

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA - ÊNFASE ELETROTÉCNICA

CÉSAR AUGUSTO PRIM
SAMIR EL HALABI

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC DE
ALTO RENDIMENTO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO 2

CURITIBA
2013

CÉSAR AUGUSTO PRIM

SAMIR EL HALABI

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC DE ALTO RENDIMENTO

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Roger Gules.

CURITIBA

2013

César Augusto Prim
Samir El Halabi

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC DE ALTO RENDIMENTO

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 01 de Outubro de 2013.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador do Curso de
Engenharia Elétrica do DAELT

Profa. Annemarlen Gehrke Castagna, Ma.
Coordenadora dos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

BANCA EXAMINADORA

Prof. Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Prof. Eduardo Felix Ribeiro Romaneli, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica.

RESUMO

PRIM, César A., EL HALABI, Samir. Implementação de um Conversor Estático CC-CC de Alto Rendimento. 2013. 108 f. Monografia – Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

Este trabalho apresenta a implementação de um conversor estático CC-CC de alto rendimento, na topologia ponte completa com comutação suave e frequência de operação de 70 kHz, para aplicações como fonte auxiliar de energia para som automotivo. Primeiramente é apresentada uma explanação sobre conversores estáticos e a justificativa da escolha da topologia de ponte completa. Na sequência mostra-se o dimensionamento completo do conversor CC-CC de ponte completa com comutação suave. Indo em frente, é feita a simulação e respectiva análise dos resultados. Em seguida, foi apresentado o funcionamento e a comparação com os dados obtidos na experimentação do protótipo. Finalmente apresentam-se as conclusões gerais obtidas do trabalho.

Palavras-chave: Engenharia Elétrica. Retificação. Conversão. Energia Elétrica. Fonte Chaveada. Modulação por Largura de Pulso.

ABSTRACT

PRIM, César A., EL HALABI, Samir. Implementation of a Static DC-DC Converter with High Performance. 2013. 108 f. Monografia – Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

This paper presents the implementation of a static DC-DC converter with high-performance, full-bridge topology with soft switching and operating frequency of 70 kHz, for applications such as auxiliary power for automotive sound. First is presented an explanation of static converters and justification of the choice of full-bridge topology. Following shows up complete sizing the DC-DC converter with full bridge soft switching. Going forward, it is done the simulation and analyzing the results. Then, the operation was presented and compared with the data obtained in the trial of the prototype. Finally we present the general conclusions obtained from this work.

Keywords: Electrical Engineering. Rectification. Conversion. Electricity. Switched Power Supply. Pulse Width Modulation.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações técnicas de fontes auxiliares.....	17
Tabela 2 – Identificação de símbolos	35
Tabela 3 – Identificação de símbolos	39
Tabela 4 – Identificação de símbolos	41
Tabela 5 – Parâmetros básicos para cálculo do transformador	63
Tabela 6 –Características do núcleo escolhido do transformador	64
Tabela 7 – Considerações básicas para o indutor ressonante	68
Tabela 8 – Identificação de símbolos	68
Tabela 9 – Considerações para os indutores de saída	71
Tabela 10 – Características do núcleo dos indutores de saída.....	71
Tabela 11 – Características da chave semicondutora selecionada	74
Tabela 12 – Características do diodo selecionado.....	75
Tabela 13 – Características do diodo selecionado.....	78
Tabela 14 – Especificações do projeto.....	90

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Fontes auxiliares.....	16
Figura 2 – Conversor isolado em ponte completa.....	21
Figura 3 – Conversor isolado em ponte completa e comutação suave.....	22
Figura 4 – Sinais de comando do conversor ponte completa assimétrico.....	23
Figura 5 – Primeira etapa.....	24
Figura 6 – Segunda etapa.....	24
Figura 7 – Terceira etapa.....	25
Figura 8 – Quarta etapa.....	25
Figura 9 – Quinta etapa.....	26
Figura 10 – Sexta etapa.....	26
Figura 11 – Sétima etapa.....	27
Figura 12 – Oitava etapa.....	27
Figura 13 – Nona etapa.....	28
Figura 14 – Décima etapa.....	28
Figura 15 – Décima primeira etapa.....	29
Figura 16 – Décima segunda etapa.....	29
Figura 17 – Formas de onda do conversor ponte completa de comutação suave assimétrica.....	30
Figura 18 – Secundário do transformador e retificador dobrador de corrente.....	31
Figura 19 – Primeira etapa de funcionamento.....	32
Figura 20 – Segunda etapa de funcionamento.....	33
Figura 21 – Terceira etapa de funcionamento.....	33
Figura 22 – Circuito de potência, ponte completa com dobrador de corrente.....	34
Figura 23 – Circuito interno do CI SG3525.....	48
Figura 24 – Circuito de comando dos <i>drivers</i> das chaves de potência.....	49
Figura 25 – Forma de onda gerada pelo circuito de comando da figura 24.....	50
Figura 26 – Circuito de proteção contra sobrecarga e curto circuito na saída.....	51
Figura 27 – Malha do compensador PID de tensão.....	52
Figura 28 – Circuito amplificador diferencial para tensão.....	54
Figura 29 – Circuito compensador de tensão.....	55
Figura 30 – Malha do compensador PI de corrente.....	58
Figura 31 – Circuito amplificador diferencial.....	59

Figura 32 – Núcleo de ferrite IP12R (65/33/26).	64
Figura 33 – Núcleo de ferrite IP12R (32/20).	69
Figura 34 – Núcleo de ferrite IP12R (55/28/21).	72
Figura 35 – Diagrama de BODE.	78
Figura 36 – Diagrama de BODE para o sistema compensado.	81
Figura 37 – Diagrama de BODE para o sistema compensado.	83
Figura 38 – Circuito utilizado na simulação.	85
Figura 39 – Circuito de controle e comando utilizado na simulação.	86
Figura 40 – Corrente no indutor LR ressonante.	86
Figura 41 – Detalhe da entrada em condução e bloqueio de S1.	87
Figura 42 – Detalhe da entrada em condução e bloqueio de S2.	87
Figura 43 – Corrente nos diodos retificadores D01 e D02 e no capacitor Cs. ...	88
Figura 44 – Tensão e corrente de saída.	88
Figura 45 – Protótipo do conversor CC-CC montado.	91
Figura 46 – Comutação do braço crítico.	92
Figura 47 – Comutação do braço não crítico.	93
Figura 48 – Comutação do braço não crítico.	93
Figura 49 – Tensão sobre o diodo retificador de saída.	94
Figura 50 – Tensão e corrente de saída conversor.	94
Figura 51 – Atuação da malha de corrente.	95
Figura 52 – Rendimento do conversor.	95

LISTA DE SIGLAS

CA-CC	Corrente Alternada – Corrente Contínua
CC-CC	Corrente Contínua – Corrente Contínua
<i>Driver</i>	Excitador
<i>FB-ZVS-PMW</i>	<i>Full Bridge – Zero Volt Switching</i>
<i>Flyback</i>	Topologia de conversor estático
<i>Forward</i>	Topologia de conversor estático
<i>LED</i>	<i>Light Emitting Diode</i>
Meia-Ponte	Topologia de conversor estático
<i>MLP</i>	<i>Modulação por largura de pulso</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
NPN	Transistor do tipo N
<i>Package</i>	Encapsulamento
<i>PFC</i>	<i>Power Factor Correction</i>
PNP	Transistor do tipo P
Ponte completa	Topologia de conversor estático
Resistor <i>Shunt</i>	Resistor de baixa impedância com valor bem definido
RSE	Resistência série equivalente
<i>Schmitt Trigger</i>	Histerese
<i>Schottky</i>	Tipo de diodo
<i>SMPS</i>	<i>Switched Mode Power Supplies</i>
<i>Totem-pole</i>	Forma de disposição de transistores NPN ou PNP

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	13
1.1 TEMA.....	14
1.1.1 Delimitação do tema	14
1.2 PROBLEMA E PREMISSAS	14
1.3 OBJETIVOS.....	15
1.3.1 Objetivo geral.....	15
1.3.2 Objetivos específicos.....	15
1.4 JUSTIFICATIVA.....	15
1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	17
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO	18
CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DOS CONVERSORES ESTÁTICOS	
19	
2.1 INTRODUÇÃO	19
2.2 CONVERSORES CA-CC	19
2.3 CONVERSORES CC-CC.....	20
2.4 CONVERSORES ISOLADOS	20
2.5 CONVERSOR ISOLADO PONTE COMPLETA.....	21
2.6 CONVERSOR PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO SUAVE ASSIMÉTRICA.....	22
2.6.1 Etapas de funcionamento do conversor	23
2.6.2 Formas de onda do conversor ponte completa com comutação suave assimétrica.....	30
2.7 RETIFICADOR DOBRADOR DE CORRENTE	31
2.8 METODOLOGIA DE PROJETO	34
2.8.1 Dimensionamento do transformador.....	34
2.8.2 Dimensionamento do indutor ressonante	39
2.8.3 Dimensionamento dos indutores de saída.....	41
2.8.4 Dimensionamento dos interruptores de potência.....	43
2.8.5 Dimensionamento dos retificadores de potência	44
2.8.6 Dimensionamento do circuito Rcc e Ccc de bloqueio em série com o transformador	45

2.8.7	Dimensionamento do filtro de saída	45
2.8.8	Dimensionamento do dissipador.....	46
2.9	TÉCNICA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (MLP)	47
2.9.1	Estratégia de controle.....	51
2.9.2	Compensador de tensão.....	52
2.9.3	Procedimento de cálculo dos componentes do amplificador diferencial.....	53
2.9.4	Procedimento de cálculo dos componentes do compensador de tensão	55
2.9.5	Compensador de corrente	58
2.9.6	Procedimento de cálculo dos componentes do amplificador diferencial.....	58
2.9.7	Procedimento de cálculo dos componentes do compensador de corrente	60
2.10	CONCLUSÃO.....	62

CAPÍTULO 3 – DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR.....63

3.1	INTRODUÇÃO	63
3.2	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR.....	63
3.3	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE	67
3.4	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE SAÍDA.....	70
3.5	DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA.....	74
3.6	DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DE POTÊNCIA.....	75
3.7	DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO Rcc E Ccc DE BLOQUEIO EM SÉRIE COM O TRANSFORMADOR.....	76
3.8	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA	76
3.9	DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES.....	77
3.10	DIMENSIONAMENTO DE CONTROLE E COMANDO.....	77
3.10.1	Função transferência do conversor.....	78
3.10.2	Compensador de tensão:.....	79
3.10.3	Cálculo dos componentes do amplificador diferencial.....	80
3.10.4	Cálculo dos componentes do compensador de tensão.....	80
3.10.5	Compensador de corrente.....	81

3.10.6	Cálculo dos componentes do amplificador diferencial:.....	82
3.11	CONCLUSÃO.....	84
CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÃO		85
4.1	INTRODUÇÃO	85
4.2	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA	85
CAPÍTULO 5 – EXPERIMENTAÇÃO		90
5.1	INTRODUÇÃO	90
5.2	MONTAGEM DO PROTÓTIPO.....	90
5.3	MEDIÇÕES DO CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA E COMUTAÇÃO SUAVE	92
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES GERAIS		96
REFERÊNCIAS.....		97
ANEXOS		97
DIAGRAMA EM BLOCOS DO DRIVER UTILIZADO		108

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

O aumento da necessidade de carregadores de baterias e fontes de alimentação nos setores aeroespacial, nas indústrias e nas telecomunicações resultou em um aperfeiçoamento dos conversores de energia até então existentes. As exigências quanto ao rendimento e a potência passaram a ser mais rigorosas com o desenvolvimento de equipamentos. Os aparelhos eletroeletrônicos desenvolvidos pelo homem, desde a radiola até o último televisor a *LED*, utilizam algum tipo de conversor elétrico. Esses conversores têm a finalidade de obter energia elétrica de uma fonte externa, na maioria das vezes da rede de distribuição elétrica, e fazer a adequação da tensão e corrente que o equipamento necessita para a sua funcionalidade. Algumas vezes, tais adequações de tensão são feitas por conversores lineares, em que a alimentação é feita por um transformador acoplado a um regulador linear que reduz ou eleva a tensão de entrada e garante a isolação elétrica. Outras vezes, ela é feita por conversores estáticos que através de conversores CA-CC reduzem ou elevam a tensão elétrica.

As fontes chaveadas começaram a ser desenvolvidas na década de 60, para serem empregadas nos programas espaciais. O objetivo era substituir as fontes reguladas convencionais lineares, volumosas, pesadas e dissipativas, por fontes compactas e de alto rendimento.

Com tantas aplicações e requisitos, as fontes de alimentação se tornaram um segmento autônomo no mercado de eletrônica, o qual movimentou em 2002 mais de cinco bilhões de dólares (NATIONAL SEMICONDUCTOR, 2002).

As fontes do tipo chaveadas estão presentes em uma grande quantidade de equipamentos modernos. Essas fontes consistem na solução ideal para os casos em que é necessário alto rendimento e tamanho reduzido, substituindo as tradicionais fontes lineares. Monitores de vídeo, televisores, carregadores de celulares e computadores são alguns exemplos de equipamentos que fazem uso desse tipo de conversor. As *SMPS* são importantes por apresentarem diversas vantagens em relação às típicas fontes lineares, tais como: rendimento maior, menor geração de calor, melhor regulação, menores em tamanho e peso (não fazem uso dos pesados transformadores com núcleo laminado).

As fontes lineares têm baixo rendimento porque para reduzir a tensão dissipam uma potência significativa na forma de calor. Uma fonte linear típica tem

um rendimento inferior a 50%. Por outro lado, as fontes chaveadas chegam a alcançar mais de 90% de rendimento.

Dentre a diversidade de topologias para fonte de alimentação do tipo chaveada, podem-se citar alguns exemplos como os conversores: *Forward*, *Flyback*, Meia-Ponte (*Half Bridge*) e Ponte Completa (*Full Bridge*).

1.1 TEMA

O aperfeiçoamento dos conversores estáticos atraiu os fabricantes de equipamentos do setor automotivo por conta da redução da relação volume/potência e do alto rendimento atingido por eles. Assim sendo, o presente trabalho apresentará um conversor voltado ao segmento automotivo, bem como soluções de baixo custo e alto rendimento para as fontes de alimentação CC.

1.1.1 Delimitação do tema

Pretende-se com este projeto de conclusão de curso desenvolver e implementar um conversor estático CC-CC de alto rendimento, para operar em sistemas de som automotivo que seja compacto, com potência de 1.440 W e que utilize da topologia ponte completa.

1.2 PROBLEMA E PREMISAS

Equipamentos que realizam conversão de energia elétrica podem fazer uso da tecnologia linear ou então chaveada. Entretanto, quando o volume, peso e estética são requisitos fundamentais para alocação destes, como é o caso de equipamentos utilizados em automóveis, os conversores chaveados são, em sua grande maioria, a melhor escolha.

O presente trabalho tem a intenção de resolver os problemas enfrentados por proprietários de som automotivo. A questão é, quando estes possuem equipamentos de elevada potência e a sua única fonte de alimentação são os bancos de bateria que o automóvel possui, com o contínuo uso, e os desgastes temporais, as baterias não são capazes, o suficiente, de manter o nível de tensão exigido pelo conjunto eletroeletrônico. Estas quedas de tensão podem gerar problemas tão sérios, que,

em alguns casos, acarretam a queima de todo o conjunto elétrico. Com a colocação de um acessório que além de fornecer carga às baterias, possa, ao mesmo tempo, auxiliar a manter o nível de tensão exigido pelo conjunto, que reduz significativamente a possibilidade de danos ou queimas.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

Desenvolver um conversor estático CC-CC de alto rendimento para operar como fonte auxiliar em sistemas de som automotivo.

1.3.2 Objetivos específicos

- Analisar como funcionam os conversores estáticos;
- Esclarecer quais são as ferramentas necessárias para o desenvolvimento de um conversor estático;
- Aprender como é feito o dimensionamento de componentes para conversores estáticos;
- Realizar cálculos e simulações em *softwares*;
- Montar um protótipo baseado em dados obtidos;
- Realizar medições com equipamentos como osciloscópio, termômetro, wattímetro e amperímetro;
- Implementar o projeto com componentes de maior rendimento;
- Realizar os testes finais.

1.4 JUSTIFICATIVA

Mesmo com a quantidade de soluções tecnológicas já obtidas, continuam a existir diferentes desafios perante os obstáculos do desenvolvimento. Exemplos como a alimentação em tensões cada vez mais baixas dos circuitos digitais, as implicações sobre os valores mínimos de queda das tensões diretas dos componentes, ou ainda os circuitos de eletrônica embarcada em automóveis e

tantas outras aplicações em aparelhos de tecnologia da informação fazem parte desta realidade e formam os principais motivos que ocasionaram a proposta de estudo dos conversores estáticos para a apresentação do presente trabalho. “A crescente demanda por fontes de alimentação compactas, de alto rendimento exigiu soluções que transcendiam as fontes convencionais baseadas em retificadores controlados ou não” (POMILIO, 2010). O próprio fato de que o protótipo a ser desenvolvido por este trabalho pode um dia se tornar um produto que atenda as necessidades apresentadas, reforça a justificativa do estudo sobre fontes chaveadas.

O principal objetivo do trabalho proposto é obtenção de um melhor rendimento das fontes auxiliares utilizadas em equipamentos automotivos. A figura 1, apresenta alguns produtos existentes no segmento automotivo que utilizam conversores estáticos.



Figura 1 – Fontes auxiliares.

Fonte: Adaptado de SOUNDIGITAL, TARAMP'S, STETSOM e USINA.

Com base em um levantamento realizado em julho de 2012, por parte dos integrantes da equipe em lojas de equipamentos automotivos, concluiu-se que as quatro fontes mais utilizadas neste segmento são as apresentadas na figura 1.

Em parceria com a empresa INFINITY SOUND CAR (loja especializada em equipamentos automotivos da cidade de Umuarama no Paraná) foram realizados

alguns testes na própria sede da empresa. A partir dos dados coletados foi gerada a tabela 1 que relaciona a capacidade de tensão, corrente e rendimento das fontes testadas.

Tabela 1 – Especificações técnicas de fontes auxiliares.

Fonte	Fabricante	Tensão de saída	Corrente de saída máxima	Potência de saída	Rendimento
1	SounDigital	13,6 V	120 A	1.632 W	72 %
2	TARAMP'S	14,4 V	100 A	1.440 W	83 %
3	STETSOM	14,4 V	140 A	2.016 W	79 %
4	USINA SPARK	14,4 V	100 A	1.440 W	76 %

O desenvolvimento sustentável visa suprir as necessidades do presente, sem comprometer a possibilidade das futuras gerações atenderem às próprias necessidades. Desta forma, esta proposta tentará apresentar uma possível solução para o rendimento das fontes auxiliares, cujo principal objetivo é atingir maior rendimento que as disponíveis no presente mercado.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O primeiro passo do trabalho foi a elaboração de pesquisas bibliográficas e a consequente reunião de informações a respeito dos temas necessários para o desenvolvimento do projeto. A partir de então, o trabalho teve uma sequência de cinco etapas. Na primeira etapa, houve busca das definições topológicas básicas para o entendimento dos conversores. Consequentemente, através dos estudos das mais variadas aplicações, encontrou-se a topologia objetivada, ou seja, o conversor em ponte completa. Na segunda etapa foram realizados os cálculos para o dimensionamento dos componentes aplicados ao protótipo. Dando sequência aos cálculos, então a terceira etapa, cujos dados obtidos serviram para realização de simulações em *softwares*. De posse das curvas e dos valores de simulações pode-se então partir para a quarta etapa, onde houve o início da montagem do protótipo. Com o protótipo pronto, iniciou-se a quinta e última etapa, que foi a realização de testes e obtenção de dados. Tais dados geraram a conclusão que foi apresentada neste TCC2.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Neste subcapítulo apresenta-se resumidamente o conteúdo abordado em cada parte deste trabalho, como segue:

- Capítulo 1 – Introdução: Neste capítulo é apresentado o tema a ser estudado, justificando a sua pertinência. Também foi feita uma apresentação da proposta, definição do tema, definição dos objetivos e motivação para o desenvolvimento do trabalho.
- Capítulo 2 – Fundamentação teórica sobre os conversores estáticos: Uma abordagem inicial sobre conversores estáticos começa o segundo capítulo, seguido de uma explanação detalhada das fases de funcionamento do conversor em Ponte completa com Comutação Suave, bem como no final, que é apresentado o gráfico das formas de onda de cada fase do conversor.
- Capítulo 3 – Dimensionamento do conversor: Todos os procedimentos de cálculo para o dimensionamento adequado dos componentes ativos, passivos e reativos do conversor, são apresentados nos itens deste capítulo.
- Capítulo 4 – Simulações e análise dos resultados: Após a apresentação dos cálculos no capítulo anterior, neste capítulo são apresentadas todas as simulações e a respectiva análise dos resultados obtidos, bem como a confrontação destes resultados com os dados calculados.
- Capítulo 5 – Experimentação: Neste capítulo são apresentados os dados medidos no protótipo e é efetuada a comparação destes dados com os cálculos do capítulo 3 e a simulação do capítulo 4, bem como é apresentada uma avaliação preliminar da referida comparação.
- Capítulo 6 – Conclusões gerais: Neste capítulo foi apresentada a conclusão geral, extraída do conjunto de todas as fases elencadas no presente trabalho de conclusão de curso, para obtenção da graduação em Engenharia Industrial Elétrica com ênfase em Eletrotécnica.

CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

2.1 INTRODUÇÃO

Há quase meio século que a tecnologia dos conversores vem sendo utilizada com o objetivo de reduzir os volumosos conversores elétricos. Porém, vem sendo aperfeiçoada e tem se mostrado confiável para substituir os conversores com tecnologia não tão atual. Devido a estudos e avanços na eletrônica de potência hoje se dispõem de uma grande quantidade de topologias. Estas variam entre conversores com maior ou menor rendimento, isolamento, potência, entre outros fatores.

2.2 CONVERSORES CA-CC

O conversor CA-CC, mais conhecido como retificador, é utilizado onde a fonte de alimentação disponível apresenta-se em corrente alternada. Ele pode ser caracterizado como um retificador controlado ou não controlado (POMILIO, 2009).

Mediante parâmetros de referência, os conversores de um modo em geral, devem ser compatíveis com exigências rígidas estabelecidas por normas tais como *Energy Star* e *Blue Angel*. Por exigências dessas normas, as fontes devem contar com no mínimo dois estágios de conversão, em que o primeiro estágio é chamado de estágio pré-regulador, basicamente um conversor CA-CC com correção do fator de potência (PFC), cujo objetivo é retificar a tensão de alimentação, regular a tensão de saída do primeiro estágio e impor uma forma de onda senoidal para a corrente de entrada que esteja em fase com a tensão da rede. O segundo estágio, foco deste trabalho, tem as funções de adaptar e regular a tensão de saída, além de isolar galvanicamente a rede e a carga e fornecer altas potências de maneira contínua e confiável. Suas características principais de funcionamento são o alto desempenho e o alto rendimento.

Segundo Pomilio (2009), o fornecimento de energia elétrica é feito essencialmente, a partir de uma rede de distribuição em corrente alternada senoidal, devido à facilidade de adaptação do nível de tensão por meio de transformadores. Tendo como base que a fonte de alimentação disponível seja algum tipo de tomada oriunda da rede elétrica, pode-se assumir que geralmente, a tensão e a corrente

disponíveis possuem características alternadas e com frequência de operação variando de região para região.

2.3 CONVERSORES CC-CC

O conversor CC-CC é utilizado onde a fonte de alimentação disponível apresenta-se em corrente contínua, sendo que esta alimentação em CC pode ser proveniente de um banco de baterias ou de um retificador sem controle, como é o caso de uma simples ponte retificadora com diodos, ou ainda, pode ter origem numa retificação controlada como no caso de um estágio de pré-regulação.

O conversor CC-CC é um sistema formado por semicondutores de potência operando como interruptores e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, que tem por função controlar o fluxo de potência elétrica que passa pela fonte, da entrada até a saída (BARBI, 2000). Para que possa haver um controle deste fluxo de potência, é definida uma variável de entrada representada por D , conhecida como razão-cíclica. Ela representa o tempo em que a chave permanecerá fechada em relação ao período do ciclo. Seu controle é baseado principalmente em técnicas de modulação por largura de pulso (MLP).

2.4 CONVERSORES ISOLADOS

De forma bem superficial, o que caracteriza um determinado conversor estático é se ele possui, ou não, isolamento entre a entrada e saída. Assim sendo, o projeto se inicia com um estudo que verifica o nível de tensão, a potência e as condições de trabalho, nas quais o conversor estará submetido.

Um equipamento que opere em elevada potência, e que a tensão que o alimenta é considerada perigosa, deve garantir que independente de qualquer ação externa nenhuma descarga elétrica ocorra ao operador. Um exemplo básico disto é se por algum motivo uma falha venha a ocorrer na entrada de alimentação do conversor, esta falha não deve acarretar qualquer perturbação à saída. Sendo assim, mediante as condições apresentadas, os conversores conectados a um sistema de alta tensão precisa garantir imunidade contra choques elétricos ao usuário. Assim sendo o conversor a ser projetado neste trabalho deverá contar com uma isolamento entre o lado de alimentação e o lado de fornecimento de energia a carga.

Normas regulamentadoras, hoje exigidas por equipamentos que operam próximas a seres vivos, definem os tipos e classe de isolações que um conversor deve apresentar – norma IEC 60085. Portanto, buscando na norma, conversores que operem com tensões acima de 42VCA ou 60VCC, estão incluídos na categoria de tensões perigosas. Sendo assim, como o conversor operará com um barramento de 400VCC isto exige que ele possua isolação reforçada com grau de poluição III.

Após um estudo realizado sobre as mais diferentes topologias de conversores estáticos e baseado nas instruções de BARBI, conversores que operem com elevada tensão de entrada e alta potência de saída, acima de 500 W, precisam contar com topologias como a de ponte completa.

2.5 CONVERSOR ISOLADO PONTE COMPLETA

O conversor ponte completa, recebe este nome por apresentar a disposição de suas chaves S1, S2, S3 e S4 da forma como é apresentada na figura 2.

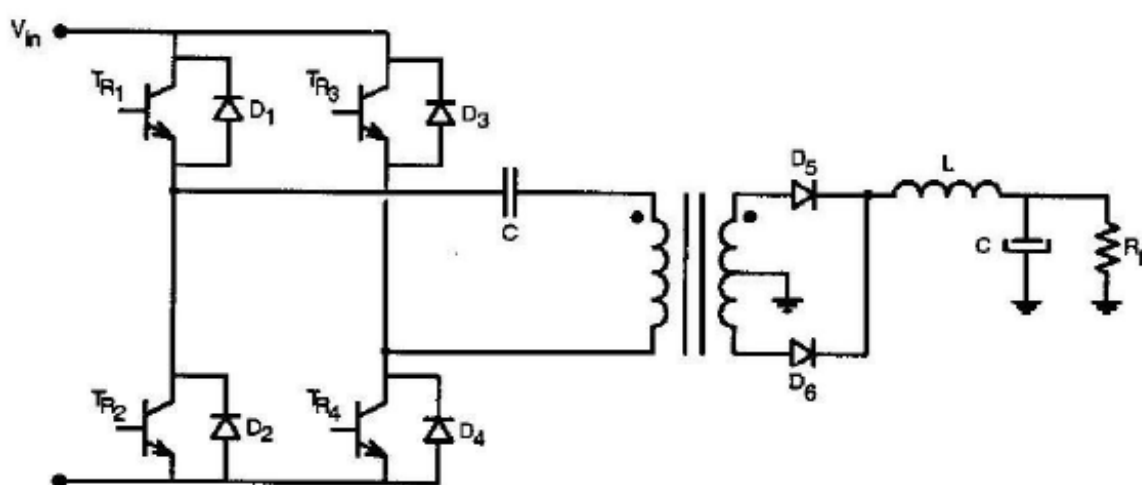


Figura 2 – Conversor isolado em ponte completa.
Fonte: Projeto de Fontes Chaveadas, BARBI, 2007.

O projeto de um conversor em ponte completa se torna viável quando a potência nominal de saída do conversor é superior a 500 W (BARBI, 2007, p. 124). Diferentemente das outras topologias este conversor exige a utilização de quatro chaves semicondutoras e quatro circuitos de acionamentos independentes (BARBI, 2001).

O surgimento das exigências quanto ao rendimento energético, levou os conversores em ponte completa a serem cada vez mais aperfeiçoados. Hoje em dia,

por técnicas, como por exemplo, de comutação suave, conversores conseguem atingir rendimentos superiores a 90%.

2.6 CONVERSOR PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO SUAVE ASSIMÉTRICA

O conversor de Ponte completa com Comutação Suave Assimétrica que será estudado neste trabalho, é um dos mais importantes conversores da literatura de eletrônica de potência.

O circuito tem um filtro LC na saída, a exemplo do que é utilizado no conversor em ponte completa tradicional.

O indutor do filtro reduz muito a ondulação na corrente após o retificador de saída. Para efeito de estudo, ele é usualmente substituído por uma fonte de corrente ideal. A consequência disso é uma redução das perdas de condução totais do conversor, com um significativo aumento do rendimento, em relação ao conversor com filtro capacitivo na saída.

O circuito de potência do conversor de Ponte completa com Comutação Suave Assimétrica está representado na figura 3.

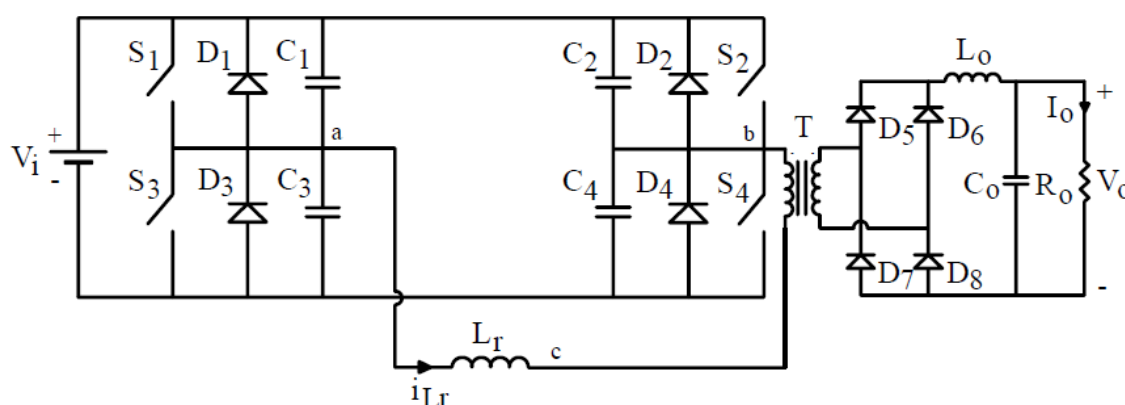


Figura 3 – Conversor isolado em ponte completa e comutação suave.
Fonte: Conversores cc-cc isolados de alta frequência com comutação suave, BARBI e FABIANE 1999.

O comando de cada braço do conversor deve ser complementar, portanto, a tensão nos pontos A e B (V_{AB}) e, conseqüentemente, a potência que é transferida à

carga é controlada pela largura dos pulsos aplicados aos gatilhos de cada chave. A figura 4 demonstra como é feito o comando complementar de cada braço.

As formas de onda em azul representam os sinais de comando em cada chave semicondutora.

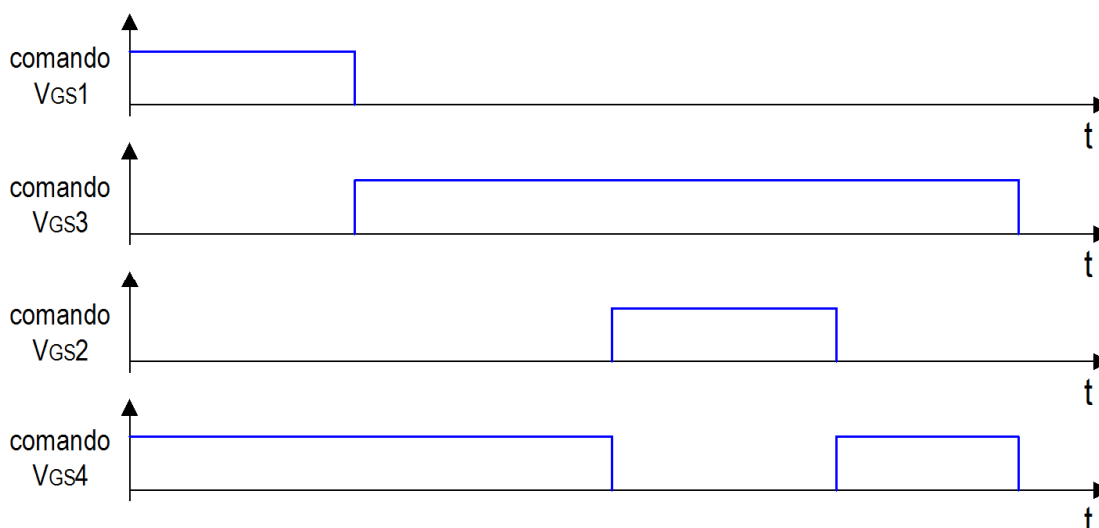


Figura 4 – Sinais de comando do conversor ponte completa assimétrico.
Fonte: Autoria Própria.

2.6.1 Etapas de funcionamento do conversor

No intuito de simplificar a análise deste, será realizada a remoção do transformador. A carga será representada por uma fonte de corrente ideal I_O e todos os demais componentes serão considerados como ideais. Neste caso, como são empregados chaves comutadoras do tipo mosfet como interruptoras, $D_{1,2,3,4}$ e $C_{1,2,3,4}$ são os componentes intrínsecos, ou seja, internos ao mosfet, não sendo necessário componentes externos. Todas as etapas de funcionamento foram retiradas do livro do BARBI e FABIANE (1999).

1ª Etapa (t_0, t_1)

Considerando que o circuito já esteja em regime permanente e que referencialmente seja o instante inicial denominado como t_0 , na figura 5 está

representada a primeira etapa de funcionamento. Durante esta ocorre a transferência de potência para a carga, através de S_1 e S_4 .

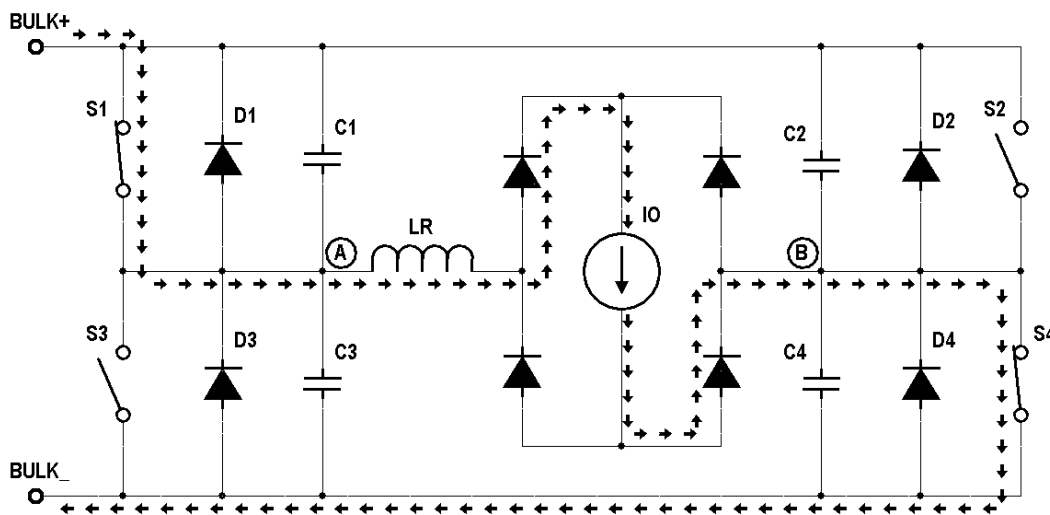


Figura 5 – Primeira etapa.
Fonte: Autoria Própria.

2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 a chave S_1 é bloqueada. As tensões V_{C1} e V_{C3} variam de forma ressonante até o instante t_2 , quando a tensão no capacitor C_3 torna-se igual a zero. Na figura 6 tem-se a segunda etapa.

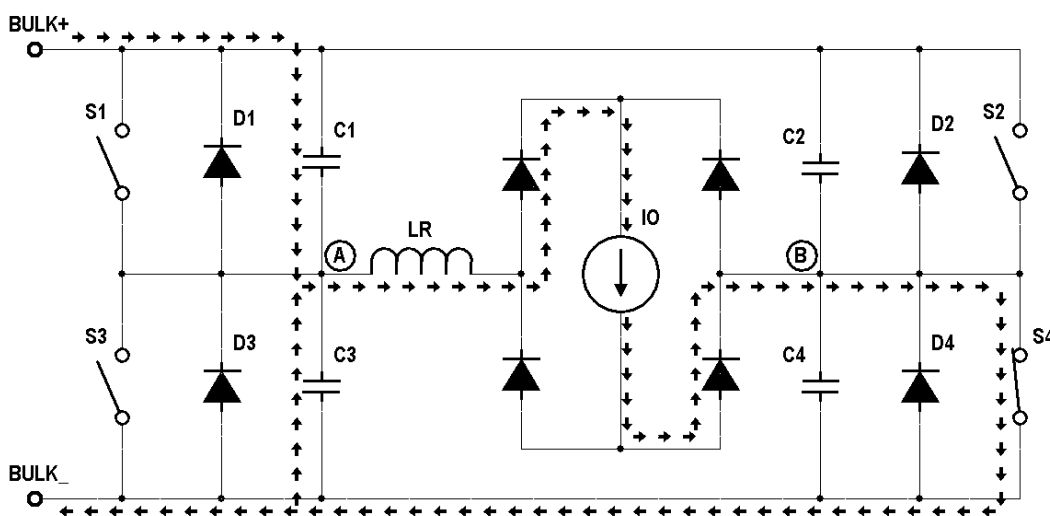


Figura 6 – Segunda etapa.
Fonte: Autoria Própria.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 , quando a tensão no capacitor C_3 atinge zero, o diodo D_3 é polarizado diretamente, entrando em condução, como mostrado na figura 7. Durante esta etapa os diodos do estágio de saída se mantêm em curto-circuito e a corrente no indutor LR circula por D_3 e S_4 .

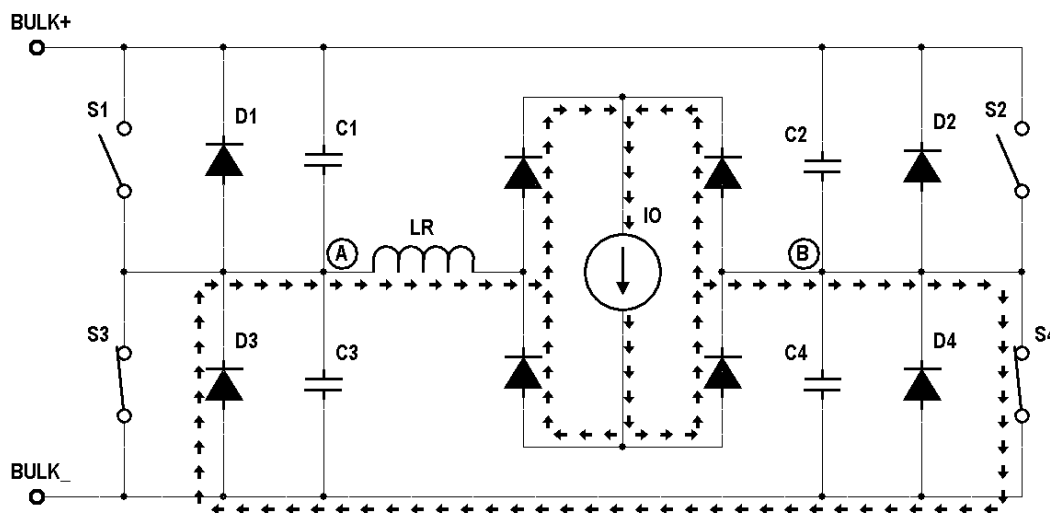


Figura 7 – Terceira etapa.
Fonte: Autoria Própria.

4ª Etapa (t_3, t_4)

A quarta etapa está representada na figura 8. No instante t_3 a chave S_4 é bloqueada. As tensões V_{C2} e V_{C4} , e a corrente I_{LR} variam de forma ressonante até o instante t_4 , quando a tensão V_{C2} torna-se igual à zero.

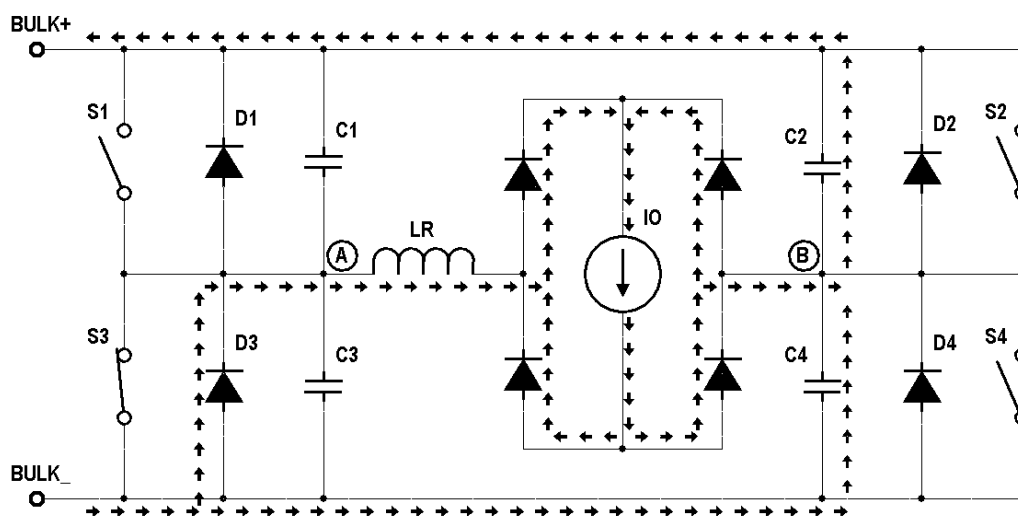


Figura 8 – Quarta etapa.
Fonte: Autoria Própria.

5ª Etapa (t_4, t_5)

A quinta etapa inicia no instante t_4 quando a tensão no capacitor C_2 atinge zero, polarizando diretamente o diodo D_2 , como mostrado na figura 9. A corrente no indutor decresce linearmente. Durante esta etapa a chave S_2 é comandada a conduzir.

