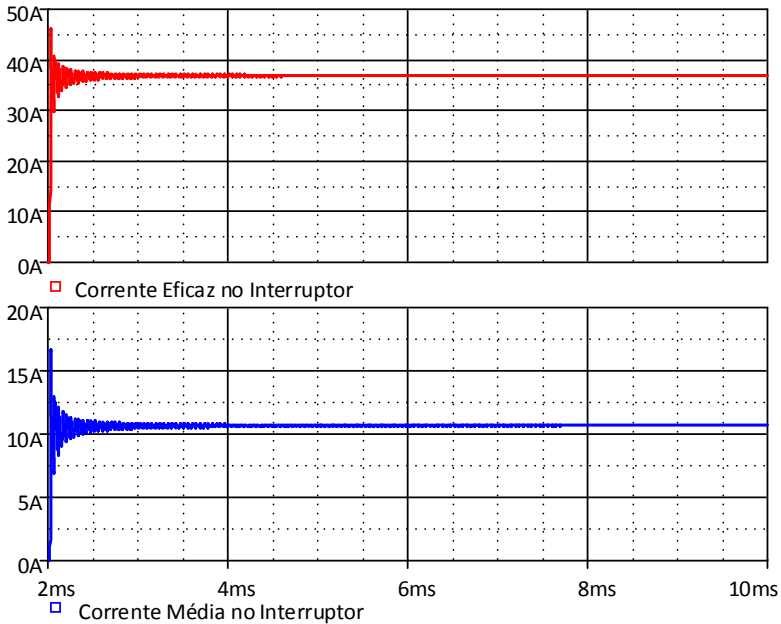
Figura 27 - Tensão e corrente nos interruptores de entrada.



Fonte: Do autor.

A Figura 28 ilustra a corrente eficaz e média que circula sobre os interruptores, onde a corrente eficaz está em torno de $I_{s1-s2(rms)} = 36,65A$, e a corrente média $I_{s1-s2(med)} = 11,5A$.

Figura 28 - Corrente eficaz e média sobre os interruptores de entrada.



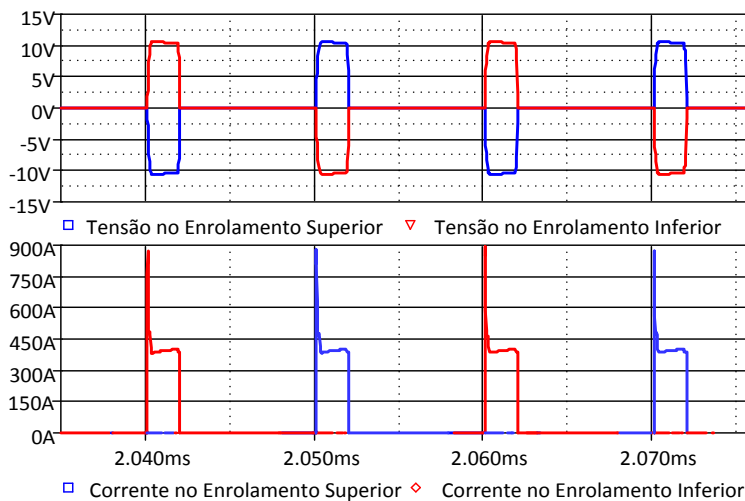
Fonte: Do autor.

5.4 ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR

5.4.1 Primário do Transformador

A Figura 29 ilustra a tensão e a corrente presente no primário do transformador. A tensão apresenta um valor de aproximadamente 11V, estando um pouco abaixo da esperada devido à presença de uma resistência interna da bateria, mas ainda estando dentro das especificações do projeto. Já a corrente que circula no primário do transformador, conforme dito anteriormente no subcapítulo 5.3, apresenta um valor de pico de 410A, ou seja, 3 vezes superior que a corrente em cada interruptor.

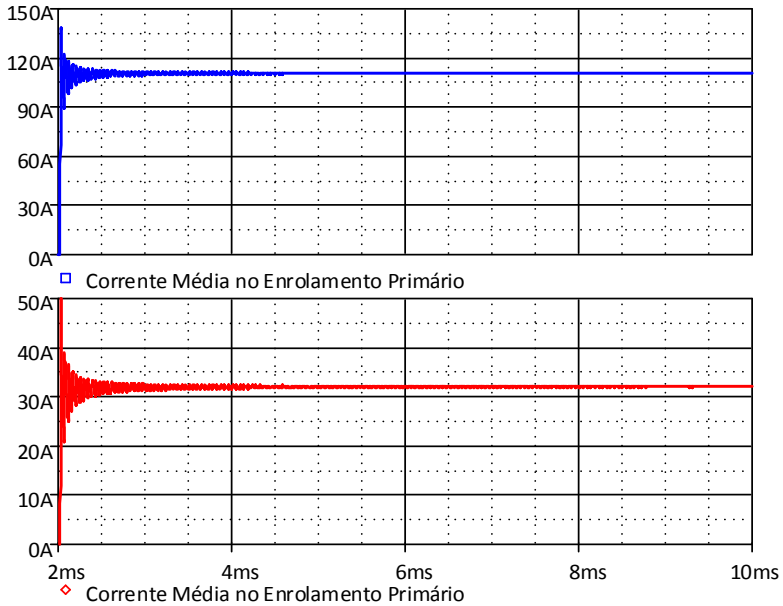
Figura 29 - Tensão e corrente no primário do transformador.



Fonte: Do autor.

A corrente eficaz e média do primário do transformador é ilustrado através da Figura 30, onde a corrente eficaz $I_{p(rms)} = 110A$, e a corrente média $I_{p(med)} = 34,5A$. Nota-se que os valores encontrados para a corrente média e eficaz são 3 vezes o valor encontrado para os interruptores. Esses tiveram uma pequena divergência comparada ao calculado, mas permanecem no limite de até 10% de variação.

Figura 30 - Corrente eficaz e média sobre o enrolamento primário.

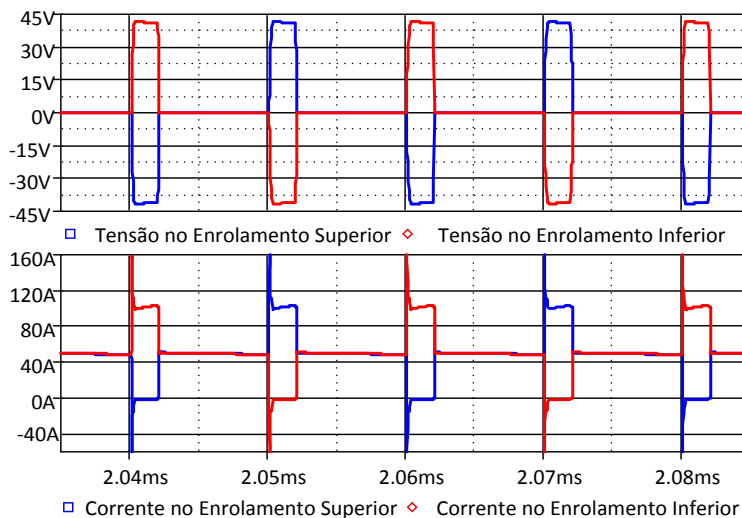


Fonte: Do autor.

5.4.2 Secundário do Transformador

A Figura 31 mostra a tensão e a corrente presente no secundário do transformador. A tensão presente no secundário do transformador apresenta um valor de 44V, tendo uma variação menor que 10%. A corrente que circula no secundário do transformador apresenta um valor de pico de aproximadamente 100A.

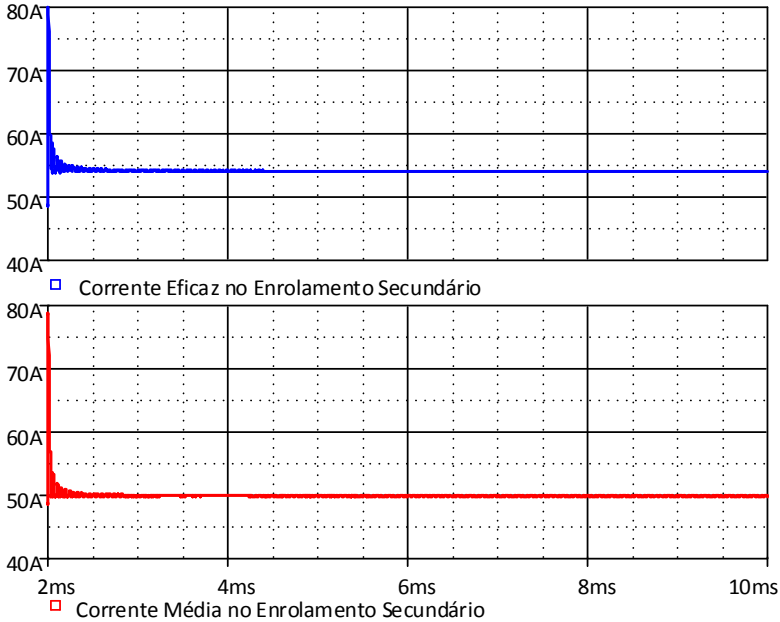
Figura 31 - Tensão e corrente no secundário do transformador.