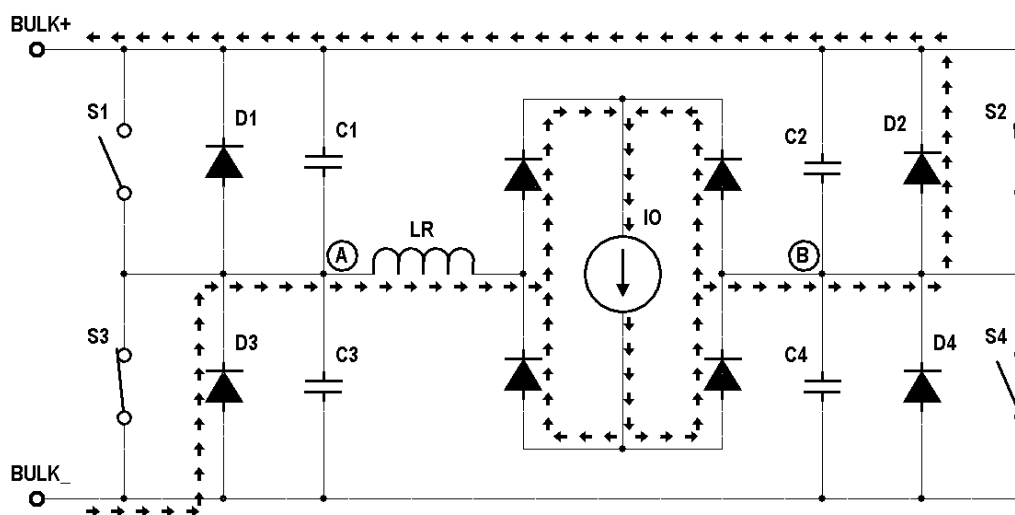


Figura 9 – Quinta etapa.
Fonte: Autoria Própria.

6ª Etapa (t_5, t_6)

No instante t_5 a corrente no indutor L_R atinge zero e inverte de sentido, passando a circular por S_3 e S_2 , como mostrado na figura 10. Essa mesma corrente cresce linearmente, igualando-se a corrente nominal da carga no instante t_6 .

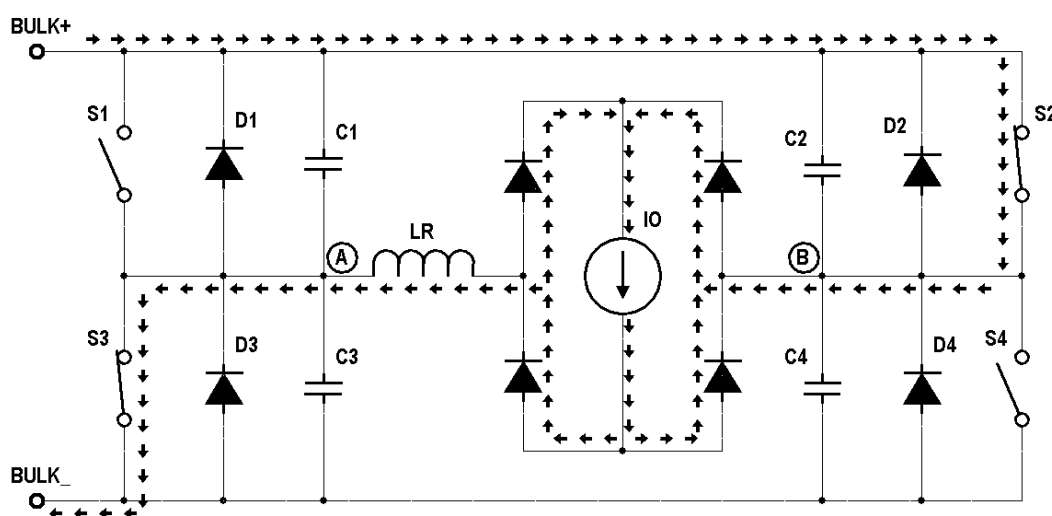


Figura 10 – Sexta etapa.
Fonte: Autoria Própria.

7ª Etapa (t_6, t_7)

Na figura 11 tem-se a representação da sétima etapa. Durante esta etapa ocorre a transferência de potência para a carga, através de S_2 e S_3 .

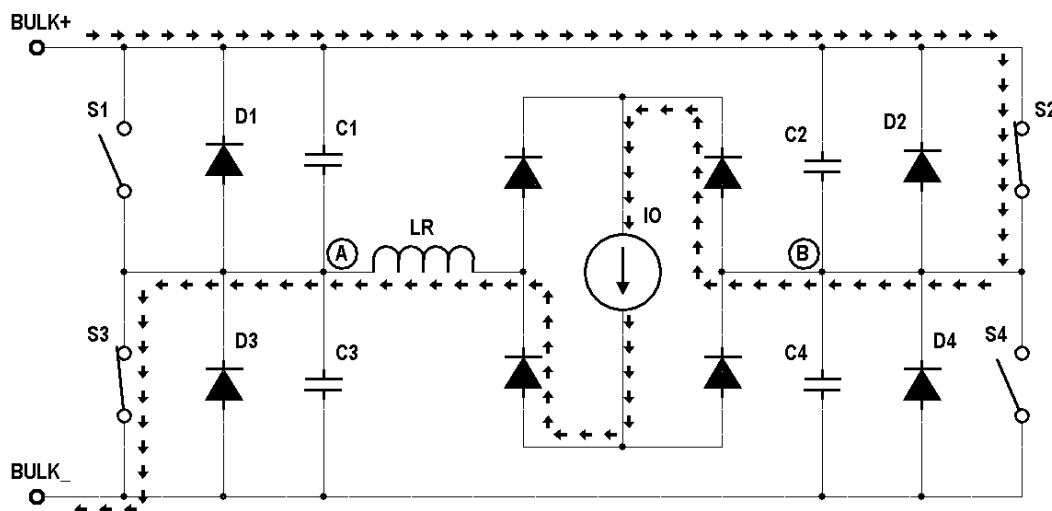


Figura 11 – Sétima etapa.
Fonte: Autoria Própria.

8ª Etapa (t_7, t_8)

No instante t_7 a chave S_3 é bloqueada. As tensões V_{C1} e V_{C3} variam de forma linear até o instante t_8 , quando V_{C1} torna-se igual a zero. Esta etapa está representada na figura 12.

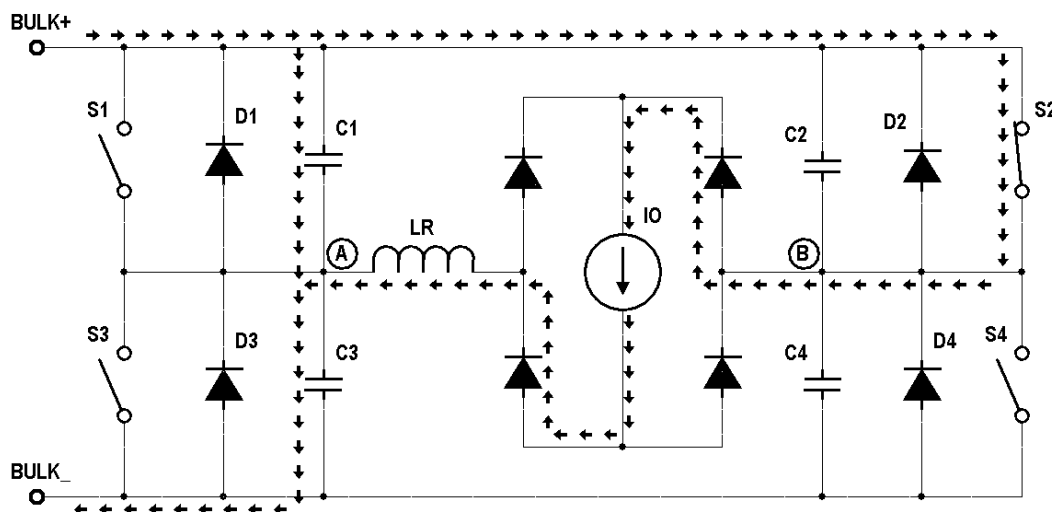


Figura 12 – Oitava etapa.
Fonte: Autoria Própria.

9ª Etapa (t_8, t_9)

Nesta etapa, a fonte de corrente I_0 , que simula a carga, encontra-se curto-circuitada pelos diodos retificadores de saída. A corrente do indutor L_R circula por S_2 e D_1 , conforme representado pela figura 13.

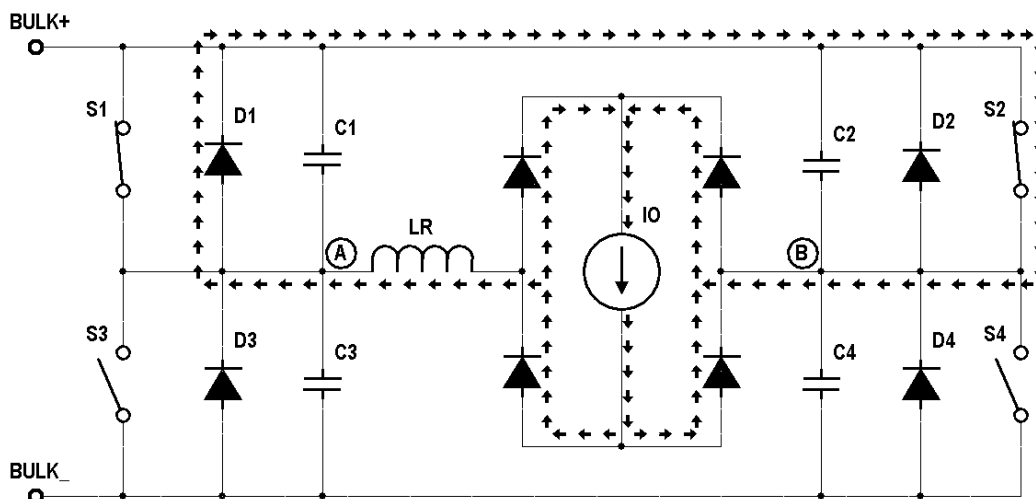


Figura 13 – Nona etapa.
Fonte: Autoria Própria.

10ª Etapa (t_9, t_{10})

No instante t_9 a chave S_2 é bloqueada. As tensões V_{C2} e V_{C4} , e a corrente I_{LR} variam de forma ressonante até o instante t_{10} , quando a tensão V_{C4} torna-se igual a zero. A segunda etapa está apresentada na figura 14.

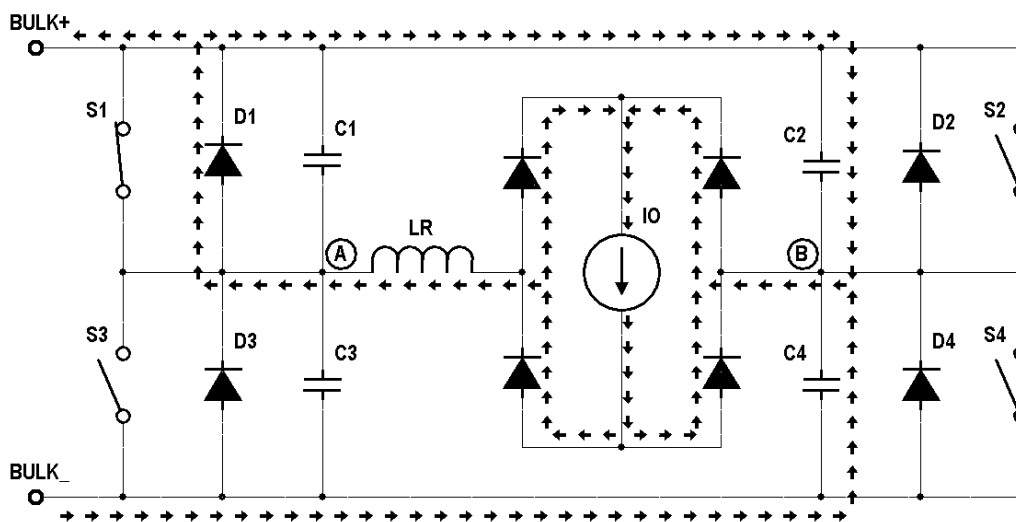


Figura 14 – Décima etapa.
Fonte: Autoria Própria.

11ª Etapa (t_{10}, t_{11})

No instante t_{10} , quando a tensão no capacitor C_4 atinge zero, o diodo D_4 é polarizado diretamente e conduz. A corrente no indutor decresce linearmente e a chave S_4 deve ser comandada a conduzir. Na figura 15 tem-se esta etapa.

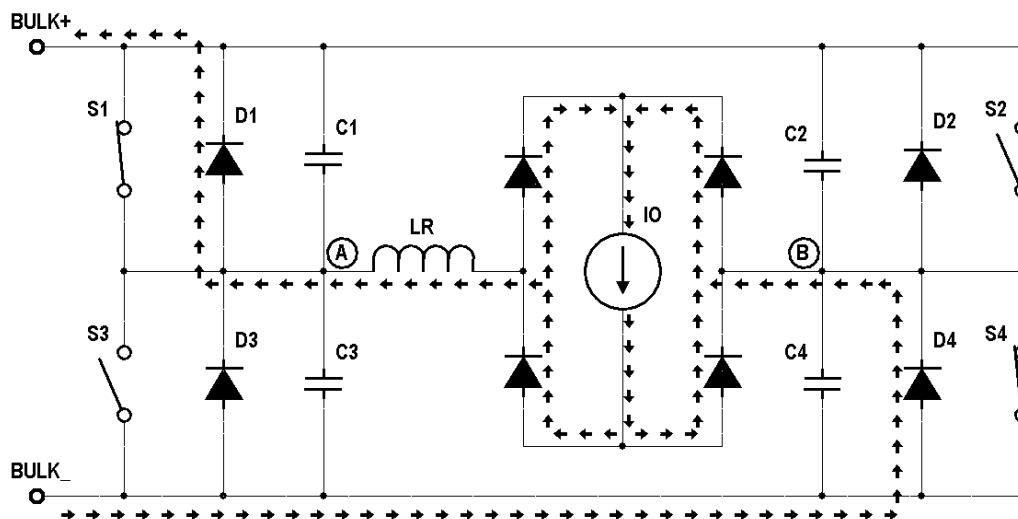


Figura 15 – Décima primeira etapa.
Fonte: Autoria Própria.

12ª Etapa (t_{11}, t_{12})

Esta etapa inicia no instante t_{11} quando a corrente no indutor L_R atinge zero e inverte de sentido, circulando por S_1 e S_4 , como mostrado na figura 16. A corrente no indutor cresce linearmente, e no final desta etapa atinge a corrente nominal da carga.

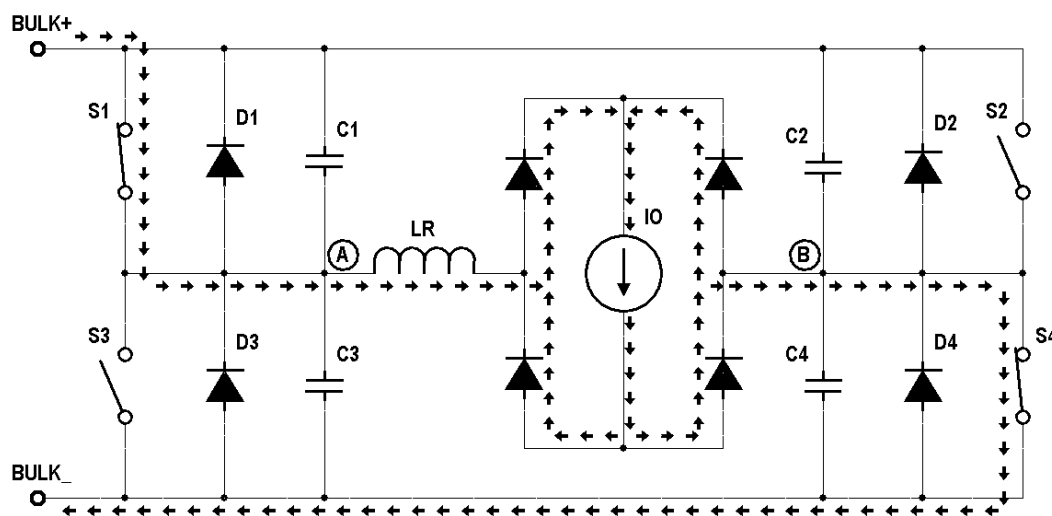


Figura 16 – Décima segunda etapa.
Fonte: Autoria Própria.

2.6.2 Formas de onda do conversor ponte completa com comutação suave assimétrica.

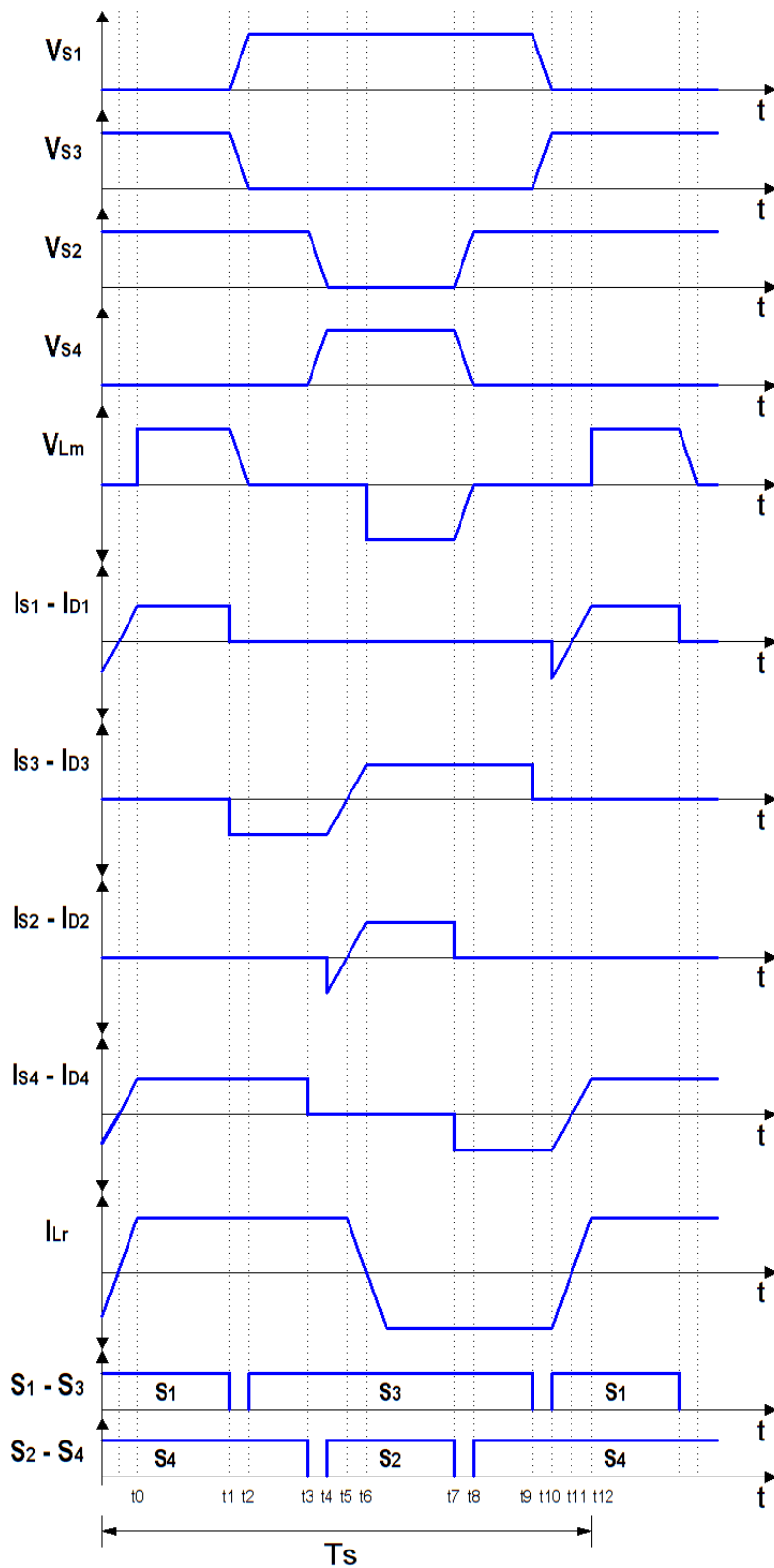


Figura 17 – Formas de onda do conversor ponte completa de comutação suave assimétrica.
Fonte: Autoria Própria.

2.7 RETIFICADOR DOBRADOR DE CORRENTE

Dentre os componentes que apresentam as maiores perdas dos conversores estáticos, que operam com elevada potência, encontram-se os diodos retificadores, os interruptores e os elementos magnéticos. Deste modo, é sempre válida a busca por semicondutores que apresentem menor queda de tensão direta, quando em condução e a escolha do condutor mais adequado a se utilizar nos enrolamentos de indutores e transformadores. Entretanto, ainda nos deparamos com significativas limitações tecnológicas. Deste modo, a solução é investir no desenvolvimento de novos retificadores que apresentem menores perdas que os retificadores convencionais (BARBI, 1997).

Tendo em vista as perdas ocasionadas pelos enrolamentos do transformador, a presente proposta utilizará um retificador, em seu circuito secundário, onde a corrente de saída, do conversor, é igual ao dobro da corrente que circula através do enrolamento secundário. Este tipo de circuito é conhecido na literatura de potência como retificador de onda completa dobrador de corrente. Basicamente, sua estrutura é resultante da associação de elementos passivos, como indutores e diodos.