Fonte: Do autor.

A corrente eficaz e média do secundário do transformador é ilustrado através da Figura 32, onde a corrente eficaz ficou em torno de $I_{s(rms)} = 54A$, e a corrente média $I_{s(med)} = 50A$. Os valores obtidos estão de acordo com o projetado.

Figura 32 - Corrente eficaz e média em sobre o enrolamento secundário.



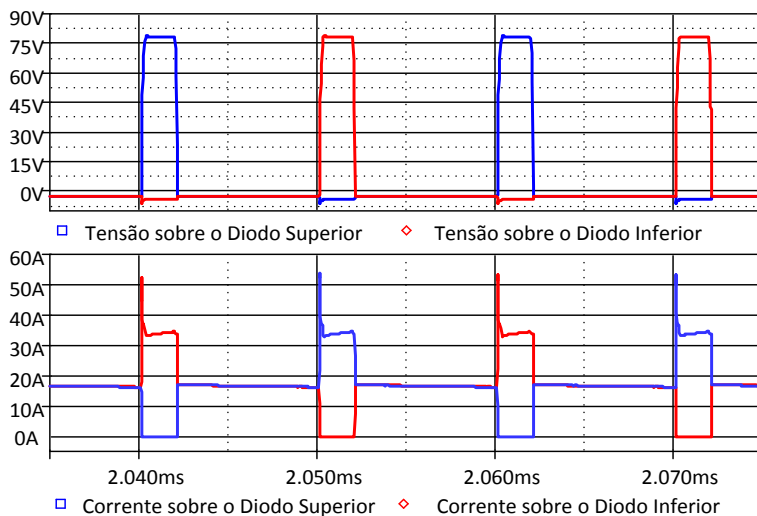
Fonte: Do autor.

5.5 DIODOS DE SAÍDA

A Figura 33 apresenta a tensão e a corrente presente nos diodos de saída. Vale destacar, que como está sendo utilizado três diodos em paralelo, logo a corrente de saída total seria 3 vezes o valor apresentado na Figura 34. A tensão máxima presente nos diodos de saída encontra-se em torno de $V_{D1-D2(max)} = 83V$. Estando abaixo do calculado, devido à queda de tensão proveniente da resistência interna da bateria. Devido a essa queda, a tensão no enrolamento primário ficou em torno de 11V, onde se recalculasse a nova tensão máxima sobre o diodo, seria de $V_{D1-D2(max)} = 88V$. Para o projeto, como o fator mais importante é a corrente de saída, logo, a queda de tensão sobre o diodo quanto menor, melhor, pois evitaria uma possível queima do componente e não prejudicaria o funcionamento do conversor.

A corrente instantânea medida é cerca de 34A, e o pico de corrente presente na forma de onda é proveniente da recuperação reversa do diodo.

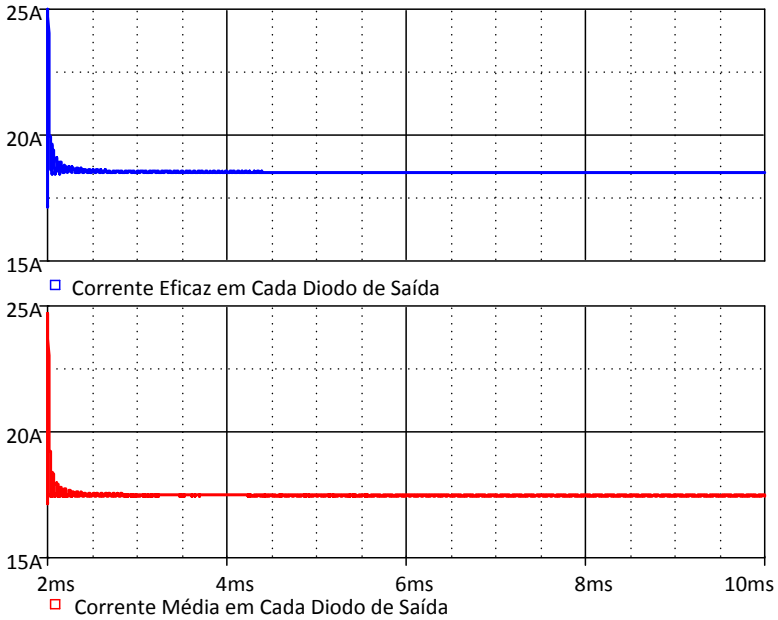
Figura 33 - Tensão e corrente nos diodos de saída.



Fonte: Do autor.

A corrente eficaz e média sobre cada diodo de saída são demonstrados através da Figura 34. Como explicado anteriormente, esse valor nada mais é que a corrente total dividida por 4, que é o número de diodos em paralelo, onde a corrente eficaz ficou próximo de $I_{D1-D2(rms)} = 18A$, e a corrente média em torno de $I_{D1-D2(med)} = 17A$.

Figura 34 - Corrente eficaz e média em sobre os diodos de saída.

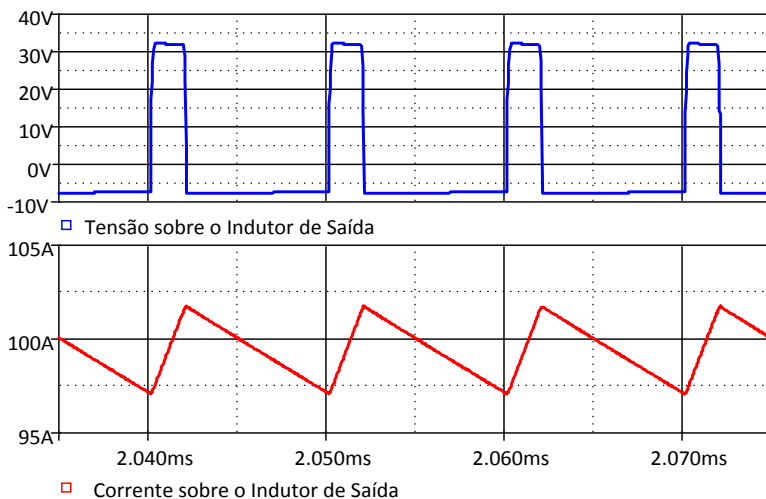


Fonte: Do autor.

5.6 INDUTOR DE SAÍDA

A tensão e a corrente elétrica sobre o indutor de saída são apresentadas através da Figura 35. A ondulação de corrente sobre o indutor está de acordo com o que foi considerado nos cálculos, estando dentro do padrão do conversor dimensionado. A tensão sobre este também se comportou de forma esperada.

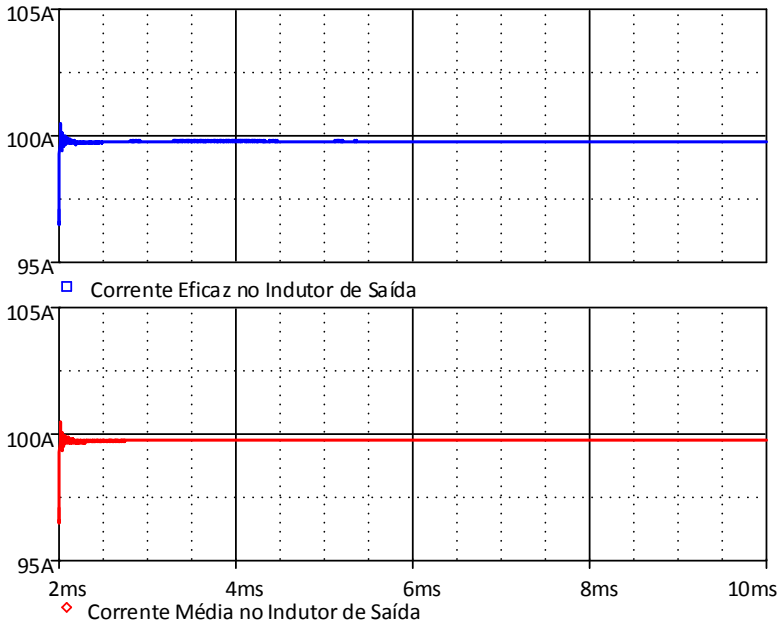
Figura 35 - Tensão e corrente no indutor de saída



Fonte: Do autor.

A Figura 36 ilustra a corrente eficaz e média sobre o indutor, onde estas apresentaram um valor $i_{L(rms)} = i_{L(med)} = 99,80A$, estando muito próximo do valor previamente estipulado, que é de 100A.

Figura 36 - Corrente eficaz e média em sobre o indutor de saída.



Fonte: Do autor.

5.7 TEÓRICO X SIMULADO

Para se ter uma noção entre os valores calculados e os valores obtidos através da simulação, a Tabela 7 mostra uma comparação desses.

Tabela 7 - Comparação entre os valores teóricos x simulado.

<i>Elemento</i>	<i>Teórico</i>		<i>Simulado</i>		<i>Diferença %</i>	
	<i>I_{rms} (A)</i>	<i>I_{med} (A)</i>	<i>I_{rms} (A)</i>	<i>I_{med} (A)</i>	<i>I_{rms} (A)</i>	<i>I_{med} (A)</i>
<i>Interruptor</i>	33,33	8,33	36,65	11,50	9,95	38,00
<i>Diodo de Saída</i>	17,67	16,67	18,00	17,00	1,87	2,00
<i>Indutor de Saída</i>	100,00	100,00	99,80	99,80	0,20	0,20
<i>Primário Transformador</i>	100,00	25,00	110,00	34,50	10,00	38,00
<i>Secundário do Transformador</i>	53,03	50,00	54,00	50,00	1,83	0,00

Vale lembrar que os valores obtidos teoricamente, tratando-se dos interruptores e dos diodos de saída, são os valores totais, onde na Tabela 7 já foram transformados na configuração do conversor a ser montado, logo a corrente total do interruptor é dividida pelo número de interruptores em paralelo a ser utilizado, que no caso 3. O mesmo ocorre com os diodos de saída, como são utilizados 4 diodos, logo a corrente total previamente calculada é dividida pela quantidade de diodos em paralelo, onde nesse caso é 4.

Nota-se que as correntes médias e eficaz tanto dos interruptores quanto do enrolamento primário, apresentaram valores diferentes aos obtidos teoricamente. Isso ocorreu devido a presença do pico de corrente ocorrido devido à recuperação reversa do diodo presente no secundário.

Contudo, é possível notar que os valores teóricos e os obtidos por simulação estão bem próximos, onde possuem poucas variações, validando assim a metodologia do projeto e obtendo uma maior confiança para a montagem do protótipo em laboratório.

6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esse capítulo abordará os resultados experimentais do projeto, trazendo resultados providos de uma estrutura física composta por uma carga, por toda a estrutura eletrônica e pelos elementos magnéticos construídos para o protótipo.

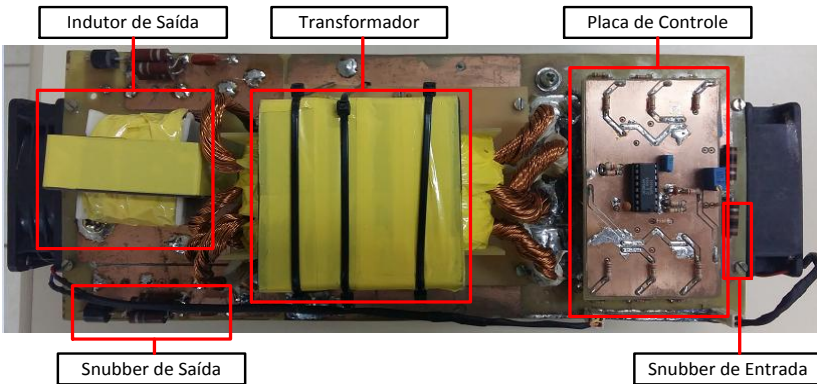
Para os resultados experimentais, optou-se por utilizar $\frac{1}{4}$ da potência nominal de entrada do conversor, pois assim seria possível utilizar uma única fonte para validar a funcionalidade do mesmo.

Primeiramente são apresentados os circuitos eletrônicos implementados, seguindo com os resultados experimentais obtidos, e por fim o capítulo é encerrado com as conclusões da implementação do dispositivo.

6.1 CIRCUITOS ELETRÔNICOS IMPLEMENTADOS

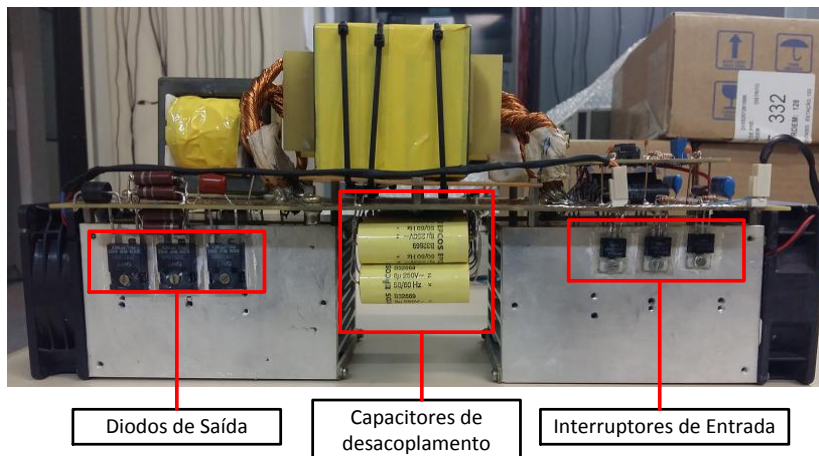
As Figuras Figura 37 e Figura 38 apresentam respectivamente a vista superior e lateral do protótipo. Ele pode ser dividido em basicamente duas placas, a de potência e a de controle.

Figura 37 - Visão superior do protótipo.



Fonte: Do autor.

Figura 38 - Vista lateral do protótipo.

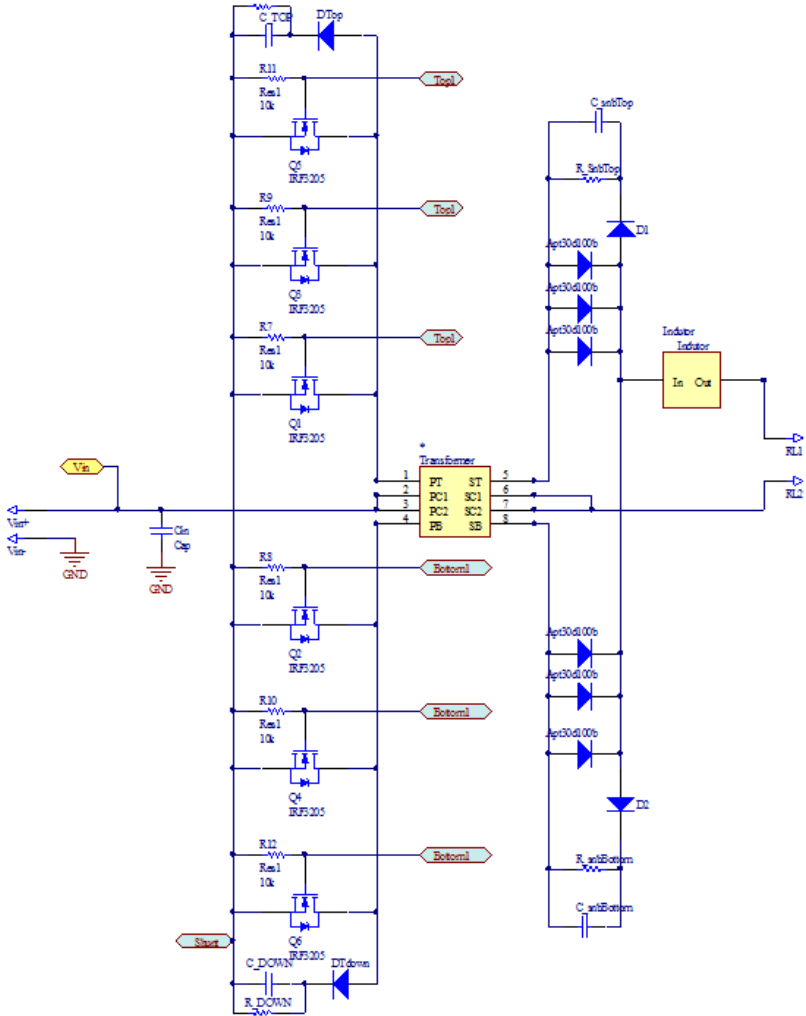


Fonte: Do autor.