Esta topologia é muito viável pelo fato de além de reduzir as perdas no transformador, utiliza dois diodos a menos que o convencional retificador de onda completa, que faz uso quatro diodos, e um secundário a menos com relação ao retificador com *tap* central. A figura 18 ilustra como é feita a associação entre diodos e indutores no intuito de se obter esta funcionalidade.

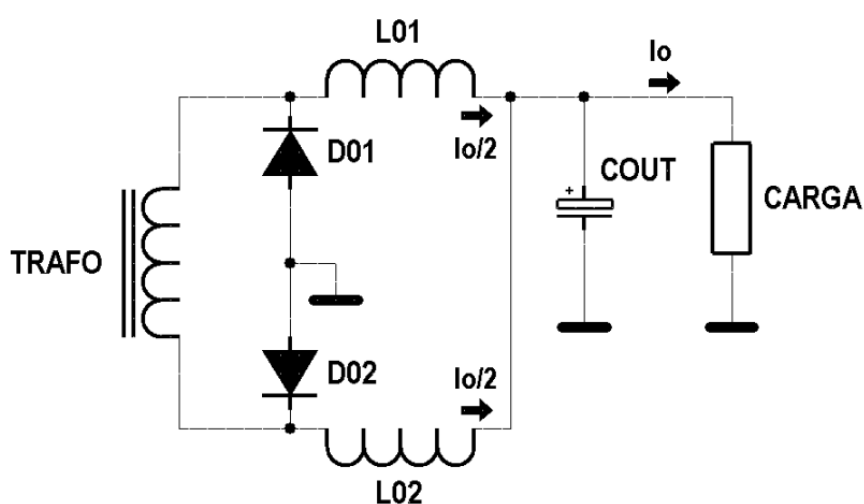


Figura 18 – Secundário do transformador e retificador dobrador de corrente.

Durante cada semi-ciclo de tensão do transformador, TRAF0, um dos diodos conduz juntamente com o indutor associado. Durante o intervalo em que os dois diodos estão conduzindo – tempo morto – ambos os indutores entregam sua energia para a carga. O resultado é que a corrente no enrolamento secundário nunca excederá a metade da corrente I_o e é zero durante o intervalo em que ambos os diodos conduzem. O funcionamento do circuito retificador dobrador de corrente é apresentado nas figuras 19, 20 e 21.

Durante a primeira etapa a tensão no enrolamento do secundário é positiva, logo o diodo D_{01} fica reversamente polarizado, portanto a corrente I_{L01} é forçada a passar através do indutor $L01$, da carga, do diodo D_{02} e o enrolamento do secundário do transformador TRAF0. Nesta mesma etapa, a corrente no indutor I_{L02} também passará através do diodo D_{02} . Assim sendo, a corrente total I_o é igual à soma das correntes que passam através de $L01$ e $L02$.

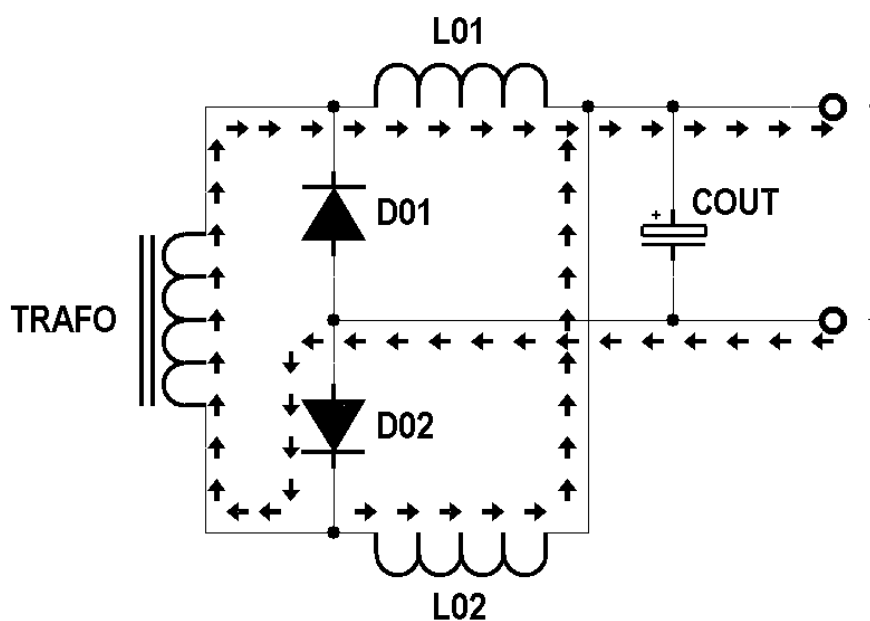


Figura 19 – Primeira etapa de funcionamento.

Na segunda etapa, durante o tempo morto, os indutores L_{01} e L_{02} entregam sua energia armazenada e ambos os diodos, D_{01} e D_{02} , funcionam como diodos de roda livre.

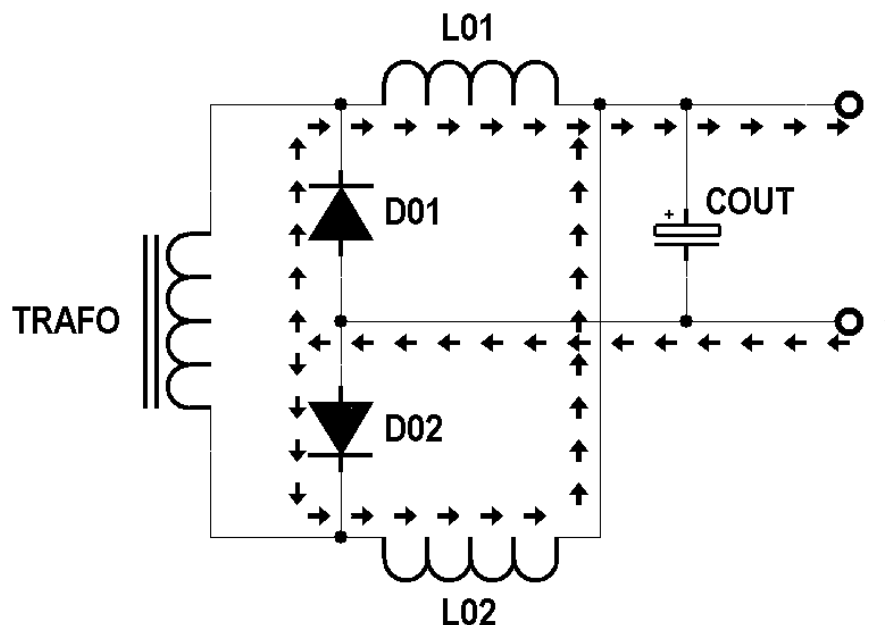


Figura 20 – Segunda etapa de funcionamento.

Já durante a terceira e última etapa, a tensão no enrolamento do secundário é negativa, o diodo D_{02} fica reversamente polarizado de modo que a corrente do transformador seja forçada a passar através de D_{01} e contribua parcialmente para a corrente de carga I_o . Neste mesmo intervalo o indutor L_{02} armazena energia e indutor L_{01} permanece em roda livre com D_{01} .

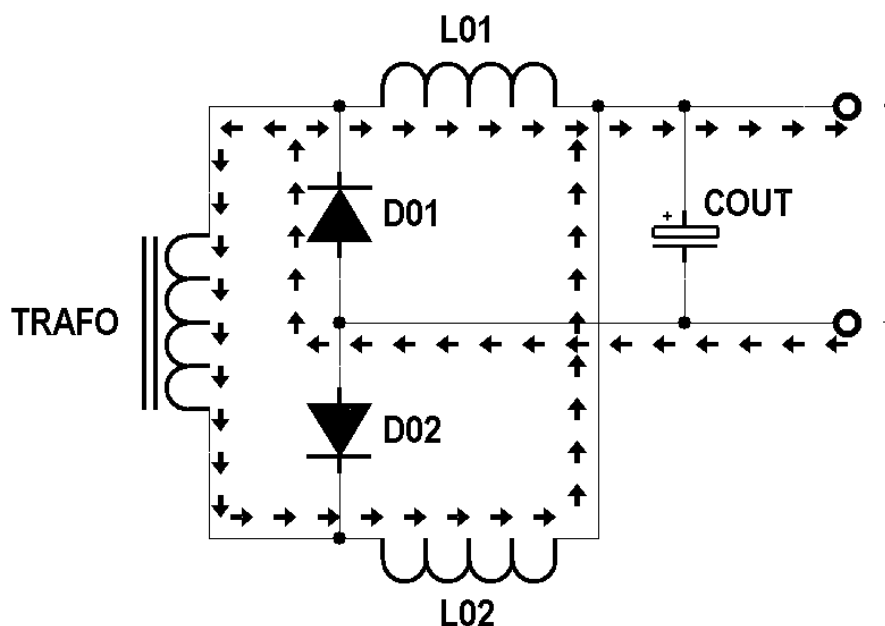


Figura 21 – Terceira etapa de funcionamento.

2.8 METODOLOGIA DE PROJETO

O circuito a ser projetado é apresentado na figura 22.

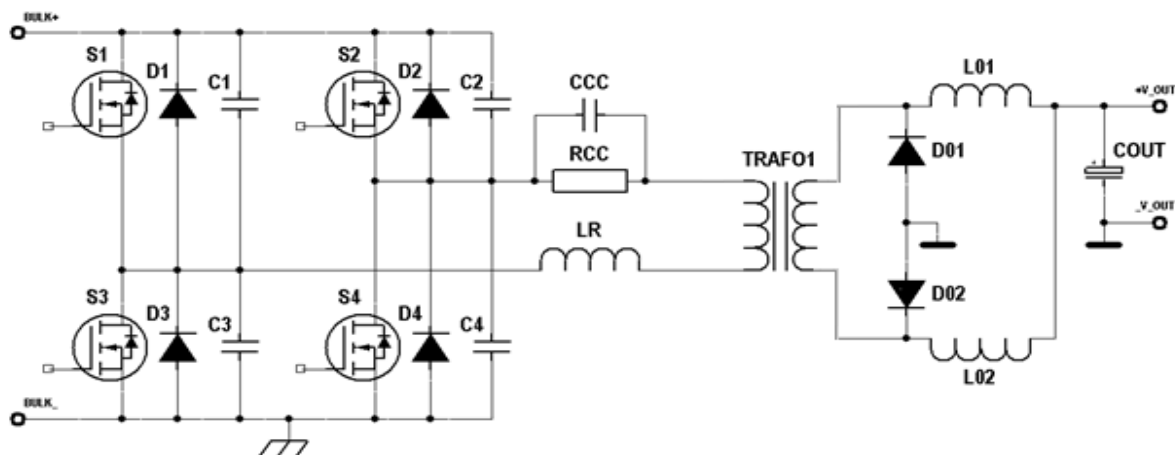


Figura 22 – Circuito de potência, ponte completa com dobrador de corrente.

Verifica-se que os indutores L_{01} e L_{02} são os responsáveis em gerar as características de saída em fonte de corrente e que o capacitor C_{OUT} tem a função de suprir as ondulações de tensão na saída.

2.8.1 Dimensionamento do transformador

O transformador de alta frequência a ser projetado possui um enrolamento primário e um enrolamento secundário.

A expressão a seguir, (2.1) define o produto de áreas do núcleo que será utilizado.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_i}{2 \cdot f_s \cdot K_w \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max}} \cdot 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (2.)$$

Onde:

Tabela 2 – Identificação de símbolos

Símbolo	Parâmetro	Valor
Ae	Área efetiva da perna central do núcleo [cm ²]	
Aw	Área da janela [cm ²]	
Pi	Potência de entrada máxima	P_{omax}/η
η	Rendimento do conversor	
Kw	Fator utilização da janela do núcleo	0,4
Kp	Fator utilização do primário	0,41
$J_{máx}$	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	
ΔB_{Max}	Excursão da densidade de fluxo máximo [T]	
f_s	Frequência de comutação [Hz]	70.000

Fonte: Autoria Própria.

O número mínimo de espiras para o enrolamento primário é obtido através da expressão (2.2).

$$Np \geq \frac{Dmax.Vi}{4.f.s.Ae.\Delta Bmax} \cdot 10^4 \quad (2.2)$$

Onde:

$\hookrightarrow Dmax \rightarrow$ Máxima razão cíclica adotada.

A relação de transformação para cada transformador para o estágio de saída do tipo dobrador de corrente é dada pela expressão (2.3).

$$n = \frac{Np}{Ns} = \frac{0,9.(Dmax.Vi - Vf)}{(2.Vomax + Vf)} \quad (2.3)$$

Onde:

$\hookrightarrow Vomax \rightarrow$ máxima tensão de saída.

$\hookrightarrow Vf \rightarrow$ queda de tensão direta sobre o diodo.

A corrente eficaz em cada enrolamento primário é calculada através da expressão (2.4).

$$I_{pef} = \frac{I_o}{2n} \quad (2.4)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é calculada através da expressão (2.5).

$$I_{sef} = \frac{I_o}{2} \quad (2.5)$$

Para o cálculo da secção mínima dos condutores pode-se utilizar as expressões (2.6) e (2.7).

$$S_p = \frac{I_{pef}}{J_{max}} \quad (2.6)$$

$$S_s = \frac{I_{sef}}{J_{max}} \quad (2.7)$$

Com o objetivo de minimizar o efeito pelicular, calcula-se a profundidade de penetração pela expressão (2.8) e o diâmetro do fio a ser utilizado através da expressão (2.9).

$$\Delta = \frac{K}{\sqrt{f_s}} \quad (2.8)$$

$$d = 2 \cdot \Delta \quad (2.9)$$

Onde:

$\hookrightarrow K \rightarrow$ é uma constante que depende da temperatura de operação ($K \cong 7,5$ para $T = 100^\circ\text{C}$).

$\hookrightarrow d \rightarrow$ é o diâmetro máximo do fio elementar.

A profundidade de penetração fornece o raio máximo do condutor elementar. Com a utilização de lâminas no enrolamento secundário do transformador, pode se calcular o número de lâminas em paralelo através da expressão apresentada em (2.10).

$$Nl_{pns} = \frac{S_s}{S_l} [\text{fios}] \quad (2.10)$$

$\hookrightarrow Nl_{pns}$ é o número de lâminas em paralelo para o enrolamento do secundário do transformador.

$\hookrightarrow S_l$ é a área de seção transversal da lâmina.

Com a utilização de condutores “Litz” no enrolamento primário tem-se o número de fios em paralelo através da expressão (2.11).

$$Nf_{pnp} = \frac{S_p}{S_{fl}} [\text{fios}] \quad (2.11)$$

$\hookrightarrow Nf_{pnp}$ é o número de condutores em paralelo para o enrolamento primário.

$\hookrightarrow S_p$ é a área da seção transversal do fio “Litz” ($S_{fL} = 40 \cdot A_c$).

$\hookrightarrow S_{fl}$ é a área da seção transversal de um fio de cobre elementar, não isolado, do “Litz” (o fio elementar do condutor “Litz” é o fio 37AWG).

O fator ocupação é calculado pela expressão (2.12)

$$Ku = \frac{N_p \cdot S_{fl} \cdot Nf_{pnp} + N_s \cdot S_l \cdot Nl_{pns}}{A_w} \quad (2.12)$$

Onde:

$\hookrightarrow S_{fl}$ é a área da seção transversal de um fio elementar “Litz” isolado.

$\hookrightarrow S_l$ é a área da seção transversal de uma lâmina considerando o isolamento.

O comprimento médio de uma espira é calculado através da expressão (2.13)

$$lm = 2.(Ntr.C + F) + \pi.\frac{(E-F)}{2} \quad (2.13)$$

Onde:

↪ C, E e F → São dimensões geométricas do núcleo.

↪ lm → comprimento médio da espira.

A perda nos enrolamentos primária e secundária é calculada pelas expressões (2.14) e (2.15).

$$Pp = \frac{\rho.Np.lm.(Ipef^2)}{Nfpnp} \quad (2.14)$$

$$Ps = \frac{\rho.Ns.lm.(Isef^2)}{Ntpns} \quad (2.15)$$

Onde:

↪ Pw_{Np} → Perdas Joule no enrolamento primário.

↪ Pw_{Ns} → Perdas Joule no enrolamento secundário.

↪ ρ → Resistividade do cobre [Ω/m].

As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas através da expressão (2.16).

$$Pn = Ve.PL \quad (2.16)$$

Onde:

↪ Pn → é a perda no núcleo.

↪ Ve → é o volume do núcleo.

↪ PL → Perda no núcleo dividida pelo volume.

2.8.2 Dimensionamento do indutor ressonante

O valor da indutância ressonante de auxílio à comutação mais a indutância de dispersão do transformador, adotando uma determinada redução de razão cíclica ΔD , é calculada pela expressão (2.17).

$$L_r + L_d = V_i \cdot \frac{\Delta D \cdot D_{max}}{4 \cdot f_s \cdot \frac{I_o}{n}} \quad (2.17)$$

Onde:

$\hookrightarrow L_d \rightarrow$ É a indutância de dispersão do transformador.

$\hookrightarrow L_r \rightarrow$ É a indutância ressonante.

$\hookrightarrow \Delta D \rightarrow$ É a perda de razão cíclica adotada.

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetiva e da janela através da expressão (2.18).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot (I_{Lrppk})^2}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (2.18)$$

Tabela 3 – Identificação de símbolos

Símbolo	Parâmetro	Valor
<i>A_e</i>	Área efetiva da perna central do núcleo [cm ²]	
<i>A_w</i>	Área da janela [cm ²]	
<i>L_r</i>	Valor da indutância do indutor ressonante [H]	
<i>K_w</i>	Fator utilização da janela do núcleo	0,4
<i>I_{Lrppk}</i>	Corrente de pico no indutor ressonante [A]	$I_{NpLR_{ef}} = I_{NpLR_{pk}} \approx I_o/n$
<i>I_{Lref}</i>	Corrente eficaz no indutor ressonante [A]	$I_{NpLR_{ef}} = I_{NpLR_{pk}} \approx I_o/n$
<i>J_{max}</i>	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	300 A/cm ²
<i>B_{max}</i>	Densidade de fluxo máxima [T]	0,08T

O número de espiras é calculado através da expressão (2.19).

$$NLr = \frac{Lr \cdot ILrpk}{Ae \cdot Bmax} \cdot 10^4 \quad (2.19)$$

O entreferro pode ser calculado através da expressão (2.20).

$$lg = \frac{Nlr \cdot \mu_o \cdot Ae}{Lr} \cdot 10^{-2} \quad (2.20)$$

A área da seção transversal do condutor é calculada através da expressão (2.21).

$$SLr = \frac{ILref}{Jmax} \quad (2.21)$$

O número de fios em paralelo do condutor do indutor ressonante pode ser calculado através da expressão (2.22).

$$Nflr = \frac{Sflr}{Scu} \quad (2.22)$$

Onde:

$\hookrightarrow Nflr \rightarrow$ É o número de fios em paralelo para o enrolamento do indutor ressonante.

O fator de ocupação é calculado através da expressão (2.23).

$$Ku = \frac{Nlr \cdot Scu \cdot Nflr}{Aw} \quad (2.23)$$

Onde:

$\hookrightarrow Scu \rightarrow$ É a área da seção transversal de um fio elementar isolado.

As perdas no núcleo de ferrite, do indutor ressonante, podem ser determinadas através da curva de perdas por volume em função da densidade de

fluxo fornecida pelo fabricante. Suas perdas podem ser encontradas através da expressão (2.16).

As perdas nos condutores de cobre podem ser calculadas através da expressão (2.24).

$$P_{lr} = \frac{\rho \cdot N_{lr} \cdot l_m \cdot I_{Lref}^2}{N_{flr}} \quad (2.24)$$

2.8.3 Dimensionamento dos indutores de saída

Considerando uma variação de corrente no indutor de saída, ΔI_o , pode-se calcular a indutância $L_{o1}=L_{o2}=L_o$ através da expressão (2.25).

$$L_o = \frac{\left(\frac{2 \cdot V_i}{n} - V_o\right)}{4 f_s \cdot \Delta I_o} \quad (2.25)$$

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetivas e da janela através da expressão (2.26).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{Lopk} \cdot I_{Loef}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (2.26)$$

Onde:

Tabela 4 – Identificação de símbolos

Símbolo	Parâmetro	Valor
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo [cm ²]	
A_w	Área da janela [cm ²]	
L_o	Valor da indutância do indutor de saída [H]	
K_w	Fator utilização da janela do núcleo	0,4
I_{Lopk}	Corrente de pico no indutor de saída [A]	$I_{Lopk} \approx \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_o}{2}$
I_{Loef}	Corrente eficaz no indutor de saída [A]	$I_{Loef} = \frac{I_o}{2}$
J_{max}	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	
B_{max}	Densidade de fluxo máxima [T]	

O número de espiras é calculado através da expressão (2.27).

$$Nl_0 = \frac{L_0 \cdot I_{Lopk}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (2.27)$$

O entreferro pode ser calculado através da expressão (2.28).

$$lg = \frac{Nl_0^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_0} \cdot 10^{-2} \quad (2.28)$$

$$lg = \frac{lg}{2} \quad (2.29)$$

Caso o valor calculado, para o entreferro, dê maior que 0,1 cm, o efeito espraçamento se torna relevante, portanto deve-se realizar o recálculo do número de espiras do indutor.