6.1.1 Unidade de Potência

A unidade de potência consiste em um conversor *CC-CC Push-Pull*, onde no lado do primário do transformador é composto por 14 capacitores de desacoplamento de 10 μ F em paralelo, totalizando 140 μ F de capacitância, três interruptores em paralelo e seu respectivo *Snubber RCD*, e 10 resistores *Shunt* em paralelo de 15 $m\Omega$, totalizando uma resistência ôhmica de 1,5 $m\Omega$. Já o secundário do transformador possui 3 diodos em paralelo com seu respectivo *Snubber RCD*, indutor de saída e conexão para acoplar a carga. A Figura 39 apresenta o esquema parcial da placa de potência, com os detalhes citados acima.

Figura 39 - Unidade de potência.



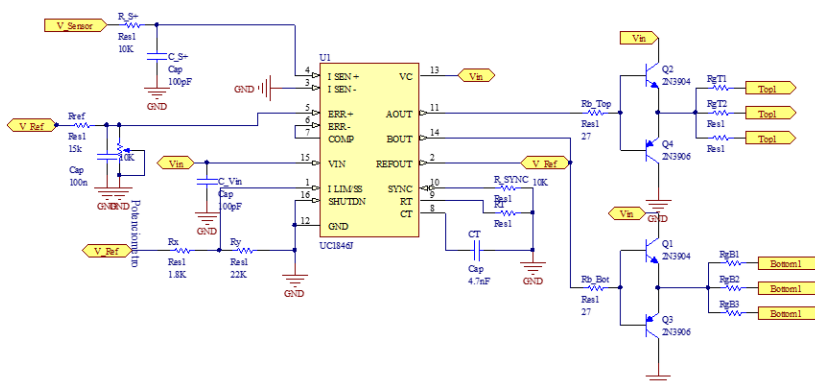
Fonte: Do Autor

6.1.2 Unidade de Controle

A unidade de controle, conforme especificado anteriormente, optou-se por utilizar o controlador *UC3846*, onde o controle é feito através da leitura de corrente sobre o shunt no primário do transformador, este valor é comparado com um divisor resistivo entre

um resistor e um potenciômetro, onde a tensão sobre estes provem da própria tensão de referência do CI (5,1V). Esta unidade é responsável por jogar sinal ao gate dos interruptores, onde maiores detalhes já foram discutidos previamente no subcapítulo 4.11.2.

Figura 40 - Unidade de controle.



Fonte: Do Autor.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Visando analisar a operação do conversor proposto de forma numérica, é necessário implementá-lo em forma de protótipo para realizar testes e validar os resultados numéricos em bancada.

Para os testes em bancadas, optou-se por utilizar uma fonte de tensão CC modelo *FCCT 400-10-1 da Supplier*, onde suas principais características técnicas são:

- Potência - 4 kW;
- Tensão Máx - 100V;
- Corrente Máx – 40A;
- Isolação em alta frequência.

De acordo com as condições nas quais os resultados foram obtidos em bancada, tem-se os seguintes parâmetros:

$$V_{in} = 12V$$

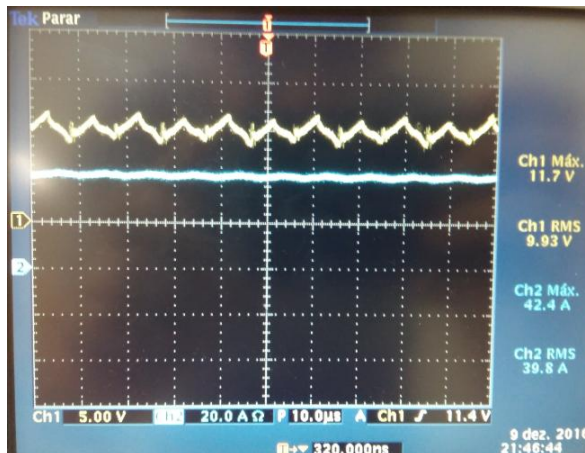
$$R_L = 0,75 \Omega$$

6.2.1 Tensão e Corrente de Entrada

Conforme dito anteriormente, a tensão e a corrente de entrada é um dos pontos mais importantes do projeto, pois por se tratar de uma bateria, no protótipo final a corrente drenada da mesma deve ser constante, garantindo assim uma maior vida útil.

A Figura 41 mostra a corrente e a tensão mensuradas na fonte, onde é possível notar que a corrente eficaz permanece constante com um valor de $I_{rms} = 39,8A$, já a tensão há pequenas variações e isso ocorre devido a indutância de dispersão do transformador. É possível melhorar esse sinal inserindo uma maior capacitância em paralelo à fonte. Considerando a tensão eficaz medida de $9,93V$, pode-se então considerar uma potência de entrada de $P_{in} \approx 395W$, sendo aproximadamente $\frac{1}{4}$ da nominal prevista para o conversor.

Figura 41 - Tensão e corrente de entrada.



Fonte: Do autor.

6.2.2 Enrolamentos do Transformador

6.2.2.1 Primário

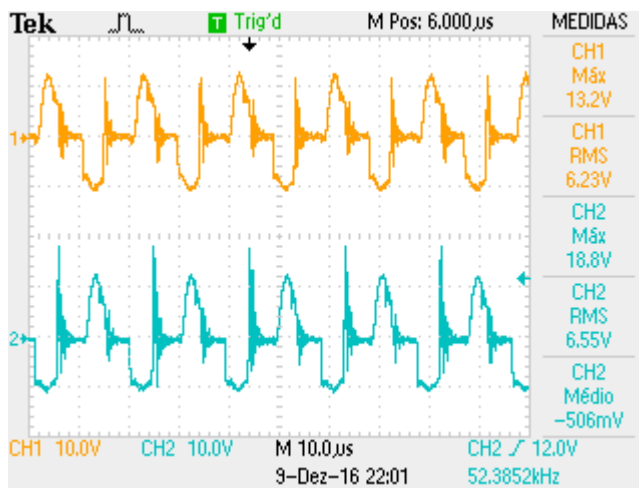
A tensão nos enrolamentos do primário encontra-se presente na Figura 42. Nota-se que a forma de onda em questão possui um pico de

tensão logo quando os interruptores deixam de conduzir, isso ocorre, pois o tempo de descarga da capacitância interna do interruptor está muito rápido, onde para reduzir esse pico deve-se aumentar o resistor de gate do interruptor, tornando-o mais lento e por consequência reduzindo a sobretensão. Inicialmente os interruptores em uso estavam utilizando um resistor de gate de $R_g = 10 \Omega$ previamente calculado na área de projeto, o que levava à uma sobretensão de quase o dobro da atual. Visando melhorar tal situação optou-se por aumentar o resistor de gate do interruptor para $R_g = 33 \Omega$, reduzindo o pico de tensão para a condição atual.

É possível notar também na Figura 42, que a forma de onda não está de acordo com a simulada, tendo uma aparência arredondada, isso ocorre devido a indutância de dispersão presente no enrolamento primário do transformador, das indutâncias parasitas na trilha da placa e possivelmente nas conexões da placa. Isso pode ser ajustado inserindo capacitores de desacoplamento no circuito.

Levando em consideração apenas o patamar de tensão alcançado, nota-se que o enrolamento do primário alcança um valor próximo de V_{in} .

Figura 42 - Tensão nos enrolamentos do primário.



Fonte: Do autor.

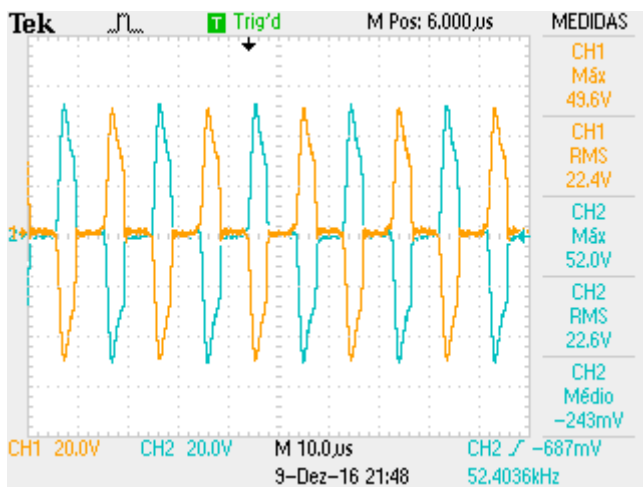
6.2.2.2 Secundário

Conforme descrito no projeto previamente calculado, o transformador em uso é de 1:4, logo a tensão que deve ser apresentada no patamar secundário deve ser quatro vezes o valor obtido no enrolamento primário.

É possível observar na Figura 43, que a tensão de patamar no secundário alcançou um valor máximo muito próximo à quatro vezes a tensão lida no primário, que era de aproximadamente 11,7V, sendo esses valores de 49,6V e o outro enrolamento 52,0V.

Nota-se que há uma diferença na tensão lida nos dois enrolamentos, isso ocorre devido ao desbalanceamento/não idealidade nos enrolamentos, o que pode ocasionar tensões diferentes em cada ponto de leitura.

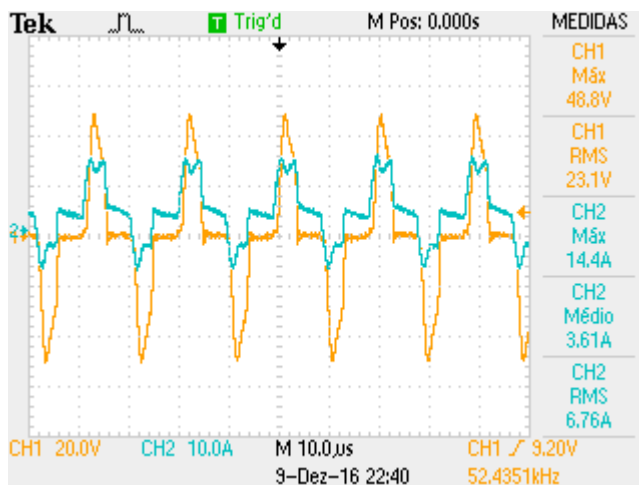
Figura 43 - Tensão nos enrolamentos do secundário.



Fonte: Do autor.

A Figura 44 mostra a corrente e a tensão no secundário do transformador, onde a corrente lida está de acordo com o funcionamento do conversor previsto no capítulo 2.2, possuindo uma corrente máxima de 14,4A, corrente eficaz de 6,76A e média de 3,61A. Lembrando que essa corrente é a mesma que circula nos diodos de saída, porém dividida por três devido ao paralelismo dos componentes.

Figura 44 - Tensão e corrente no secundário.



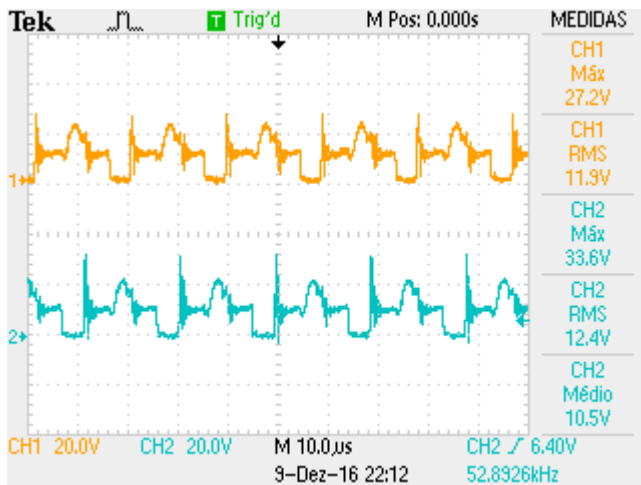
Fonte: Do autor.

6.2.3 Interruptores de Entrada

Conforme detalhado anteriormente, a tensão é nula quando o interruptor encontra-se em condução. Quando os interruptores S_1 e S_2 encontram-se em aberto, a tensão sobre a interruptor é idêntica a tensão de entrada V_{in} . Durante a condução do outro interruptor S_2 , a tensão sobre o interruptor em análise dobra, passando de V_{in} para $2 \times V_{in}$. Como demonstra a Figura 45, o comportamento da tensão lida nos interruptores é igual ao descrito acima. Inicialmente quando o interruptor está conduzindo a tensão sobre ele é zero, quando ele abre, a tensão sobre o mesmo é $V_{in} \approx 11,7V$, e quando o outro interruptor entra em condução, a tensão sobre o mesmo é de $2xV_{in} \approx 23,4V$.

Nota-se que o mesmo pico de tensão encontrado no primário do transformador também encontra-se presente no interruptor. Conforme explicado anteriormente, esse pico de tensão ocorre quando os interruptores encontram-se em aberto, onde para reduzi-lo, basta aumentar o resistor de gate.

Figura 45 - Tensão sobre os interruptores.



Fonte: Do autor.

6.2.4 Diodos de Saída

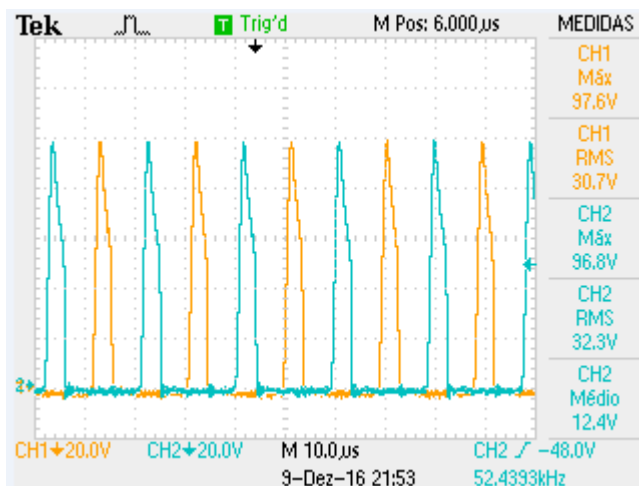
A Figura 46 mostra a tensão elétrica sobre os diodos de saída.

A tensão sobre o diodo é existente apenas na terceira etapa de operação do conversor, quando o mesmo não está em condução e a tensão sobre este será a tensão dos dois enrolamentos secundários em série, ou seja, o somatório das tensões dos secundários e sua corrente é idêntica à corrente do enrolamento secundário L_{s1} , porém, como possui três diodos em paralelo, será a corrente em cada diodo de $1/3$ da corrente do enrolamento secundário.

Conforme mostra a Figura 46, a tensão presente nos diodos é praticamente o dobro da tensão de patamar do secundário, confirmando a teoria descrita acima.

Devido à disposição do circuito, a corrente sobre os diodos é $1/3$ do valor de corrente lido no secundário do transformador apresentado na Figura 44, pois como há 3 diodos em paralelo, a corrente total é dividida por 3.

Figura 46 - Tensão sobre os diodos do secundário.



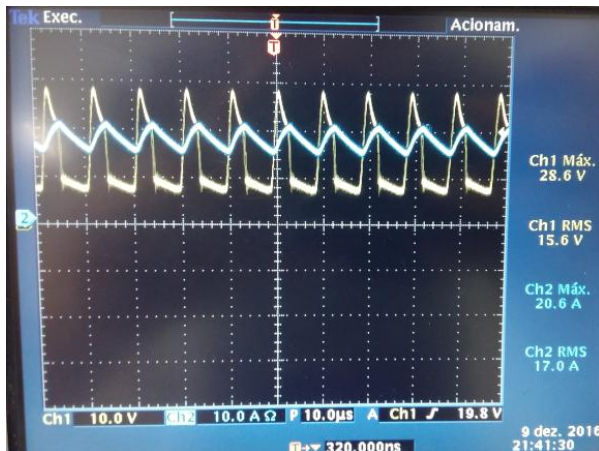
Fonte: Do autor.

6.2.5 Tensão e Corrente de Saída

A Figura 47 mostra as formas de onda da corrente e tensão presente na carga. A corrente está com um funcionamento adequado, porém a tensão já demonstra um comportamento atípico. Isso ocorre, pois, o indutor em uso foi projetado para operar na nominal prevista no projeto, e como esse está trabalhando abaixo da nominal, não consegue atuar de forma adequada reduzindo a oscilação de tensão na carga.

A corrente medida na carga possui uma amplitude de 28,6 A, corrente eficaz de 17 A. Já a tensão possui um valor máximo de 12 V, e eficaz de 15,6 V. Com os valores eficazes, é possível calcular a potência de saída, onde foi denominada em $P_o = 265,2W$.

Figura 47 - Corrente e tensão de saída.



Fonte: Do autor.