O fator de correção é determinado através da expressão (2.30) e o novo número de espiras através da expressão (2.31).

$$Fc = 1 + \frac{lg}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{lg}\right) \quad (2.30)$$

$$NLo = \sqrt{\frac{L_0 \cdot \left(lg + \frac{l_e}{\mu_r}\right)}{0,4 \cdot \pi \cdot Fc \cdot 10^{-8}}} \quad (2.31)$$

Com o diâmetro máximo do condutor, calculado para o transformador, tem-se a bitola do fio elementar para o indutor de saída.

Onde:

↪ G → Dimensão geométrica do núcleo.

↪ μ_0 → Permeabilidade do ar.

↪ μ_r → Permeabilidade relativa do ferrite.

↪ l_e → Comprimento efetivo do núcleo.

A área da seção transversal do condutor é calculada através da expressão (2.32).

$$SLo = \frac{I_{Loef}}{J_{max}} \quad (2.32)$$

O número de fios em paralelo do condutor do indutor ressonante pode ser calculado através da expressão (2.33).

$$N_{flo} = \frac{S_{flo}}{S_{cu}} \quad (2.33)$$

O fator de ocupação é calculado através da expressão (2.34).

$$Ku = \frac{N_{lo} \cdot S_{cu} \cdot N_{flo}}{A_w} \quad (2.34)$$

Onde:

$\rightarrow S_{cu} \rightarrow$ é a área da seção transversal de um fio elementar isolado.

As perdas no núcleo de ferrite, do indutor de saída, podem ser determinadas através da curva de perdas por volume em função da densidade de fluxo fornecida pelo fabricante. Suas perdas podem ser encontradas através da expressão (2.16).

As perdas nos condutores de cobre podem ser calculadas através da expressão (2.35).

$$P_{lo} = \frac{\rho \cdot N_{lo} \cdot l_m \cdot I_{Loef}^2}{N_{flo}} \quad (2.35)$$

2.8.4 Dimensionamento dos interruptores de potência

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4 do conversor é definida através da expressão (2.36).

$$V_{Smax} = V_{in} \quad (2.36)$$

A corrente de pico nos interruptores é apresentada na expressão (2.37).

$$I_{Spk} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{1}{n} \quad (2.37)$$

A corrente eficaz nos interruptores S1 e S3 é definida através da expressão (2.38).

$$IS_{1,3ef} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sqrt{\frac{Dmax+5.(Dmax-\Delta D)}{3}} \quad (2.38)$$

A corrente eficaz nos interruptores S2 e S4 é definida através da expressão (2.39).

$$IS_{2,4ef} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5.\Delta D+6}{12}} \quad (2.39)$$

A partir dos esforços nos interruptores seleciona-se a chave. As perdas totais nos interruptores, adotando a maior corrente eficaz, são calculadas através da expressão (2.40).

$$PS = 4. Rds. (Isef)^2 \quad (2.40)$$

Onde:

$\rightarrow Rds \rightarrow$ é a resistência de condução *Dreno-Source*.

2.8.5 Dimensionamento dos retificadores de potência

Os diodos retificadores de saída Do1 e Do2 podem ser especificados através das expressões dadas por (2.41), (2.42) e (2.43).

$$V_{Domax} = \frac{V_{in}}{n} \quad (2.41)$$

$$I_{Domed} = \frac{I_o}{2} \quad (2.42)$$

$$I_{Dopk} = I_o + \frac{\Delta ILo}{2} \quad (2.43)$$

A perda, devido à corrente média nos diodos retificadores de saída, é calculada através da expressão (2.44).

$$P_{Dot} = 2 \cdot V_f \cdot I_{Domed} \quad (2.44)$$

2.8.6 Dimensionamento do circuito Rcc e Ccc de bloqueio em série com o transformador

A utilização de um capacitor em série com o primário do transformador possui a função de impedir que a componente contínua gerada, principalmente devido ao intervalo de condução dos interruptores serem diferentes. A expressão (2.45) apresenta como pode ser calculado este capacitor.

$$C_{CC} = \frac{\frac{I_o}{2} \cdot \frac{1}{n}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (2.45)$$

Onde:

$\rightarrow \Delta V_c \rightarrow$ É a variação de tensão sobre o capacitor adotada

$$(\Delta V_c = \% \cdot (D - \Delta D) \cdot V_i) \quad (2.46)$$

Na intenção de se evitar que oscilações em baixa frequência ocorram por conta do capacitor de bloqueio e das indutâncias é feito o uso de um resistor Rcc em paralelo com o capacitor de bloqueio. Esse componente pode ser mensurado através da expressão (2.47).

$$R_{CC} = \frac{V_{in}}{\frac{I_o}{2} \cdot \frac{1}{n}} \quad (2.47)$$

A potência de Rcc é dimensionada através da expressão (2.48).

$$P_{RCC} = \frac{(\Delta V_c)^2}{R_{CC}} \quad (2.48)$$

2.8.7 Dimensionamento do filtro de saída

A capacitância do capacitor de saída é determinada através da expressão (2.49).

$$C_o = \frac{\Delta I_{Lo}}{8.f_s.\Delta V_o} \quad (2.49)$$

Onde:

$\nabla \Delta V_o \rightarrow$ Variação da tensão de saída de alta frequência.

$\nabla \Delta I_{Lo} \rightarrow$ Variação da corrente no indutor de saída.

2.8.8 Dimensionamento do dissipador

O procedimento de cálculo da resistência térmica do dissipador é apresentado no livro O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência.

Em posse da temperatura ambiente e da temperatura de junção (@100°C) dos semicondutores tem-se a máxima temperatura no dissipador, para o caso dos interruptores, através da expressão (2.50) e para os diodos, expressão (2.51).

$$T_{dS} = T_j - P_s.(R_{jc} + R_{cd}) \quad (2.50)$$

$$T_{dDo} = T_j - P_{Do}.(R_{jcDo} + R_{cdDo}) \quad (2.51)$$

Através destas expressões, adota-se uma temperatura menor ou igual para o dissipador (T_d) e recalcula a temperatura na junção para os componentes.

A máxima temperatura na junção para os interruptores é dada pela expressão (2.52).

$$T_{jS} = T_d + P_s.(R_{jc} + R_{cd}) \quad (2.52)$$

A máxima temperatura na junção para os diodos de saída é dada pela expressão (2.53).

$$T_{jDo} = T_d + P_{Do}.(R_{jcDo} + R_{cdDo}) \quad (2.53)$$

Através das perdas totais nos componentes pode-se dimensionar o dissipador através da expressão (2.54).

$$Rda = \frac{Td-Ta}{Pcond} \quad (2.54)$$

Onde:

$\hookrightarrow TdS \rightarrow$ Temperatura no dissipador para os interruptores.

$\hookrightarrow TdDo \rightarrow$ Temperatura no dissipador para os diodos retificadores de saída.

$\hookrightarrow TjS \rightarrow$ Temperatura de junção dos interruptores

$\hookrightarrow TjDo \rightarrow$ Temperatura de junção dos retificadores de saída

$\hookrightarrow Td \rightarrow$ Temperatura no dissipador.

$\hookrightarrow Ta \rightarrow$ Temperatura ambiente

$\hookrightarrow Rjcs \rightarrow$ Resistência térmica junção-cápsula para os interruptores

$\hookrightarrow RjcdDo \rightarrow$ Resistência térmica junção-cápsula para os diodos retificadores de saída

$\hookrightarrow Rcds \rightarrow$ Resistência térmica cápsula-dissipador para os interruptores

$\hookrightarrow RcdDo \rightarrow$ Resistência térmica cápsula-dissipador para os diodos retificadores de saída

$\hookrightarrow Pcond \rightarrow$ Perda nos condutores

$\hookrightarrow PDo \rightarrow$ Perda nos diodos de saída

$\hookrightarrow Ps \rightarrow$ Perda nos interruptores

2.9 TÉCNICA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (MLP)

Quando o comando utilizado no conversor é baseado por modulação de largura de pulso, define-se que o conversor operará em frequência constante, modulando, portanto, somente o tempo com que a chave permanece aberta e fechada.

A técnica de modulação por largura de pulso (MLP) pode ser obtida de modo analógico pela comparação de um sinal de controle denominado “sinal modulante” com uma onda periódica conhecida como “onda portadora”. A maioria dos componentes dedicados a estas funções utilizam uma onda “dente de serra” como portadora para realizar a comparação do sinal modulante.

Segundo Pomilio (2009), a frequência da onda portadora deve ser pelo menos 10 (dez) vezes maior que a da modulante, de modo que seja relativamente fácil de

se filtrar o valor médio do sinal modulado, recuperando uma tensão média que seja proporcional ao sinal de controle.

Tendo como base que o comando será realizado por MLP com frequência constante, o circuito integrado SG3525 será utilizado devido a sua fácil comercialização e suas funcionalidades já integradas em um único invólucro. Este integrado possui diversas características que podem ser ajustadas para a utilização no projeto proposto. As funções disponibilizadas por este circuito são o tempo morto ajustável, a frequência ajustável, a partida progressiva, o amplificador de erro, pino de desligamento dos pulsos de saída, *drivers* internos, proteção contra subtensão e sobretensão de alimentação e tensão de referência. O circuito interno simplificado deste CI é apresentado na figura 23.

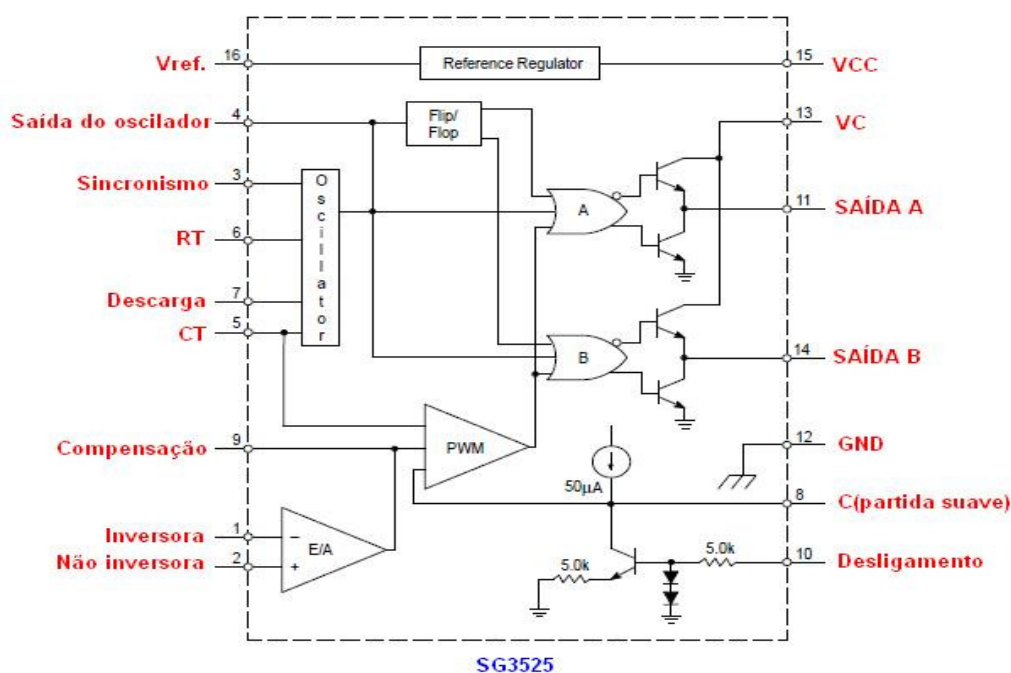


Figura 23 – Circuito interno do CI SG3525.
Fonte: Adaptado de MOTOROLA, Inc. 1996.

Mediante a apresentação da estrutura interna do componente SG3525, é possível verificar que componente apresenta apenas duas saídas defasadas em 180° , para realizar o comando de chaves de potência. Este tipo de configuração é muito utilizado em conversores que operam com apenas dois interruptores de potência, como é o caso dos conversores como o: *Push-Pull* e *Meia-Ponte*. Para casos onde o conversor opera com quatro chaves de potência, um sinal complementar para cada saída deve ser gerado externamente. O sinal gerado além de conter um defasamento de 180° , relativo à sua fundamental, deve possuir tempo

morto. Logo, dentre a diversidade de formas para a obtenção destes sinais complementares, a figura 24 aborda uma técnica que utiliza portas inversoras com histerese de entrada e um circuito formado por diodo, capacitor e resistor.

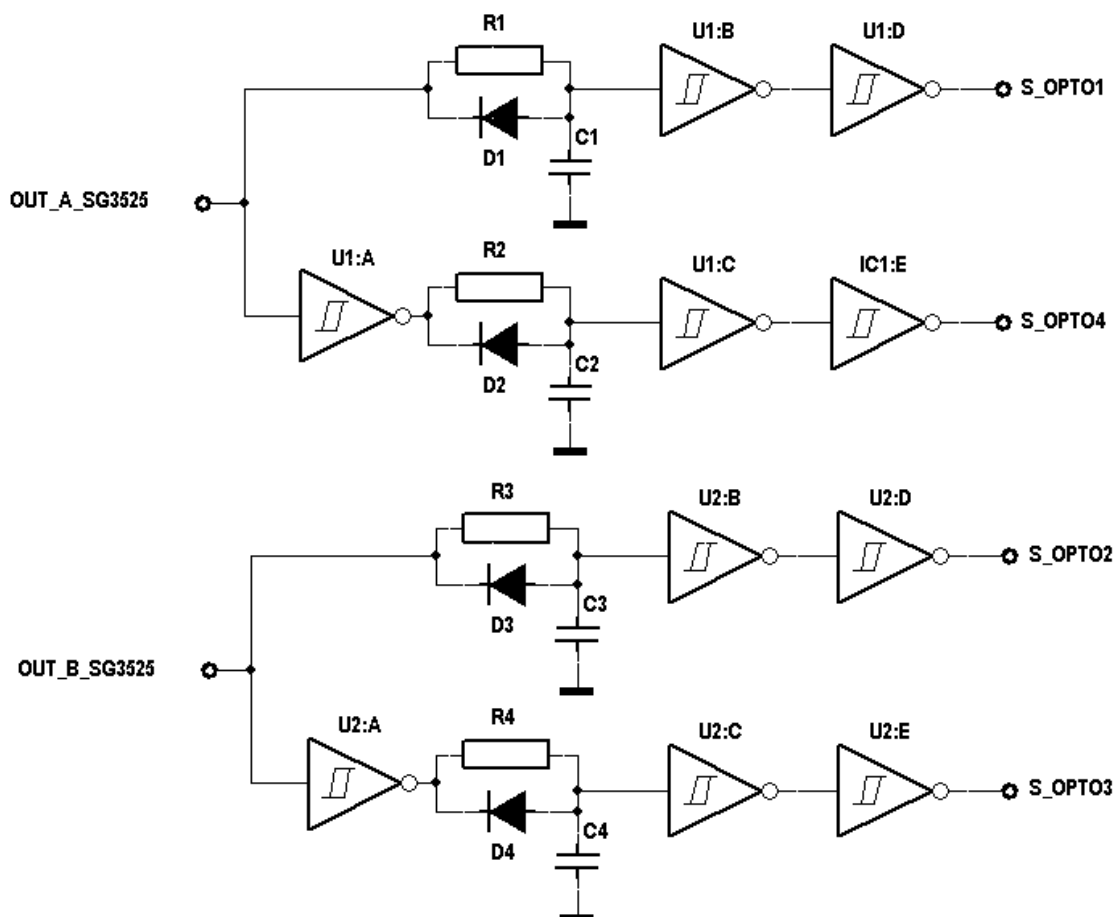


Figura 24 – Circuito de comando dos *drivers* das chaves de potência.
Fonte: Autoria Própria.

A configuração lógica apresentada na figura 24 providencia o correto defasamento de cada sinal recebido por OUT_A_SG3525 ou OUT_B_SG3525. Os componentes passivos como resistores, capacitores e diodos são os responsáveis em gerar o tempo morto, devido a constante de tempo bem definida por (2.55) – as portas lógicas só comutam, seu nível lógico, a partir de um valor bem definido de tensão de entrada, por isso a utilização de uma inversora com *schmitt trigger*, pois a componente RC gerará o atraso e o diodo realiza a descarga imediata do capacitor dando a correta instrução a porta lógica de quando realizar a comutação – necessário para que a inversão do sinal ocorra sem perigo de causar um fechamento simultâneo de chaves de potência.

$$t = R.C \quad (2.55)$$

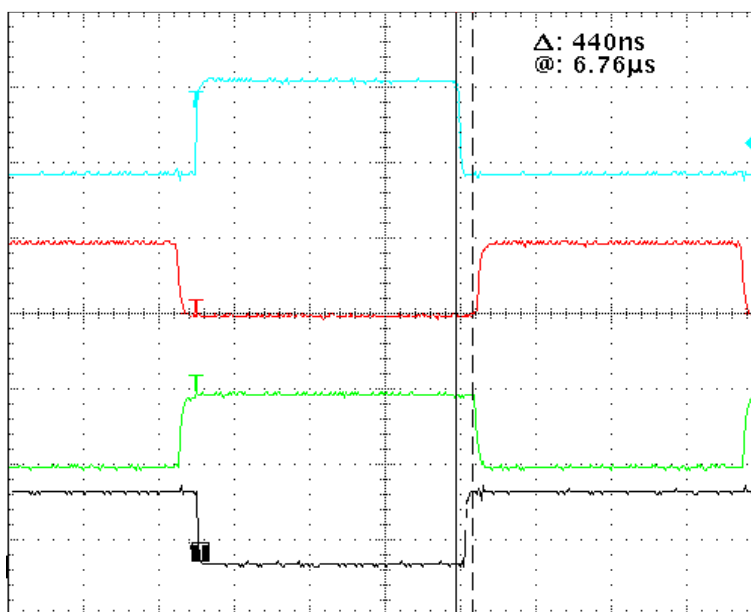
Onde:

↪ t → Tempo [s]

↪ R → Resistência [Ω]

↪ C → Capacitância [F]

Dada a explicação referente ao circuito da figura 24, após a realização da montagem da estrutura apresentada, a figura 25 foi obtida e demonstra o defasamento dos sinais em 180° , como exigido para o funcionamento do conversor em ponte completa. O cursor vertical indica o tempo morto obtido da associação dos componente passivos. As curvas em azul e em preto são referentes ao OUT_A_SG3525 sendo a em azul a fundamental e em preto a sua complementar. De modo análogo a vermelha representa a fundamental de OUT_B_SG3525 e em verde a sua complementar.



**Figura 25 – Forma de onda gerada pelo circuito de comando da figura 24.
Fonte: Autoria Própria, osciloscópio Tektronix TDS-744A.**

2.9.1 Estratégia de controle

Para a elaboração da proteção contra curto-circuito, o conversor contará com duas malhas de controle, sendo uma delas de tensão e a outra de corrente. Esta última deve ser rápida o suficiente para assegurar que no instante em que o limite de corrente máximo foi atingido, assuma o controle do conversor, ao invés da malha de tensão, e passe a controlá-lo. A figura 26 demonstra a disposição das malhas utilizadas nesta configuração.

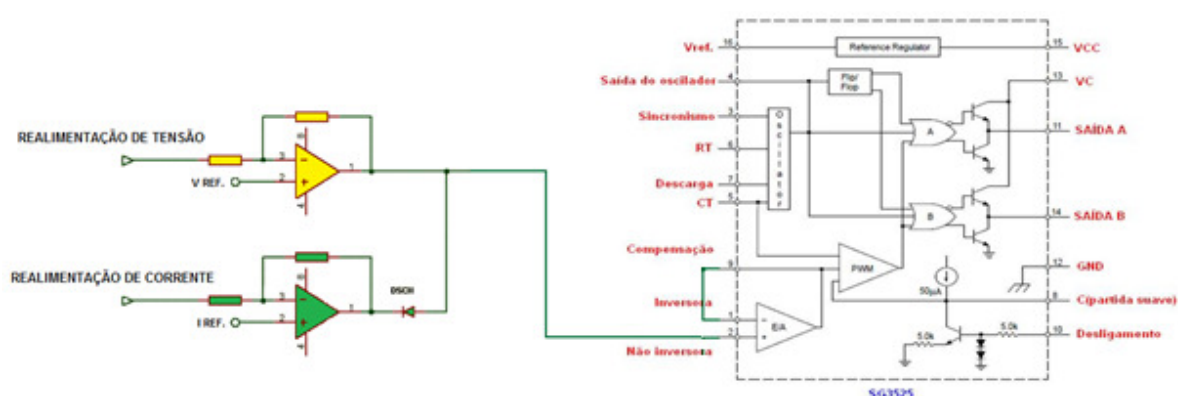


Figura 26 – Circuito de proteção contra sobrecarga e curto circuito na saída.
Fonte: Autoria Própria.

Enquanto o sinal proveniente da realimentação de corrente não atingir um valor próximo da referência de corrente (I_{ref}), o sinal de saída da malha de corrente mantém-se em nível alto de saturação. O diodo D_{sch} então bloqueia este sinal, uma vez que o sinal de saída da malha de tensão deve sempre ser menor que o nível de saturação positivo da malha de corrente. Nesta situação tem-se a malha de tensão atuando e controlando o conversor.

Caso o sinal da realimentação de corrente tenha indício de altos níveis de corrente na saída do conversor, chegando bem próximo do sinal de referência da corrente, o sinal de saída, da malha de corrente, cai significativamente, forçando o diodo a conduzir e manter o sinal de controle em nível baixo.