Nota-se que a tensão de saída não possui um comportamento resistivo, ou seja, a tensão não acompanha a forma de onda da corrente elétrica. Esse comportamento pode ocorrer devido a uma indutância presente na carga, onde para comprovar essa teoria, mede-se através de uma ponte RLC, a indutância sobre a resistência utilizada, conforme mostra a Figura 48. Com as medições realizadas, obteve-se um valor de indutância de 5,95uH, onde o mesmo é superior ao valor de indutância do indutor de saída. Esse resultado comprova que a carga não é puramente resistiva, confirmando a teoria proposta acima e explicando a diferença entre as formas de onda de tensão e corrente na carga.

Figura 48 - Medições na carga com a ponte RLC.



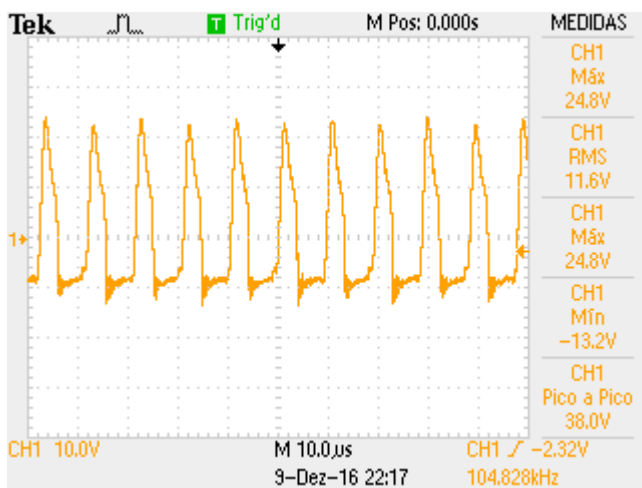
Fonte: Do Autor.

6.2.6 Indutor de Saída

A tensão sobre o indutor de saída é demonstrada através da Figura 49. Sabe-se que, por se tratar de um indutor e por estar em regime permanente, sua tensão média é zero. Levando em consideração as etapas de funcionamento do conversor já previstas no capítulo 2.2, na primeira e terceira etapas a tensão sobre o mesmo é positiva ($V_{in}n - V_o$), onde nesse caso, obteve-se uma tensão máxima de 24,8V. Já na segunda e quarta etapa de operação essa tensão é negativa ($-V_o$), onde nesse caso alcança um valor negativo de -13,2V.

O indutor por estar em série com a carga, sua corrente média (I_{Lmed}) é a própria corrente média de saída que já foi demonstrado anteriormente no subcapítulo 6.2.5.

Figura 49 - Tensão sobre o indutor de saída.



Fonte: Do autor.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A soldagem é, certamente, o meio mais barato, importante e versátil de união entre os materiais metálicos. O progresso alcançado no campo da soldagem, bem como o desenvolvimento de processos e tecnologias avançadas nos últimos anos, é de fundamental importância para a continuidade do desenvolvimento e progresso industrial. Atualmente existem dois principais métodos de soldagem para empregar em locais distantes de redes elétricas, um deles é através de soldagem à oxigás e o outro através do arco elétrico. Ambos os processos são eficientes, porém, para a nossa aplicação, optou-se por utilizar à arco elétrico, que além de ser um procedimento mais seguro, é também mais eficaz do que a gás. Um ponto muito importante é a escolha da fonte de energia que irá ser utilizada na máquina a arco elétrico.

Para o trabalho em questão, foi abordado o desenvolvimento de um conversor *CC-CC Push-Pull*, onde o mesmo foi projetado para ser uma fonte de energia alimentada por baterias para soldagem com eletrodos revestidos. O projeto em si apresentou muita dificuldade em termos de dimensionamento de componentes, visto a sua baixa tensão e alta corrente, sendo necessário fazer paralelismo de diversos componentes do circuito, como os interruptores de entrada, capacitores de desacoplamento e diodos de saída. Além disso, outra dificuldade em termos de dimensionamento foi a construção dos magnéticos, indutor de saída e transformador, onde por ser alta corrente, foi necessário associar diversos fios em paralelo para a construção dos enrolamentos o que dificultou muito a montagem dos mesmos.

Os resultados obtidos experimentalmente e via simulação demonstraram a validade do projeto, onde na parte experimental houve uma pequena diferenciação em termos de formas de onda quando comparadas com os resultados obtidos via simulação. Isso ocorreu devido à indutância de dispersão presente nos enrolamentos do transformador e a indutância presente nas trilhas da placa.

Para trabalhos futuros, deixa-se em aberto a validação do funcionamento do conversor com a implementação do filtro *EMI*, onde neste foi considerado algumas grandezas, como capacitâncias parasitas, as quais podem ser melhor calibradas através do protótipo, bem como o desenvolvimento de um sistema de controle mais preciso, possibilitando controlar a corrente de saída independente da carga.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BALASTERO, J. P. R. **Conversor Buck Utilizando Célula de Comutação de Três Estados**. Ilha Solteira: [s.n.], 2001.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 1º. ed. Florianópolis: [s.n.], 2003.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 7ª. ed. Florianópolis: INEP, 2012.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis: [s.n.], 2002.
- CEZARE, M. J. **Circuito de Comando de Base Proporcional Isolado Auto-Oscilante para Conversor CC-CC Meia-Ponte**. São Carlos: [s.n.], 2010.
- COELHO, F. A. B. **Um Conversor Push-Pull Boost Trabalhando com alto fator de potência Empregando um Filtro Passivo Sintonizado**. Uberlândia: [s.n.], 2006.
- DIXON, L. H. **Transformer and Inductor Design of Power Electronics**. 2nd. ed. Norwell - USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- DOS SANTOS, A. J. A. **Conversor CC-CC ZVS em Ponte Completa Para Aplicação em Máquinas de Soldagem Processo Eletrodo Revestido**. Blumenal: [s.n.], 2010.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. J.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6ª. ed. Porto Alegrew: Bookman, 2006.
- FORTES, C. **Soldagem Mig/Mag**. [S.l.]: ESAB, 2005.
- HOULDCROFT, P. T. **Welding Process Technology**. Londres: Cambridge University Press, 1979.
- HS DISSIPADORES. **Catálogo de Dissipadores**. São Paulo: [s.n.], 2015.

IEEE. **Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents**. [S.l.]: [s.n.], C57-110-1998.

JUNIOR, D. C. F. **Processos Usuais de Soldagem**. São Paulo: [s.n.], 2003.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. Dayton, Ohio, USA: [s.n.], 2008.

KHAN, M. I. **Welding Science and Technology**. 1º. ed. New Delhi: [s.n.], 2007.

LARICO, H. R. E. **Estudo de conversores CC-CC Trifásicos Isolados do Tipo Push-Pull**. Florianópolis: [s.n.], 2011.

LIND, A. **Single Transistor Forward Design**. Villach - Austrália: [s.n.], 2013.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos não Isolados**. 2ª. ed. Florianópolis: [s.n.], 2006.

MODENISI, P. J.; MARQUES, P. V. **Introdução aos processos de soldagem**. Belo horizonte: [s.n.], 2000.

MUSSOI, F. L. R.; ESPERANÇA, C. G. **Resposta em Frequência de Filtro Passivos**. 2ª. ed. Florianópolis: [s.n.], 2004.

NETO, J. C. K. **Conversor DC-DC Isolado Tipo Push-Pull em Modo Corrente**. Rio Grande do Sul: [s.n.], 2010.

PETRY, C. A. **Introdução aos conversores CC-CC**. Florianópolis: [s.n.], 2001.

POMÍLIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. [S.l.]: FEEC 13/95, 2007.

PRESSMAN, A. **Switching Power Supply Design**. 2nd. ed. New York: McGraw-Hill, 1991.

QUITES, A. M.; DUTRA, J. C. **Tecnologia da Soldagem à Arco Voltaico**. Florianópolis: [s.n.], 1979.

RODRIGUES, L. G. **Estudo de um Desenvolvimento de um Conversor DC-DC de Topologia Buck para Aplicação Aeroespacial.** São Carlos: [s.n.], 2013.

SANTOS, A. J. A. D. **Conversor CC-CC ZVS em Ponte Completa para Aplicação em Máquinas de Soldagem Processo Eletrodo Revestido.** Blumenal: [s.n.], 2010.

SILVA, D. P. **Sistema Eletrônico para Processamento de Energia Solar Fotovoltaica, Operando na Máxima Transferência de Potência, com Aplicação na Alimentação de Refrigeradores Convencionais.** Florianópolis: [s.n.], 2003.

THORNTON. **Catálogo de Ferrites.** São Paulo: [s.n.], 2008.

TODD, P. C. **Snubers Circuits: Theory, Design and Application,** Dallas, Texas, Maio 2001.