Com o intuito de que a comutação do sinal seja rápida o suficiente, o diodo D_{sch} deve ser um diodo ultra-rápido.

Para o projeto de controle do conversor CC-CC isolado ponte completa com comutação suave em malha fechada, utilizou-se como controlador de tensão, um

compensador PID (proporcional-integral-derivativo) e como controlador de corrente um compensador PI (proporcional integral).

2.9.2 Compensador de tensão

A figura 27, a seguir, ilustra como será estruturada a malha de tensão.

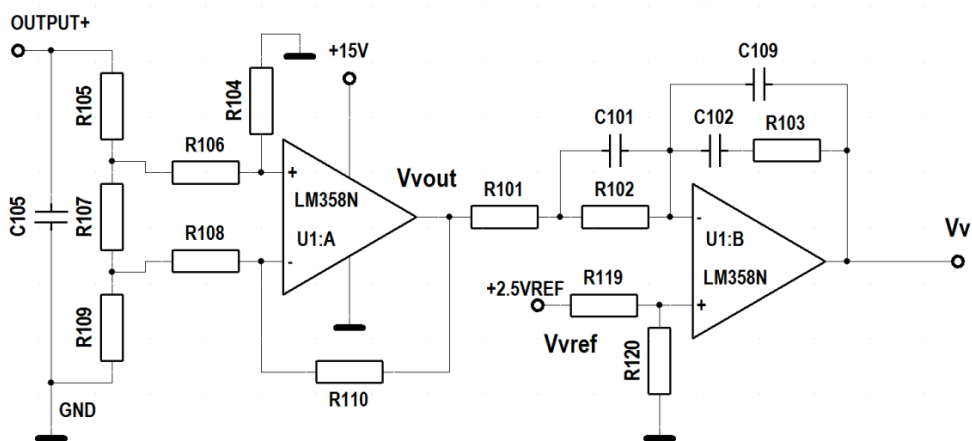


Figura 27 – Malha do compensador PID de tensão.
Fonte: Autoria Própria.

A tensão de referência, V_{ref} , será comparada com a tensão na saída, V_{vout} . Através desta comparação tem-se a tensão de erro, que é devidamente processado pelo compensador PID, gerando na saída uma tensão de controle chamada de V_v . Esta tensão, V_v , pode então ser entregue ao componente responsável pela comparação dos sinais modulante e portadora (dente de serra). Desta comparação se obtém a razão cíclica D .

Onde:

↪ V_{ref} → Tensão de referência para U1:B;

↪ V_v → Tensão de saída do controlador PID;

↪ V_{vout} → É a tensão de saída do amplificador diferencial;

A função de transferência do conversor CC-CC utilizada neste trabalho foi baseado na planta descrita por HELDWEIN, 1999. Ela é apresentada através da expressão (2.56).

$$G(f) = \left(\frac{1 \frac{Ntr \cdot Vi}{n \cdot Vd}}{1 + \frac{4 \left(\frac{Ntr}{n} \right)^2 \cdot Lr \cdot fs}{Ro}} \right) \cdot \left(\frac{1 + j2\pi \cdot f \cdot Rse \cdot Co}{(j2\pi \cdot f)^2 \cdot \left(1 + \frac{Rse}{Ro} \right) \cdot Co \cdot Lo + j2\pi \cdot f \cdot \left(Co \cdot Rse + \frac{Lo}{Ro} \right) + 1} \right) \quad (2.56)$$

Onde:

$$n = \frac{Np}{Ns} \quad (2.57)$$

A frequência natural da planta é calculada através da expressão (2.58).

$$Wn = \sqrt{\frac{1}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{Rse}{Ro} \right)}} \quad (2.58)$$

A frequência do zero da planta é calculada através da expressão (2.59).

$$Wz = \frac{1}{Rse \cdot Co} \quad (2.59)$$

2.9.3 Procedimento de cálculo dos componentes do amplificador diferencial

O circuito amplificador diferencial tem como função obter uma amostra de tensão de saída entre os pontos terra e V_o , com isso consegue-se:

- Evitar que ruídos sejam amplificados causando perturbações na malha de controle de tensão;
- Adaptar a tensão de saída ao nível da tensão de referência (V_{ref}), na qual o seu ganho de tensão é $K\Phi$.

A estrutura do circuito que realimenta o sinal da tensão de saída do conversor para o circuito de controle é apresentada na figura 28.

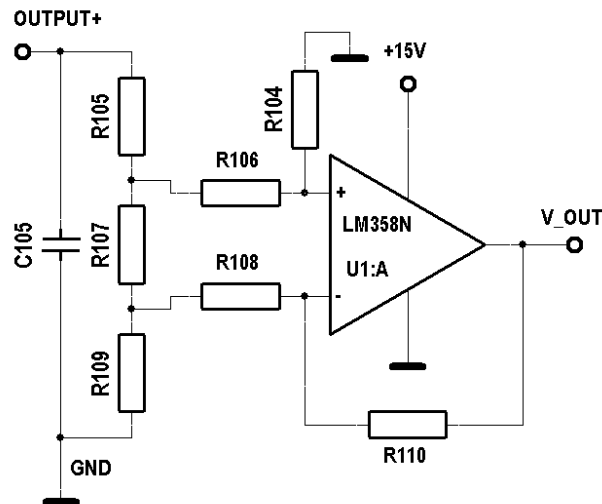


Figura 28 – Circuito amplificador diferencial para tensão.
Fonte: Autoria Própria.

Através da expressão (2.60) pode ser calculado o ganho de tensão do amplificador diferencial, $K\Phi$.

$$\frac{V_{out}}{V_o} = K\Phi = \frac{KA}{(KB+KC)} \quad (2.60)$$

Onde:

$$KA = (-R101 \cdot R106 \cdot R105 + R104 \cdot R108 \cdot R105 - R101 \cdot R107 \cdot R105 - R101 \cdot R107 \cdot R106 - R107 \cdot R101 \cdot R104)$$

$$KB = (R106 \cdot R109 \cdot R105 + R108 \cdot R106 \cdot R105 + R104 \cdot R108 \cdot R105 + R107 \cdot R108 \cdot R105 + R107 \cdot R109 \cdot R105 + R109 \cdot R108 \cdot R105)$$

$$KC = (R106 \cdot R107 \cdot R108 + R106 \cdot R107 \cdot R109 + R106 \cdot R109 \cdot R108 + R107 \cdot R104 \cdot R108 + R107 \cdot R104 \cdot R109 + R104 \cdot R108 \cdot R109)$$

Isolando R107 e admitindo valores para R101=R104, R108=R106, R109 e R105 têm-se o seu valor através da expressão (2.61).

$$R107 = K\Phi \cdot R108 = \frac{K3}{(K1+K2)} \quad (2.61)$$

Sendo:

$$K1 = (K\Phi \cdot R108 \cdot R105 + K\Phi \cdot R109 \cdot R105 + K\Phi \cdot R108 \cdot R108 + K\Phi \cdot R108 \cdot R109 + K\Phi \cdot R110 \cdot R108)$$

$$K2 = (K\Phi \cdot R110 \cdot R109 + R110 \cdot R109 + R110 \cdot R108 + R110 \cdot R110)$$

$$K3 = (2 \cdot R109 \cdot R105 + R108 \cdot R105 + R110 \cdot R105 + R108 \cdot R109 + R110 \cdot R109)$$

2.9.4 Procedimento de cálculo dos componentes do compensador de tensão

A figura 29 traz a disposição dos componentes discretos, incluindo o amplificador operacional, configurado para processar o sinal V_{out} como um compensador PID.

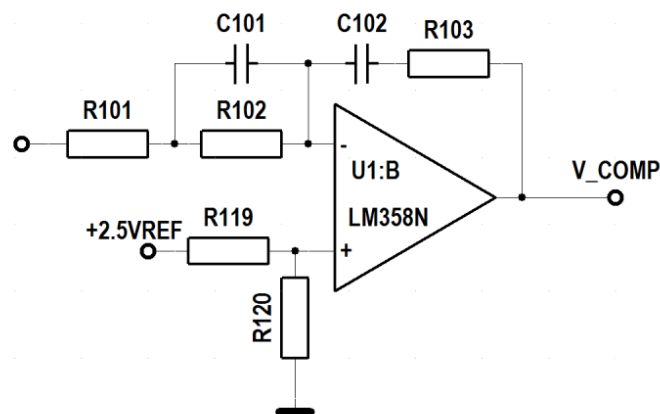


Figura 29 – Circuito compensador de tensão.
Fonte: Autoria Própria.

A função transferência do compensador de tensão, também baseada no compensador proposto por HELDWEIN, 1999, pode ser encontrada através da expressão (2.62).

$$Hv(f) = Kv \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wzc1}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wzc2}\right)}{(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wpc}\right)} \quad (2.62)$$

Sendo que:

$$Kv = \frac{1}{C28.(R102+R101)} \quad (2.63)$$

$$Wzc1v = \frac{1}{R102.C101} \quad (2.64)$$

$$Wzc2v = \frac{1}{R103.C102} \quad (2.65)$$

$$Wpc1v = 0 \quad (2.66)$$

$$Wpc2v = \frac{1}{C101 \cdot \frac{R101.R102}{R102+R101}} \quad (2.67)$$

A resposta de frequência da função de transferência da planta do conversor, tem um decaimento de 40 *dB/dec* a partir da frequência natural até atingir a frequência do zero, passando então a 20 *dB/dec*.

Com o intuito de fazer com que a resposta em frequência seja de 20 *dB/dec*, a partir da frequência natural da planta, coloca-se os dois zeros do compensador de tensão na frequência natural da planta.

$$Wzcv1 = Wzcv2 = Wn \quad (2.68)$$

A frequência do zero da planta, devido à dependência com a resistência série do capacitor, se torna muito imprecisa variando com a temperatura. Portanto, para minimizar o efeito de RSE coloca-se a frequência do pólo do compensador na frequência do zero da planta.

$$Wpc2v = Wn \quad (2.69)$$

O ganho do controlador Kv pode ser calculado sabendo-se que o módulo da função de transferência de laço aberto do sistema (planta mais controlador) deve ser igual a 1 na frequência de cruzamento (*fcv*) e com decaimento de 20 *dB/dec*.

A frequência de corte define onde o ganho da função de transferência de laço aberto (FTLA) é zero dB (1 absoluto). Esta frequência deve ser menor que a frequência de comutação, respeitando a teoria de amostragem ($fc < \frac{fs}{2}$). Por uma questão de funcionalidade e segurança, é conveniente que a frequência de corte seja pelo menos 10 vezes menor que a frequência (*fs*) de comutação ($fcv < \frac{fs}{10}$).

$$Kv = \frac{1}{\beta v \cdot G(fcv) \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fcv}{Wzc1v}\right) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{Wzc2}\right)}{(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fcv) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fcv}{Wpc2v}\right)}} \quad (2.70)$$

Para o sistema atinja a estabilidade é necessário que a margem de fase ($M\emptyset$) seja maior que -180° logo através da fórmula (2.71) é possível se impor esta condição.

$$M\emptyset = -180^\circ - \angle G(fcv) \cdot Hv(fcv) \quad (2.71)$$

A componente $M\emptyset$ é adotada como: $M\emptyset > 45^\circ$.

Os componentes do compensador de tensão podem ser determinados de acordo com as condições de pólos e zeros estabelecidos acima.

Supondo o valor do capacitor C101 é possível se obter o valor do resistor R102 através da expressão (2.72).

$$R102 = \frac{1}{Wzc1v \cdot C101} \quad (2.72)$$

Uma vez que se conhece o valor de R102, pode-se calcular o valor de R101.

$$R101 = \frac{1}{Wpc2v \cdot R102 \cdot C101 - 1} \quad (2.73)$$

Assim sendo o valor do capacitor C102 pode ser determinado através do ganho do Kv .

$$C102 = \frac{1}{Kv(R101 + R102)} \quad (2.74)$$

E finalmente o Valor de R103 pode ser determinado por (2.75).

$$R103 = \frac{R102 \cdot C101}{C102} \quad (2.75)$$

2.9.5 Compensador de corrente

A figura 30 apresenta o esquema do circuito da malha de corrente.

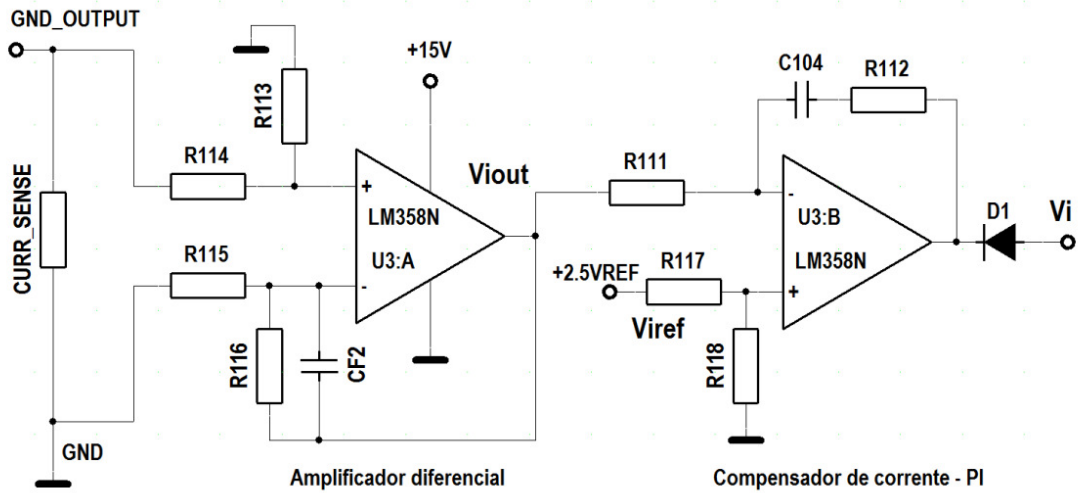


Figura 30 – Malha do compensador PI de corrente.
Fonte: Autoria Própria.

A expressão (2.76), a seguir, calcula o ganho do amplificador diferencial.

$$K_{\theta} = \frac{V_{outi}}{+V_{sh}} = \frac{(R113+R116)}{(R115+R114)} \quad (2.76)$$

Considerando que $R116 = R113$ e $R115 = R114$ a expressão (2.77) pode ser apresentada da seguinte maneira:

$$K_{\theta} = \frac{V_{outi}}{+V_{sh}} = \frac{(R116)}{(R115)} \quad (2.77)$$

2.9.6 Procedimento de cálculo dos componentes do amplificador diferencial

O circuito amplificador diferencial tem como função obter uma amostra da corrente da saída do conversor. Este circuito é apresentado na figura 31.

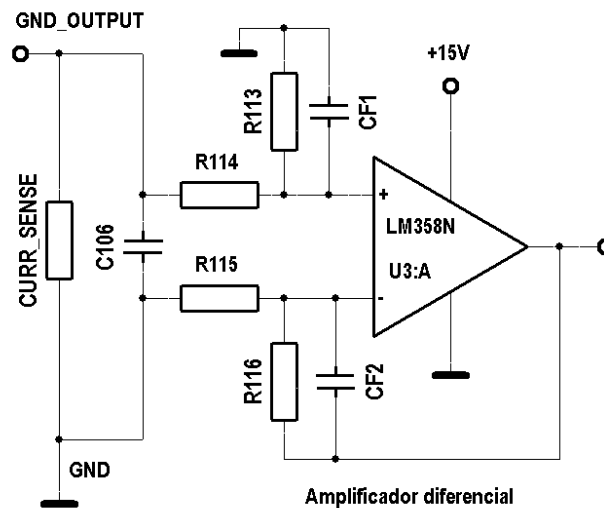


Figura 31 – Circuito amplificador diferencial.
Fonte: Autoria Própria.

Como a corrente do conversor proposto é elevada, uma forma confiável de se obter uma amostragem fiel desta é se utilizando um resistor com características especiais em série com a carga. Este resistor denominado *Resistor Shunt* possui uma impedância série muito baixa, impactando em baixíssimas perdas de condução, e suas características são bem definidas para qualquer temperatura.

A relação transformação corrente-tensão para o *Resistor Shunt* apresentada na expressão (2.78)

$$+V_{sh} = R_{sh} \cdot I_o \quad (2.78)$$

Onde:

↪ R_{sh} → é a resistência shunt dada em $m\Omega$.

A tensão V_{iref} é estabelecida pelo projetista, portanto para determinar o ganho $K\theta$ e conseqüentemente os valores das resistências do amplificador diferencial, assume que $V_{iout} = V_{iref}$.

$$K\theta = \frac{V_{iref}}{+V_{sh}} = \frac{(R_{113} + R_{116})}{(R_{115} + R_{114})} \quad (2.79)$$

O ganho $K\theta$ é determinado a partir dos valores de $R_{115} = R_{114}$ e $R_{113} = R_{116}$.

A expressão (2.80) relaciona a tensão $V_{i_{out}}$ em função da tensão de saída, V_o , do conversor CC-CC.

$$V_{outi} = K\theta \cdot \frac{R_{sh} \cdot V_o}{R_o} \quad (2.80)$$

2.9.7 Procedimento de cálculo dos componentes do compensador de corrente

A função transferência do compensador de corrente é apresentada na expressão (2.81), ela também foi retirada de HELDWEIN, 1999.

$$H_i(f) = K_i \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{zci}}\right)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{pc2i}}\right)} \quad (2.81)$$

Sendo K_i , W_{zci} , W_{pc1i} e W_{pc2i} relacionados nas expressões (2.82), (2.83), (2.84) e (2.85).

$$K_i = \frac{1}{R_{111} \cdot (C_{104} + C_{103})} \quad (2.82)$$

$$W_{zci} = \frac{1}{R_{112} \cdot C_{104}} \quad (2.83)$$

$$W_{pc2i} = \frac{C_{104} + C_{103}}{R_{112} \cdot C_{104} \cdot C_{103}} \quad (2.84)$$

$$W_{p1} = 0 \quad (2.85)$$

A resposta em frequência, da função de transferência do compensador de corrente do conversor, é de 40dB/dec a partir da frequência natural da planta até atingir a frequência do zero, passando então, a 20dB/dec.

Colocando a frequência de zero do compensador na frequência natural da planta tem-se:

$$W_{zc1} = W_n \quad (2.86)$$

O pólo do compensador é colocado acima da frequência de cruzamento ($f_s/2$) com o intuito de atuar apenas como filtro.

O ganho do controlador K_i pode ser calculado sabendo-se que o módulo da função de transferência de laço aberto do sistema (planta mais controlador) é igual a 1 na frequência de cruzamento (f_{ci}) e com decaimento de 20 dB/dec. Adotando $f_{ci} < 10f_s$, K_i pode ser expresso como:

$$K_i = \frac{1}{\beta i.G(f_{ci}) \cdot \frac{\left(1 + \frac{j.2.\pi.f_{ci}}{W_{zc2i}}\right)}{(j.2.\pi.f_{ci}) \cdot \left(1 + \frac{j.2.\pi.f_{ci}}{W_{pc2i}}\right)}} \quad (2.87)$$

Para o sistema atinja a estabilidade é necessário que a margem de fase ($M\emptyset$) seja maior que -180° logo através da fórmula (2.88) é possível se impor esta condição.

$$M\emptyset = -180^\circ - \text{LG}(f_{ci}). \text{Hi}(f_{ci}) \quad (2.88)$$

A componente $M\emptyset$ é adotada como: $M\emptyset > 45^\circ$.

Os componentes do compensador de corrente podem ser determinados de acordo com as condições de pólos e zeros estabelecidos acima.

Impondo um valor ao componente C104, é possível se encontrar o valor de R112 através da expressão (2.89).

$$R112 = \frac{1}{W_{zci}.C104} \quad (2.89)$$

Assim sendo o valor do capacitor C103 pode ser determinado através do ganho da expressão (3.90).

$$C103 = \frac{1}{W_{pc2i}.R112.C104-1} \quad (2.90)$$

E finalmente o Valor de R111 pode ser determinado por (3.91).

$$R111 = \frac{1}{K_i.(C30+C27)} \quad (2.91)$$

2.10 CONCLUSÃO

Este capítulo dois foi dedicado à apresentação da topologia do conversor em ponte completa, e logo em seguida o mesmo conversor operando em comutação suave. Visando aprimorar o projeto também foi apresentada uma topologia diferenciada de retificador, conhecido como retificador dobrador de corrente. E por último o dimensionamento do conversor como um todo, englobando desde os componentes necessários tanto para a o circuito de potência quanto para o de controle e comando. Sendo interessante lembrar que o conversor a ser projetado contará com controlador PID para malha de tensão e um controlador PI para a malha de corrente.

As descrições feitas no item 2.7 implicam que o conversor em questão pode ter um bom desempenho uma vez que utiliza dois diodos a menos do que o retificador convencional com quatro diodos e um secundário a menos com relação ao retificador com tap central. Além do mais, faz com que a corrente eficaz que circula pelo enrolamento secundário do transformador seja apenas que a metade da corrente nominal da carga.

CAPÍTULO 3 – DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo foi dedicado ao dimensionamento do conversor em ponte completa com comutação suave, e seu projeto seguiu a metodologia apresentada no capítulo 2.

Basicamente o conversor aqui projetado foi um CC-CC pois utilizou um barramento de tensão já existente de 400 VCC.