WAINER, E.; BRANDI, S. D.; MELLO, F. D. H. **Soldagem, Processos e Metalurgia.** 1º. ed. Waterbeach - Grã Betanha: [s.n.], 1995.

WEMAN, K. **Welding Process.** 2ª. ed. England: Cambridge, 2006.

APÊNDICE A - FILTRO EMI

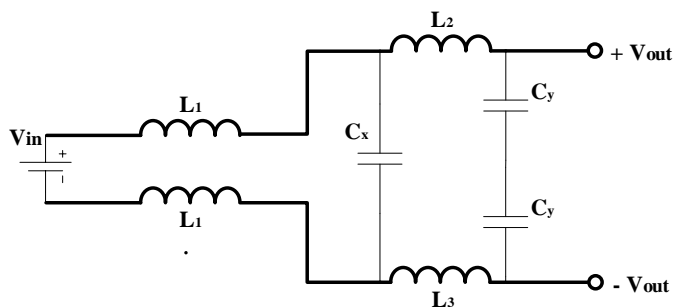
Existem duas maneiras de ocorrer interferências por radiofrequências em projetos de fontes chaveadas. Uma é por irradiação direta, a outra é por condução, que ocorre através dos terminais de entrada e de saída.

As radiações externas podem ser reduzidas, colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica, ou seja, blindando-a, porém, essa caixa metálica utilizada como blindagem deve ser devidamente perfurada para permitir a evacuação de calor.

Já a outra opção, que é o caso a ser considerado no conversor a ser projetado, são as interferências que são transmitidas pelos terminais que são mais difíceis de serem suprimidas. A pior das hipóteses nesse caso, é a interferência que a fonte produz nos terminais de entrada, que acabam se propagando para os outros equipamentos, podendo provocar ruídos e um mau funcionamento do conversor.

Considerando então essa última situação, deve-se projetar um filtro capaz de suprir esse defeito, onde o mesmo tem a estrutura presente na.

Figura 50 - Filtro *EMI* padrão.



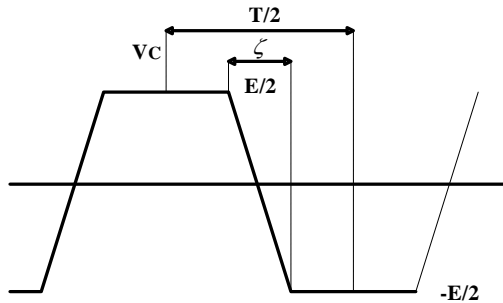
Fonte: Do autor.

Contudo, necessita-se dimensionar os componentes presente no filtro da Figura 50. Para isso, considera-se a frequência de chaveamento na terceira harmônica. Os próximos subcapítulos, irá ser realizado os cálculos necessários para o dimensionamentos dos mesmos.

A.1 TENSÃO ELÉTRICA NA TERCEIRA HARMÔNICA

Sabe-se com a comutação do transistor resulta num aparecimento de uma tensão alternada V_a em relação ao terra, conforme demonstra a forma ilustrada na Figura 51.

Figura 51 - Tensão V_C em relação ao terra.



Fonte: Do autor.

Retira-se os coeficientes da tensão V_a presente na Figura 51, utilizando a série de Fourier, conforme demonstra a Expressão (130).

$$V_n = 2 \cdot V_{in} \left[\frac{1}{n^2 \cdot f \cdot \pi^2 \cdot \zeta} \operatorname{sen}^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(n \cdot f \cdot \pi \cdot \zeta) \quad (130)$$

Considera-se a terceira harmônica para realizar o dimensionamento do filtro *EMI*, com isso, tem-se que:

- $n = 3$;
- $f = 150\text{kHz}$;

Seguindo exemplos de bibliografias, estipula-se o tempo de subida do *Mosfet* em $\zeta = 35\text{ns}$, com isso, define-se a tensão na terceira harmônica. Substituindo os valores na Expressão (130), define-se então esse valor através da Equação (131).

$$V_3 = 2 \cdot 12 \left[\frac{1}{3^2 \cdot 150k \cdot \pi^2 \cdot 35n} \operatorname{sen}^2 \left(3 \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(3 \cdot 150k \cdot \pi \cdot 35n) = 2,54 \text{ V} \quad (131)$$

A.2 NÍVEL DE INTERFERÊNCIA

Para o projeto em questão, estipula-se uma capacitância parasita entre os *Mosfet's* e o dissipador de $C_{diss} = 50pF$. Inicialmente, deve-se encontrar a reatância em que esse capacitor oferece na terceira harmônica. Essa reatância é denominada através da Equação (132).

$$X_{C3} = \frac{1}{\omega_3 C_{disp}} \rightarrow \boxed{X_{C3} = \frac{1}{2\pi \cdot 150k \cdot 50p} = 21,22k\Omega} \quad (132)$$

Com a reatância capacitiva definida, é possível determinar a corrente parasita através do capacitor na terceira harmônica que é definido através da Equação (133).

$$I_{C3} = \frac{V_3}{X_{C3}} \rightarrow \boxed{I_{C3} = \frac{2,54}{21,22k} = 120\mu A} \quad (133)$$

Deve-se agora determinar a queda de tensão nos dois resistores da rede artificial associados em paralelo. Para isso, considera-se cada resistor de 150Ω , com isso a queda de tensão é determinada pela Equação (134).

$$V_{R3} = \frac{R}{2} \cdot I_{C3} \rightarrow \boxed{V_{R3} = \frac{150}{2} \cdot 120\mu = 9mV} \quad (134)$$

É preciso encontrar V_{R3} em decibéis, para assim ser possível determinar a atenuação a ser oferecida pelo filtro. Logo $V_{R3(dB)}$ é definida através da Equação (135).

$$V_{R3(dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{R3}}{1\mu V}\right) \rightarrow \boxed{V_{R3(dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{9m}{1\mu V}\right) = 79 \frac{dB}{\mu V}} \quad (135)$$

De acordo com as normas, apenas 56dB de nível de interferência é permitido, logo a atenuação oferecida pelo filtro é determinada através da Equação (136).

$$\Delta V_{3dB} = V_{R3(dB)} - 56 \rightarrow \Delta V_{3dB} = 79 - 56 = 23 \frac{dB}{\mu V} \quad (136)$$

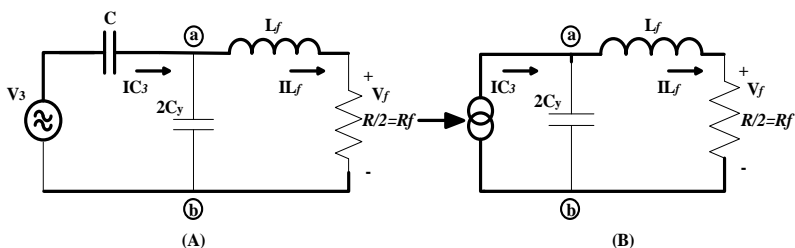
A.3 DIMENSIONAMENTO CAPACITOR C_y

É necessário definir os capacitores C_y de modo comum. Em geral, adota-se o valor de $5nF$ para C_y , para limitar as correntes de fuga para a massa e para proteger os usuários (BARBI, 2003).

A.4 DIMENSIONAMENTO DE L_1

O circuito equivalente para o cálculo do indutor de filtragem de modo comum é ilustrado na Figura 52, onde, inicialmente deve-se calcular a impedância capacitiva presente no capacitor C_y , que é determinada através da Equação (137).

Figura 52 - Circuito equivalente para o cálculo do indutor de filtragem de modo comum.



Fonte: Do autor.

$$X_{C_y} = \frac{1}{\omega_3 \cdot 2 \cdot C_y} \rightarrow X_{C_y} = \frac{1}{2\pi \cdot 150k \cdot 2 \cdot 5n} = 106\Omega \quad (137)$$

Como $X_{C_3} \gg X_{C_y}$, logo a corrente I_{C_3} torna-se independente do filtro de modo comum e o circuito passa a ser representado pela Figura 52 (B).

Para obter-se uma $V_{o(dB)} = 56dB/\mu V$, é necessário encontrar a tensão de saída adequada, que é definida através da Equação (138)

$$54 = 20 \log \left(\frac{V_o}{1\mu V} \right) \rightarrow \boxed{V_o = 631\mu V} \quad (138)$$

Com a de saída definida, e com o valor de resistência, encontra-se então a corrente de saída do filtro a ser considerado através da Equação (139).