3.2 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

O item 3.2 é dedicado ao dimensionamento completo do transformador do conversor CC-CC. Os parâmetros utilizados para o projeto estão apresentados na tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros básicos para cálculo do transformador

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_i	Potência de entrada máxima [W]	$P_{o\max}/\eta = 1600$
K_w	Fator utilização da janela do núcleo	0,4
K_p	Fator utilização do primário	0,41
J_{\max}	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	300
ΔB_{\max}	Excursão da densidade de fluxo máximo [T]	0,13
f_s	Frequência de comutação [Hz]	70.000
V_f	Queda de tensão direta nos semicondutores [V]	0,72
N_{Tr}	Número de transformadores	1

Fonte: Autoria própria.

A expressão (3.23) define o produto de áreas do núcleo a ser utilizado.

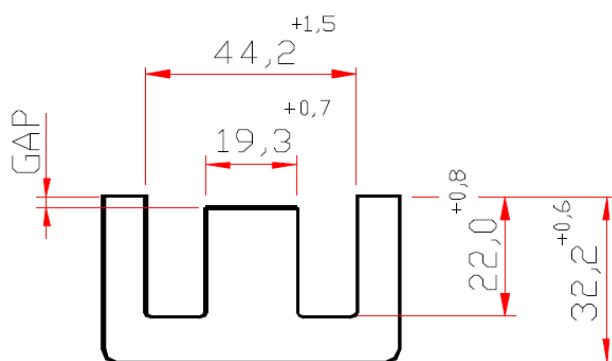
$$A_e \cdot A_w = \frac{P_i}{2 \cdot f_s \cdot K_w \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max}} \cdot 10^4 = 24,82 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.24)$$

Tendo como base que o núcleo selecionado deveria possuir o produto Ae por Aw maior que $24,82 \text{ cm}^4$, e sabendo que este é um valor relativamente alto, optou-se pela utilização do núcleo NEE-65/33/26 da Thornton Eletrônica Ltda. Portanto, o núcleo escolhido possui as características apresentadas na tabela 6.

Tabela 6 –Características do núcleo escolhido do transformador

Núcleo	65/33/26	Unidade
<i>Ae</i>	5,32	cm^2
<i>Aw</i>	3,7	cm^2
<i>Aw.Ae</i>	19,68	cm^4
<i>Peso</i>	193,5	g/pç
<i>Material</i>	IP12R	-
<i>le</i>	1,47	cm
<i>Ve</i>	782,0	cm^3
<i>C</i>	2,7	cm
<i>F</i>	1,93	cm
<i>E</i>	4,42	cm

Fonte: Autoria própria, dados provenientes da Thornton núcleos para transformadores.



Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma l/A$	0,28	mm^{-1}
<i>Le</i>	147,0	mm
<i>Ae</i>	532,0	mm^2
<i>Amin</i>	- - -	mm^2
<i>Ve</i>	78200,0	mm^3

Peso Aprox. (pç) 193,5 g

Figura 32 – Núcleo de ferrite IP12R (65/33/26).

Fonte: Thornton, 2013.

O número mínimo de espiras para o enrolamento primário é obtido através da expressão (3.25).

$$N_p = \frac{D_{max}.V_i}{4.f.s.Ae.\Delta B_{max}} \cdot 10^4 = 6 \text{ [espiras]} \quad (3.25)$$

A relação de transformação, para cada transformador, é dada pela expressão (3.26).

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,9.(D_{max}.V_i - V_f)}{(2.V_{omax} + V_f)} = 6 \quad (3.26)$$

Assim sendo, o secundário contará com 1 espira.

A corrente eficaz no enrolamento primário é calculada através da expressão (3.27).

$$I_{pef} = \frac{I_o}{2n} = 7,924 \text{ A} \quad (3.27)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é calculada através da expressão (3.28).

$$I_{sef} = \frac{I_o}{2} = 50 \text{ A} \quad (3.28)$$

Para o cálculo da secção mínima dos condutores pode-se utilizar as expressões (3.29) e (3.30).

$$S_p = \frac{I_{pef}}{J_{max}} = 0,026 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (3.29)$$

$$S_s = \frac{I_{sef}}{J_{max}} = 0,167 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (3.30)$$

Com o objetivo de minimizar o efeito pelicular, calcula-se a profundidade de penetração pela expressão (3.31) e o diâmetro do fio a ser utilizado através da expressão (3.32).

$$\Delta = \frac{K}{\sqrt{f.s}} = 0,027 \quad (3.31)$$

$$d = 2 \cdot \Delta = 0,054 \quad (3.32)$$

A profundidade de penetração fornece o raio máximo do condutor elementar. Com a utilização de lâminas no enrolamento secundário do transformador, pode-se calcular o número de lâminas em paralelo através da expressão apresentada em (3.34).

$$Sl = z \cdot y = 0,05 \cdot 2 = 0,10 [\text{cm}^2] \quad (3.33)$$

$$Nlps = \frac{SNs}{Sl} = 1,667 [\text{Lâminas}] \quad (3.34)$$

Onde:

$\hookrightarrow z \rightarrow$ espessura da lâmina.

$\hookrightarrow y \rightarrow$ largura da lâmina.

Na intenção de se diminuir as perdas no cobre, serão utilizadas quatro lâminas de cobre em paralelo para o secundário ($Nlps = 4$).

Com a utilização de condutores “Litz” no enrolamento primário tem-se o número de fios em paralelo através da expressão (3.35).

$$Acu = 0,00025 [\text{cm}^2]$$

$$Sfl = 40 \cdot Acu = 0,01 [\text{cm}^2]$$

$$Nfpnp = \frac{Sp}{Sfl} = 3 [\text{fios}] \quad (3.35)$$

Tendo que o número de fios em paralelo, calculado, para o primário é de 3 fios, será adotado então que $Nfp_{Np} = 7$ fios com o objetivo de diminuir as perdas no cobre do enrolamento.

O fator ocupação é calculado pela expressão (3.36)

$$Ku = \frac{Np.Sfli.Nfpp + Ns.Sli.Nlps}{Aw} = 0,288 \quad (3.36)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado através da expressão (3.37)

$$lm = 2.(Ntr.C + F) + \pi.\frac{(E-F)}{2} = 26,339 [cm] \quad (3.37)$$

As perdas nos enrolamentos, primário e secundário, são calculadas pelas expressões (3.38) e (3.39).

$$Pp = \frac{\rho.Np.lm.(Ipef^2)}{Nfpp} = 1,745 W \quad (3.38)$$

$$Ps = \frac{\rho.Ns.lm.(Isef^2)}{Nlps} = 0,182 W \quad (3.39)$$

As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas através da expressão (3.40).

$$Pn = Ve.PL = 5,47 W \quad (3.40)$$

A indutância de dispersão medida foi de 2,3 μ H.

3.3 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE

O valor da indutância Lr :

$$\Delta D = 0,15$$

$$Lr + Ld = Vi.\frac{\Delta D.Dmax}{4.fs.\frac{Io}{n}} = 12,17\mu H \quad (3.41)$$

A corrente de pico no indutor ressonante será:

$$ILrpk = \frac{I_o}{n} = 15,85 A \quad (3.42)$$

Tabela 7 – Considerações básicas para o indutor ressonante

Símbolo	Parâmetro	Valor
<i>Kw</i>	Fator utilização da janela do núcleo	0,4
<i>Jmax</i>	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	400
ΔB_{max}	Excursão da densidade de fluxo máxima [T]	0,08

Fonte: Autoria própria.

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetiva e da janela através da expressão (3.42).

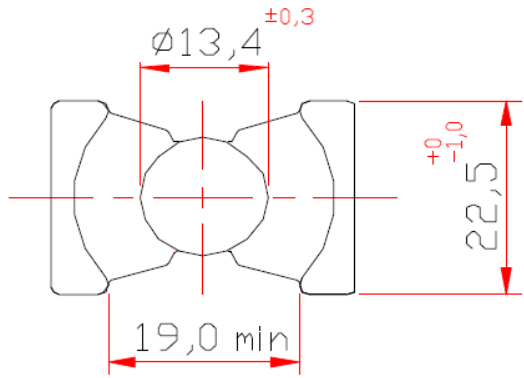
$$Ae \cdot Aw = \frac{Lr \cdot (ILrpk)^2}{Kw \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 1,364 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.43)$$

O núcleo escolhido possui as características apresentadas na tabela 8.

Tabela 8 – Identificação de símbolos

Núcleo	32/20	Unidade
<i>Ae</i>	1,63	cm ²
<i>Aw</i>	1,33	cm ²
<i>Aw.Ae</i>	2,18	cm ⁴
<i>Peso</i>	20,8	g/pç
<i>Material</i>	IP12R	-
<i>le</i>	5,39	cm
<i>Ve</i>	8,792	cm ³
<i>C</i>	1,55	cm
<i>F</i>	1,22	cm
<i>E</i>	2,95	cm

Fonte: Autoria própria, dados provenientes da Thornton núcleos para transformadores.



Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma I/A$	0,330	mm ⁻¹
Le	53,9	mm
Ae	163,13	mm ²
Amin	140,1	mm ²
Ve	8792,7	mm ³

Peso Aprox. (pç) 20,8 g

Figura 33 – Núcleo de ferrite IP12R (32/20).
Fonte: Thornton, 2013.

O número de espiras é calculado através da expressão (3.44).

$$Nlr = \frac{Lr \cdot l_{rpk}}{Ae \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 14 \text{ [espiras]} \quad (3.44)$$

O entreferro pode ser calculado através da expressão (3.45).

$$lg = \frac{Nlr \cdot \mu_0 \cdot Ae}{Lr} \cdot 10^{-2} = 0,026 \text{ [cm]} \quad (3.45)$$

A área da seção transversal do condutor é calculada através da expressão (3.46).

$$SLr = \frac{l_{lref}}{J_{max}} = 0,050 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (3.46)$$

Como a operação deste componente magnético também é em alta frequência optar-se-á da utilização de fio do tipo Litz.

$$Scu = 0,057 \text{ [cm}^2\text{]}$$

Portanto, o número de fios em paralelo do condutor do indutor ressonante pode ser calculado através da expressão (3.47).

$$Nflr = \frac{Sflr}{Scu} = 1 \quad (3.47)$$

O fator de ocupação é calculado através da expressão (3.48).

$$Ku = \frac{Nlr.Scu.Nflr}{Aw} = 0,36 \quad (3.48)$$

As perdas no núcleo de ferrite, do indutor ressonante, podem ser determinadas através da expressão (3.49).

$$Pn = Ve.PL = 0,528 W \quad (3.49)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado através da expressão (3.50)

$$lm = 2.(Ntr.C + F) + \pi.\frac{(E-F)}{2} = 8,257 \text{ [cm]} \quad (3.50)$$

As perdas nos condutores de cobre podem ser calculadas através da expressão (3.51).

$$Plr = \frac{\rho.Nlr.lm.IIref^2}{Nflr} = 1,63 W \quad (3.51)$$

As perdas totais podem ser calculadas através da expressão (3.52).

$$PTlr = Pn + Pwlr = 2,158 W \quad (3.52)$$

3.4 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE SAÍDA

Cálculo da indutância de $L_{o1}=L_{o2}=L_o$ através da expressão (3.53).

$$Lo = \frac{\left(\frac{2.Vi}{n} - Vo\right)}{4fs.\Delta Io} = 40,04 \mu H \quad (3.53)$$

Tabela 9 – Considerações para os indutores de saída

Símbolo	Parâmetro	Valor
<i>Kw</i>	Fator utilização da janela do núcleo	0,4
<i>Jmax</i>	Densidade máxima de corrente [A/cm ²]	450
<i>Bmax</i>	Densidade de fluxo máxima [T]	0,35
<i>G</i>	Dimensão geométrica do núcleo [cm]	5,93

Fonte: Autoria própria.

Para determinação do núcleo calcula-se o produto das áreas efetivas e da janela através da expressão (3.54).

$$Ae.Aw = \frac{Lo . lLopk . lLoef}{Kw . Jmax . Bmax} . 10^4 = 17,48 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.54)$$

Analogamente ao transformador este componente magnético também deverá ser associado em paralelo para obtenção do valor desejado. O núcleo escolhido possui as suas características apresentadas na tabela 10.

Tabela 10 – Características do núcleo dos indutores de saída

Núcleo	55/28/21	Unidade
<i>Ae</i>	3,54	cm ²
<i>Aw</i>	2,5	cm ²
<i>Aw.Ae</i>	8,85	cm ⁴
<i>Peso</i>	109,0	g/pç
<i>Material</i>	IP12R	-
<i>le</i>	12,00	cm
<i>Ve</i>	42,500	cm ³
<i>C</i>	2,1	cm
<i>F</i>	1,72	cm
<i>E</i>	3,75	cm

Fonte: Autoria própria, dados provenientes da Thornton núcleos para transformadores.

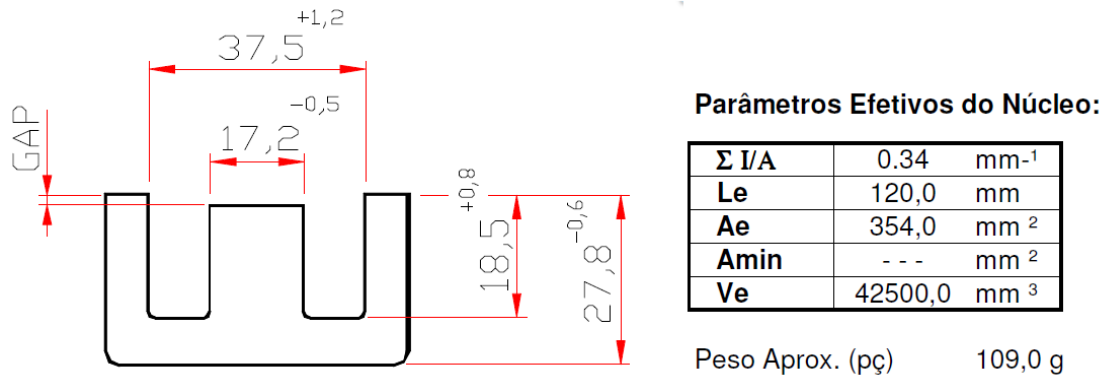


Figura 34 – Núcleo de ferrite IP12R (55/28/21).
Fonte: Thornton, 2013.

O número de espiras é calculado através da expressão (3.55)

$$Nl_0 = \frac{L_0 \cdot I_{Lopk}}{Ae \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 9 \text{ [espiras]} \quad (3.55)$$

O entreferro pode ser calculado através da expressão (3.56).

$$l_g = \frac{Nl_0^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_0} \cdot 10^{-2} = 0,18 \text{ [cm]} \quad (3.56)$$

$$l_g = \frac{l_g}{2} = 0,09 \text{ [cm]} \quad (3.57)$$

O fator de correção é determinado através da expressão (3.58) e o novo número de espiras através da expressão (3.59).

$$F_c = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{Ae}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{l_g}\right) = 1,252 \quad (3.58)$$

$$NLo = \sqrt{\frac{L_0 \cdot \left(l_g + \frac{l_e}{\mu_r}\right)}{0,4 \cdot \pi \cdot F_c \cdot 10^{-8}}} = 11 \text{ [espiras]} \quad (3.59)$$

Utilizando do condutor de 19AWG, tem-se a área da seção transversal do condutor através da expressão (3.61).

$$ILO = 50A \quad (3.60)$$

$$SLo = \frac{I_{Loef}}{J_{max}} = 0,111 [\text{cm}^2] \quad (3.61)$$

Assim sendo, o número de fios em paralelo do condutor do indutor ressonante pode ser calculado através da expressão (3.62).

$$Nflo = \frac{Sflo}{Scu} = 17,094 \quad (3.62)$$

Assim sendo, adotaremos uma quantia de 30 fios em paralelo no intuito de se diminuir as perdas no cobre.

O fator de ocupação é calculado através da expressão (3.63).

$$Ku = \frac{Nlo.Scu.Nflo}{Aw} = 0,344 \quad (3.63)$$

As perdas no núcleo de ferrite, do indutor ressonante, podem ser determinadas através da expressão (3.64).

$$Pn = Ve.PL = 0,177 W \quad (3.64)$$

O comprimento médio de uma espira é calculado através da expressão (3.65)

$$lm = 2.(Ntr.C + F) + \pi.\frac{(E-F)}{2} = 10,829 [cm] \quad (3.65)$$

As perdas nos condutores de cobre podem ser calculadas através da expressão (3.66).

$$Plo = \frac{\rho.Nlo.lm.I_{Loef}^2}{Nflo} = 8,43 W \quad (3.66)$$

As perdas totais podem ser calculadas através da expressão (3.67).

$$PTlo = Pn + Plo = 8,602 W \quad (3.67)$$

3.5 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4 do conversor é definida através da expressão (3.68).

$$VS_{max} = 400 \quad (3.68)$$

A corrente de pico nos interruptores é apresentada na expressão (3.69).

$$IS_{pk} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{NTr}{n} = 7,924A \quad (3.69)$$

A corrente eficaz nos interruptores, S1 e S3, é definida através da expressão (3.70).

$$IS_{1,3ef} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{NTr}{n} \cdot \sqrt{\frac{D_{max} + 5 \cdot (D_{max} - \Delta D)}{3}} = 7,723 A \quad (3.70)$$

A corrente eficaz nos interruptores, S2 e S4, é definida através da expressão (3.71).

$$IS_{2,4ef} = \frac{I_o}{2} \cdot \frac{NTr}{n} \cdot \sqrt{\frac{-5 \cdot \Delta D + 6}{12}} = 5,241 A \quad (3.71)$$

A chave semicondutora selecionada foi o IXFX 55N50. Suas características são apresentadas na tabela 14.

Tabela 11 – Características da chave semicondutora selecionada

CHAVE	IXFX 55N50
FABRICANTE	IXFX
Vdsmax	500 V
Isméd	55,0 A
Rdson@25°C	80,0 mΩ
Rdson@100°C	128,0 mΩ
Ciss	9400 pF
Rjc	0,22
Rcd	0,15

Fonte: Autoria própria, dados provenientes da IXFX componentes eletrônicos.

A partir dos esforços nos interruptores seleciona-se a chave. As perdas totais nos interruptores, adotando a maior corrente eficaz, são calculadas através da expressão (3.72).

$$PS = 4.Rds.(ISeff)^2 = 30,54 W \quad (3.72)$$

3.6 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DE POTÊNCIA

A máxima tensão sobre os diodos pode ser mensurada através da expressão (3.73).

$$VDomax = \frac{vin}{n}.NTr = 36V \quad (3.73)$$

A corrente média pode ser encontrada através da expressão (3.74).

$$IDomed = \frac{Io}{2} = 50A \quad (3.74)$$

A corrente de pico pode ser encontrada através da expressão (3.75).

$$IDopk = Io + \frac{\Delta ILo}{2} = 105A \quad (3.75)$$

O semicondutor selecionado foi o STPS61H100CW. Suas características são apresentadas na tabela 12.

Tabela 12 – Características do diodo selecionado

DIODO	STPS61H100CW
FABRICANTE	STMICROELECTRONICS
VDomax	100 V
IDomed	60,0 A
Vf	0,67 V
Rjc	0,6
Rcd	0,3

Fonte: Autoria própria, dados provenientes da STMICROELECTRONICS componentes eletrônicos.

A perda, devido à corrente média nos diodos retificadores de saída, é calculada através da expressão (3.76).

$$P_{Dot} = 2 \cdot V_f \cdot I_{Domed} = 65 \text{ W} \quad (3.76)$$

3.7 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO R_{cc} e C_{cc} DE BLOQUEIO EM SÉRIE COM O TRANSFORMADOR

Capacitor C_{cc}:

$$\Delta V_c = \% \cdot (D_{max} - \Delta D) \cdot V_i \quad (3.77)$$

$$\Delta V_c = 4\% \cdot (0,6 - 0,15) \cdot 400$$

$$\Delta V_c = 7,2 \text{ V}$$

$$C_{cc} = \frac{\frac{I_o \cdot NTr}{2 \cdot n}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c} = 7,86 \text{ uF} \quad (3.78)$$

$$C_{cc} = 9,9 \text{ uF}$$

Resistor R_{cc}:

$$R_{cc} = \frac{V_{in}}{\frac{I_o \cdot NTr}{2 \cdot n}} = 50,481 \Omega \quad (3.79)$$

$$R_{cc} = 50 \Omega$$

$$P_{Rcc} = \frac{(\Delta V_c)^2}{R_{cc}} = 1,0 \text{ W} \quad (3.80)$$

3.8 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

O valor do capacitor de saída é determinado através da expressão (3.81).

$$C_o > \frac{\Delta I L_o}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 119 \text{ uF} \quad (3.81)$$

$$C_o = 200 \mu F$$

A resistência série equivalente máxima do capacitor de saída deve ser

$$RSE < \frac{\Delta V_o}{\Delta IC} = 30,0 \text{ m}\Omega \quad (3.82)$$

3.9 DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES

A temperatura ambiente:

$$T_a = 50^\circ C \quad (3.83)$$

A máxima temperatura no dissipador para os interruptores:

$$T_{dS} = T_j - P_{sT} \cdot (R_{jc} + R_{cd}) = 101,1^\circ C \quad (3.84)$$

$$T_{dDo} = T_j - P_{Do} \cdot (R_{jcDo} + R_{cdDo}) = 142,5^\circ C \quad (3.85)$$

O dimensionamento individual do dissipador de calor, das chaves semicondutoras, pode ser obtido através da expressão (3.86).

$$R_{dS} = \frac{T_d - T_a}{P_{cond}} = 0,7^\circ C/W \quad (3.86)$$

De modo análogo, é possível se dimensionar o dissipador para cada diodo através da expressão (3.87).

$$R_{dDo} = \frac{T_d - T_a}{P_{cond}} = 2,5^\circ C/W \quad (3.87)$$

3.10 DIMENSIONAMENTO DE CONTROLE E COMANDO

A tabela 13 traz os valores adotados para o cálculo dos componentes dos circuitos de controle.