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} \rightarrow \boxed{I_f = \frac{631\mu}{150} = 4,21\mu A} \quad (139)$$

Como $I_{C3} \gg I_f$, logo, a tensão V_{fb} é dada pela Equação(140).

$$V_{fb} = X_{cy} \cdot I_{C3} \rightarrow \boxed{V_{fb} = 106 \cdot 120\mu = 12,72mV} \quad (140)$$

Pelos cálculos, sabe-se que $\omega_3 L_f \gg R_f$, logo, tem-se que:

$$\omega_3 L_f = \frac{V_{fb}}{I_f} \rightarrow \boxed{\omega_3 L_f = \frac{0,01272}{4,21\mu} = 3024\Omega} \quad (141)$$

Assim, encontra-se o valor do indutor L_f , que é denominado através da Equação (142).

$$L_f = \frac{\omega_3 \cdot L_3}{2\pi \cdot f_3} \rightarrow L_f = \frac{3024}{2\pi \cdot 150k} = 3,21mH \quad (142)$$

A indutância de cada enrolamento do indutor será a metade de L_f , conforme demonstra a Equação (143).

$$L_1 = \frac{L_f}{2} \rightarrow \boxed{L_1 = \frac{3,21m}{2} = 1,65mH} \quad (143)$$

A.5 DIMENSIONAMENTO DE C_x

Para determinar C_x , deve-se encontrar a corrente na frequência de chaveamento que circula pelo mesmo. Mas para encontrar esse valor, deve-se inicialmente encontrar a corrente de entrada da fonte, que é denominado através da Equação (144).

$$i_{fonte} = \frac{P_{ent}}{V_{in}} \rightarrow i_{fonte} = \frac{500}{12} = 41,67 A \quad (144)$$

O valor da corrente que circula pelo capacitor C_x é limitado em 1% da corrente de entrada da fonte, logo esta, é definida através da Equação (145).

$$I_{C_x} = i_{fonte} \cdot 1\% \rightarrow I_{C_x} = 41,67 \cdot 0,01 = 416,7 mA \quad (145)$$

Com a corrente definida, é possível então definir o valor da capacitância C_x , que é dada através da Equação (146).

$$C_x = \frac{I_{C_x}}{2\pi \cdot f_s \cdot V_{in}} \rightarrow C_x = \frac{416,7m}{2\pi \cdot 50k \cdot 12} = 0,1 \mu F \quad (146)$$

A.6 DIMENSIONAMENTO DE L_2 e L_3

Considera-se uma queda de tensão ΔV_{Lin} provocada pelos indutores L_2 e L_3 associados em série, onde essa deve ser menor ou igual a 1% da tensão de entrada V_{in} . Logo, esta queda de tensão é definida através da Equação (147).

$$\Delta V_{Lin} = V_{in} \cdot 1\% \rightarrow \Delta V_{Lin} = 12 \cdot 0,01 = 0,12 V \quad (147)$$

Com a queda de tensão determinada, logo é possível encontrar os valores de $L_2 + L_3$, que é definido através das Equações

$$L_2 = L_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta V_{Lin}}{2\pi \cdot f_s \cdot i_{fonte}} \rightarrow \boxed{L_2 = L_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,12}{2\pi \cdot 50k \cdot 41,67} = 4,58nH} \quad (148)$$

Nota-se que esse valor de indutância é relativamente baixo. Isso ocorre devido à alta frequência de operação. Logo, por ser tão baixo, logo não há a necessidade de montagem dos indutores L_2 e L_3 , onde neste caso utiliza-se a dispersão do indutor de modo comum.

A.7 RESISTOR DE DESCARGA

Necessita-se de um resistor em paralelo ao capacitor C_x para descarregar a tensão elétrica armazenada no mesmo. Seu valor é calculado através da Expressão (149).

$$R_D = \frac{t}{2,21 \cdot C_x} \quad (149)$$

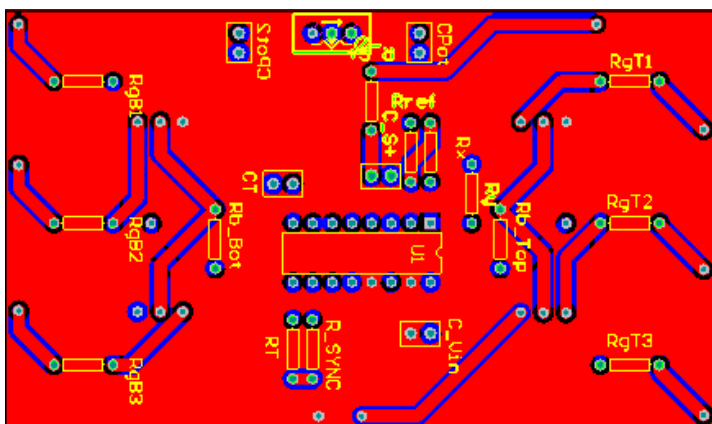
Considerando o tempo de descarga de $t = 1s$, logo, define-se esse resistor, através da Equação (150).

$$R_D = \frac{t}{2,21 \cdot C_x} \rightarrow \boxed{R_D = \frac{1}{2,21 \cdot 0,1\mu} = 4,5M\Omega} \quad (150)$$

Apesar de ter realizado todo o cálculo do filtro *EMI*, ele não será implementado no projeto em questão, podendo ser utilizado em projetos futuros em cima do conversor.

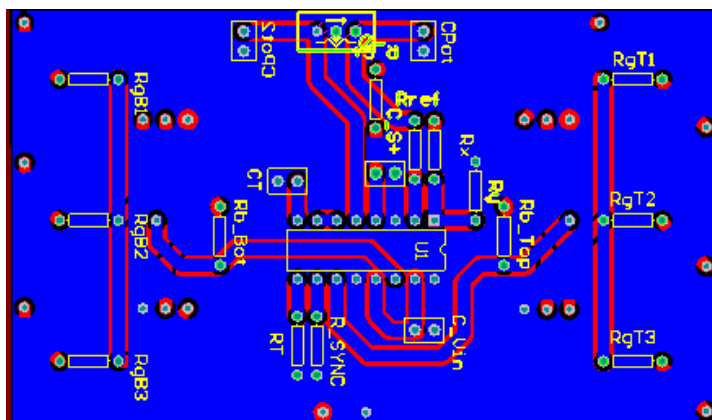
ANEXOS

ANEXO A - Top layer, placa de controle.



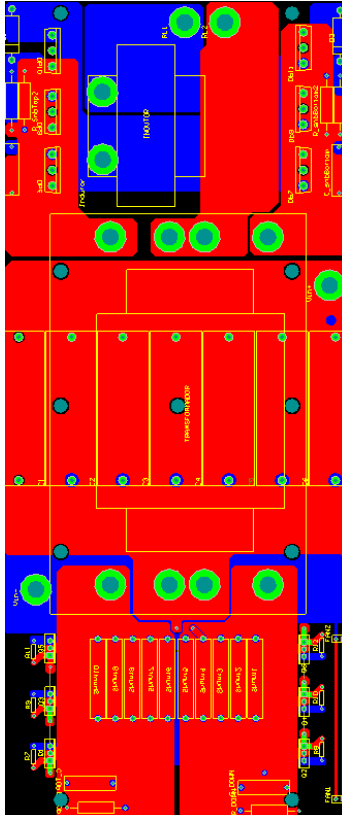
Fonte: Do Autor.

ANEXO B - Bottom layer, placa de controle.



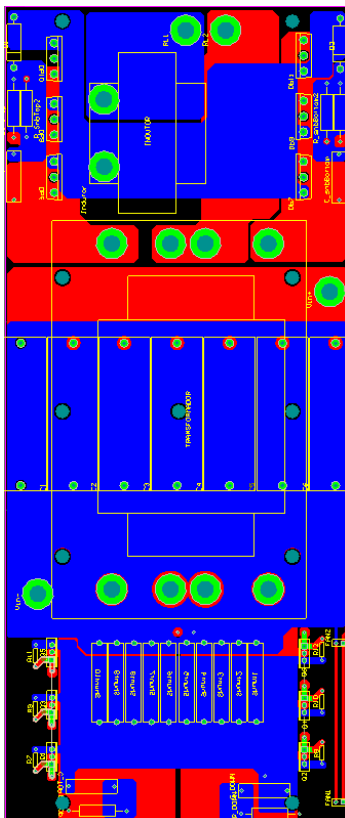
Fonte: Do Autor.

ANEXO C - Top layer, placa de potência.



Fonte: Do autor.

ANEXO D - Bottom layer, placa de potência.



Fonte: Do Autor.