Tabela 13 – Características do diodo selecionado

Variável	Valor	Definição
$V_o [V]$	14,4	Tensão de saída
$V_{REF} [V]$	2,5	Tensão de referência
$V_D [V]$	3,5	Amplitude do <i>clock</i>
$V_{refi} [V]$	2,35	Malha de corrente
$V_{refv} [V]$	1,75	Malha de tensão
$fc_v [rad/s]$	3000	Freq. de cruzamento
$fc_i [rad/s]$	5000	Freq. de cruzamento
$R_o [\Omega]$	0,144	Carga de saída
$R_{se} [\Omega]$	$(0,32/5) = 0,064$	R.S.E. dos capacitores

Fonte: Autoria própria.

3.10.1 Função transferência do conversor

$$G(f) = \left(\frac{\frac{n}{V_d} \frac{V_i}{R_o}}{1 + \frac{4 \cdot n^2 \cdot L_r \cdot f_s}{R_o}} \right) \cdot \left(\frac{1 + R_{se} \cdot Co \cdot s}{Co \cdot Lo \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{Ro} \right) \cdot s^2 + \left(Co \cdot R_{se} + \frac{Lo}{Ro} \right) \cdot s + 1} \right) \quad (3.88)$$

A figura a seguir, figura 35, apresenta o diagrama de BODE do conversor, em malha aberta.

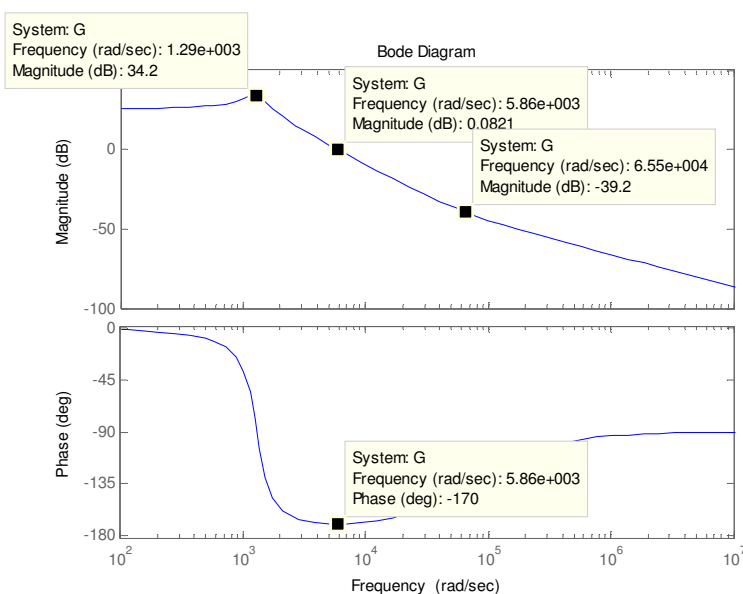


Figura 35 – Diagrama de BODE.
Fonte: Autoria própria - MATLAB.

Os seguintes dados podem ser retirados do diagrama apresentado. Ele apresenta um ganho constante e fase zero em baixa frequência, na frequência dos polos, do sistema sub-amortecido, o ganho reduz 40dB por década e a fase vai próximo de -180 graus. Na frequência do zero inserido pelo RSE o ganho passa a reduzir 20dB por década e a fase aumenta para -90 graus. Pode se notar que a planta é naturalmente estável, pois ela apresentada uma margem de fase positiva, algo em torno de 10º, entretanto sua resposta apresenta muita oscilação e sobressinal.

Tendo que, segundo BARBI 2007, é ideal eu que se mantenha a margem de fase entre 45º e 90º, deve-se projetar um compensador que forneça estes requisitos básicos. Os itens 3.10.2 e 3.10.5 são dedicados à apresentação destes compensadores.

3.10.2 Compensador de tensão:

$$W_n = \sqrt{\frac{1}{C_o.L_o.(1+\frac{R_{se}}{R_o})}} = 1286,5 \left[\frac{rad}{s}\right] \quad (3.89)$$

$$W_z = \frac{1}{R_{se} . C_o} = 66667 \left[\frac{rad}{s}\right] \quad (3.90)$$

Função transferência do compensador:

$$H_v(f) = \beta v . K_v . \frac{\left(1+\frac{j.2.\pi.f}{W_{zc1}}\right).\left(1+\frac{j.2.\pi.f}{W_{zc2}}\right)}{(j.2.\pi.f).\left(1+\frac{j.2.\pi.f}{W_{pc}}\right)} \quad (3.91)$$

Fazendo com que:

$$W_{zc1v} = W_{zc2v} = W_n \text{ e } W_{pc2v} = W_z \quad (3.92)$$

O ganho βv :

$$\beta v = \frac{v_{ref}}{v_o} = 0,1736 \quad (3.93)$$

Cálculo do ganho Kv:

$$Kv = \frac{1}{|\beta v \cdot H v(f_{cv}) \cdot G(f_{cv})|} = 106 \quad (3.94)$$

3.10.3 Cálculo dos componentes do amplificador diferencial

Adotando valores para R110=R104=10kΩ, R108=R106=1kΩ, R109=7,5kΩ e R105=12kΩ, tem-se o valor de R107 através da expressão (3.93)

$$K\Phi = \frac{v_{outv}}{v_o} = 0,1215 \quad (3.95)$$

$$K1 = (K\Phi \cdot R108 \cdot R105 + K\Phi \cdot R109 \cdot R105 + K\Phi \cdot R108 \cdot R108 + K\Phi \cdot R108 \cdot R109 + K\Phi \cdot R110 \cdot R108) = 14,6 \cdot 10^6$$

$$K2 = (K\Phi \cdot R110 \cdot R109 + R110 \cdot R109 + R110 \cdot R108 + R110 \cdot R110) = 23,9 \cdot 10^7$$

$$K3 = (2 \cdot R109 \cdot R105 + R108 \cdot R105 + R110 \cdot R105 + R108 \cdot R109 + R110 \cdot R109) = 44,4 \cdot 10^7$$

$$R107 = K\Phi \cdot R108 \cdot \left(\frac{K3}{K1+K2} \right) = 212,59 \Omega \quad (3.96)$$

3.10.4 Cálculo dos componentes do compensador de tensão

Considerando que o capacitor C101 = 10nF, tem-se que:

$$R102 = \frac{1}{W_{zc1v} \cdot C101} = 33,5k\Omega \quad (3.97)$$

$$R101 = \frac{R102}{W_{pc2v} \cdot C101 \cdot R102 - 1} = 3,78k\Omega \quad (3.98)$$

$$C102 = \frac{1}{Kv \cdot (R80+R73)} = 1,14nF \quad (3.99)$$

$$R103 = \frac{1}{W_{zc2v} \cdot C102} = 292,6k\Omega \quad (3.100)$$

A figura 36 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência do conversor compensado, curva em vermelho, do compensador de tensão, curva em verde, e da função de malha aberta, curva em azul.

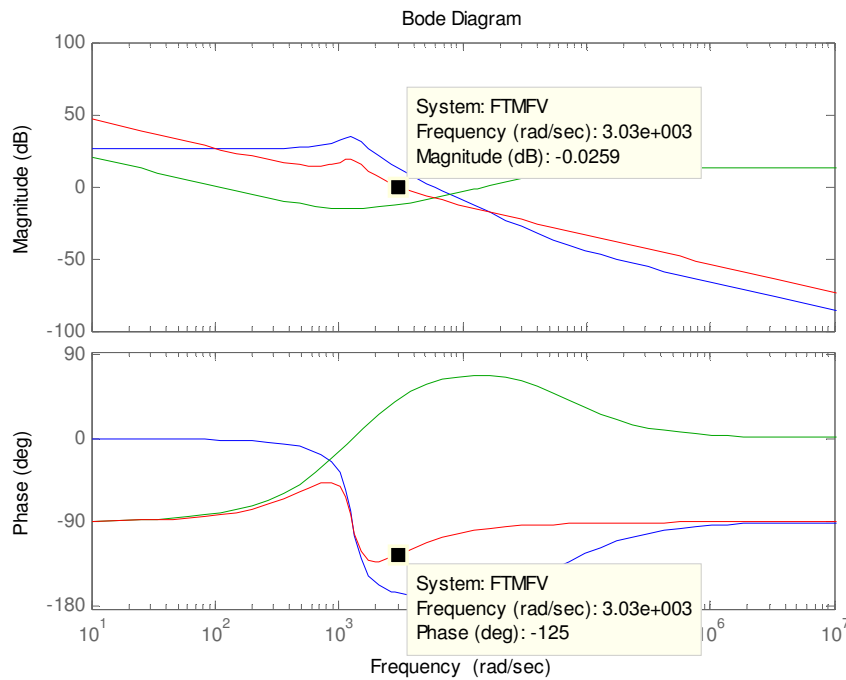


Figura 36 – Diagrama de BODE para o sistema compensado.
Fonte: Autoria própria - MATLAB.

A frequência de corte ocorre em 3000 rad/s, como proposto nas especificações apresentado na tabela 13. Os pólos originais da planta foram compensados, fazendo a resposta do conversor compensado possua uma característica de -20db/dec para toda a faixa de frequência. Pode se observar que margem de fase aumentou de 10° para 55°, como sugerido por BARBI, que esta se encontre entre 45° e 90°.

3.10.5 Compensador de corrente

A função transferência do compensador é apresentada na expressão (3.101).

$$H_i(f) = K_i \cdot \frac{\left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{zc1}}\right)}{(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot \left(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{W_{pc2i}}\right)} \quad (3.101)$$

Fazendo:

$$Wzci = Wn \text{ e } Wpc2i = \frac{2.\pi.fs}{2} \quad (3.102)$$

O ganho βi :

$$\beta i = \frac{Vref}{Io} = 0,025 \quad (3.103)$$

Cálculo do ganho Ki :

$$Ki = \frac{1}{|\beta i.Hi(fc i).G(fc i)|} = 47,3.10^3 \quad (3.104)$$

3.10.6 Cálculo dos componentes do amplificador diferencial:

$$K\theta = \frac{Viref}{+Vsh} = 62,667 \quad (3.105)$$

Atribuindo valores para $R115=R=114= 1k\Omega$ e $R116=R113$, tem-se que:

$$K\theta = \left(\frac{R113+R116}{R115+R114} \right) = 62,667 \quad (3.106)$$

Logo:

$$R116 = R113 = 62,667k\Omega$$

Atribuindo valor para $C104 = 100nF$, tem-se que:

$$R112 = \frac{1}{Wzci . C104} = 3,35 k\Omega \quad (3.107)$$

$$C103 = \frac{C104}{Wzci . C104.R112-1} = 1,0 nF \quad (3.108)$$

$$R111 = \frac{1}{Ki . (C104+C103)} = 1,24k\Omega \quad (3.109)$$

A figura 37 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência do conversor compensado, curva em vermelho, do compensador de tensão, curva em verde, e da função de malha aberta, curva em azul.

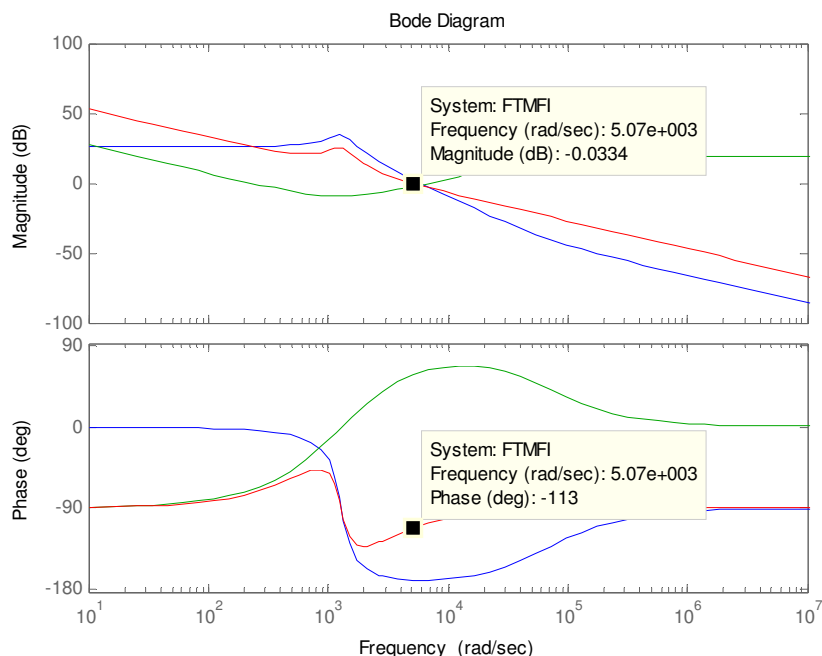


Figura 37 – Diagrama de BODE para o sistema compensado.
Fonte: Autoria própria - MATLAB.

A frequência de corte ocorre em 5000 rad/s, como proposto nas especificações apresentado na tabela 13. Os pólos originais da planta foram compensados, fazendo a resposta do conversor compensado possua uma característica de -20db/dec para toda a faixa de frequência. Pode se observar que margem de fase aumentou de 10° para 67° , como sugerido por BARBI, que esta se encontra entre 45° e 90° .

3.11 CONCLUSÃO

O capítulo três trouxe o dimensionamento numérico do conversor por modulação de largura de pulso na topologia ponte completa com comutação suave. Nele são propostos valores para todos os componentes que serão utilizados no conversor como resistores, capacitores, diodos, chaves semicondutoras (*mosfets*) entre outros.

Ao final deste mesmo capítulo foi apresentada a proposta de controle do conversor. O circuito que controlará a tensão, de saída do conversor, trata-se de um controlador PID e a malha que controlará a corrente como sendo um controlador PI.

Logo após os cálculos apresentados, pode-se concluir que o conversor operando em comutação suave conseguirá atingir, teoricamente, níveis de rendimento próximos ao que se era esperado, algo em torno de 90%, o que é proposto pelo presente trabalho. Logo, com a simulação do capítulo 4 e com os resultados obtidos pela montagem do protótipo, capítulo 5, poderá ser feita uma comparação de resultados para as devidas constatações e conclusões de fidedignidade do projeto.

CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÃO

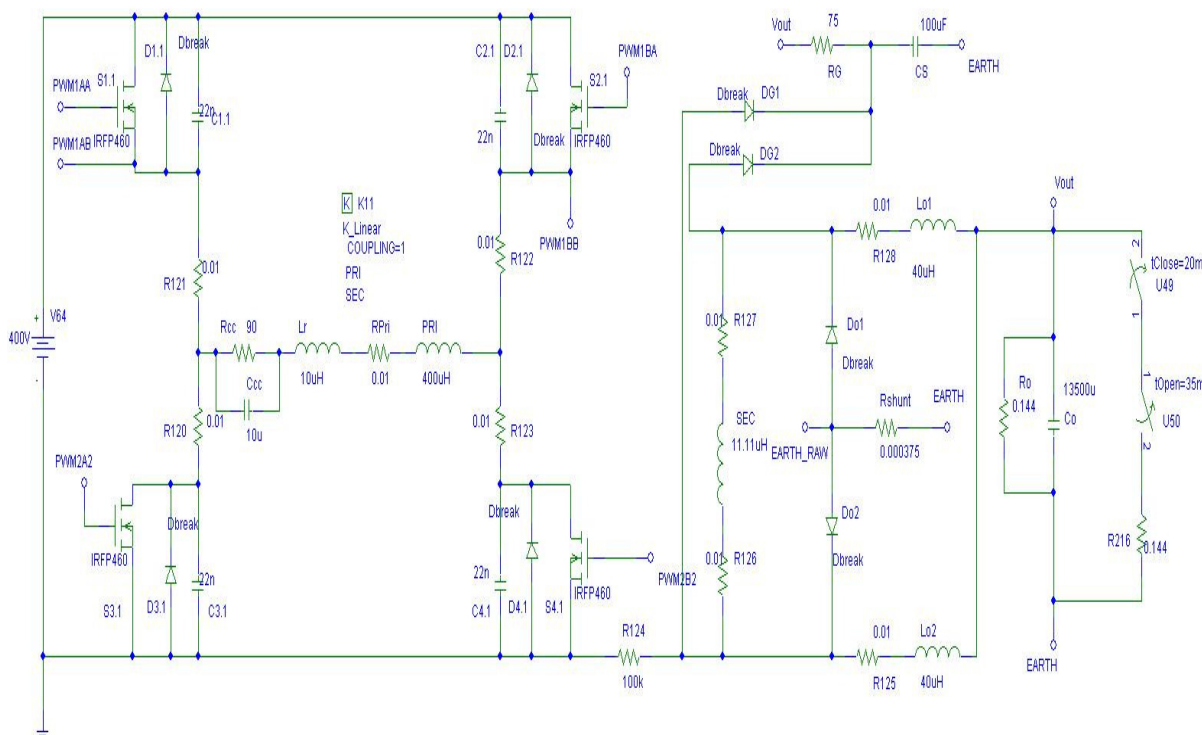
4.1 INTRODUÇÃO

Após a realização dos cálculos do capítulo anterior, este capítulo será destinado à apresentação das simulações do conversor CC-CC de ponte completa com comutação suave, em que os resultados obtidos pela simulação poderão ser comparados entre si.

De início, é apresentado o circuito de potência do conversor CC-CC, implementado no *software* de simulação (Pspice), segundo os cálculos acima propostos. Logo em seguida, as formas de ondas obtidas com o programa tanto para o lado do primário do conversor quanto para o secundário.

4.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA

A figura 38 apresenta a parte do circuito de potência simulado, cujas formas de onda e suas principais características são apresentadas no decorrer deste capítulo.



**Figura 38 – Circuito utilizado na simulação.
Fonte: Pspice.**

Na figura 39 é mostrada a parte do circuito de controle e comando, cujas formas de onda e características podem ser visualizadas também durante a explanação deste capítulo.

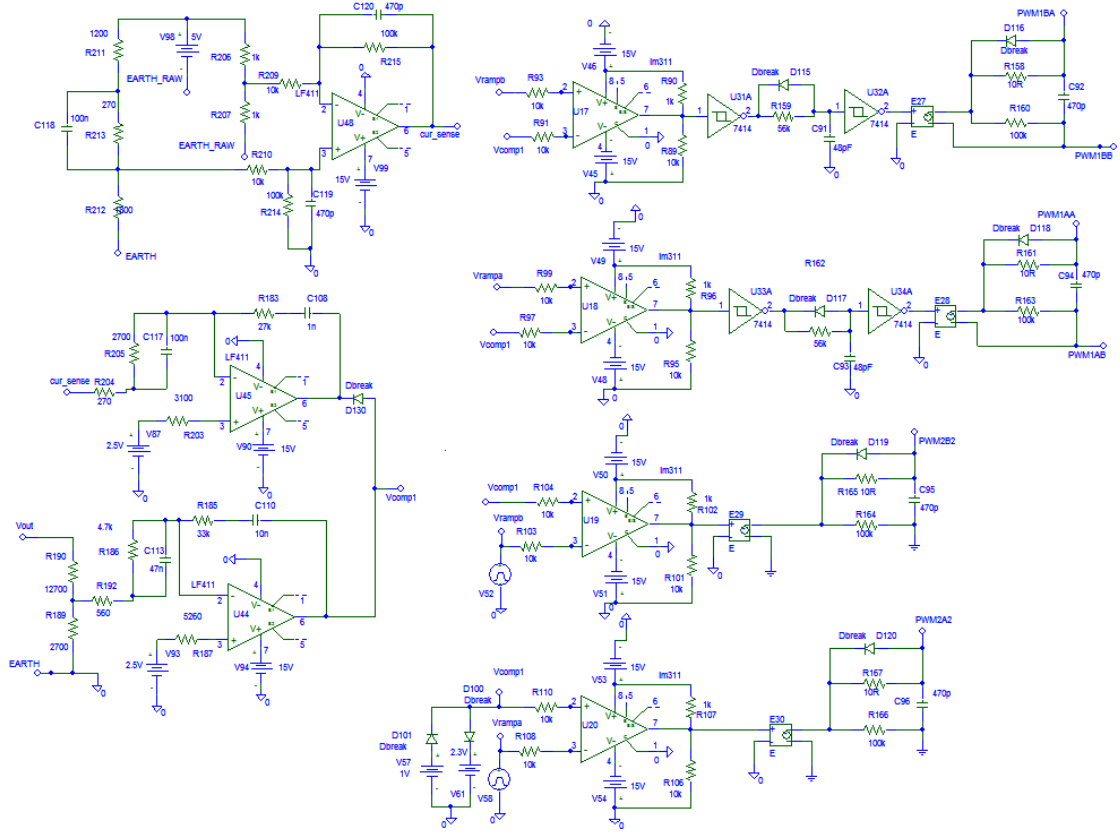


Figura 39 – Circuito de controle e comando utilizado na simulação.
Fonte: Pspice.

A figura 40 apresenta a forma de onda da corrente que circula através do indutor LR.

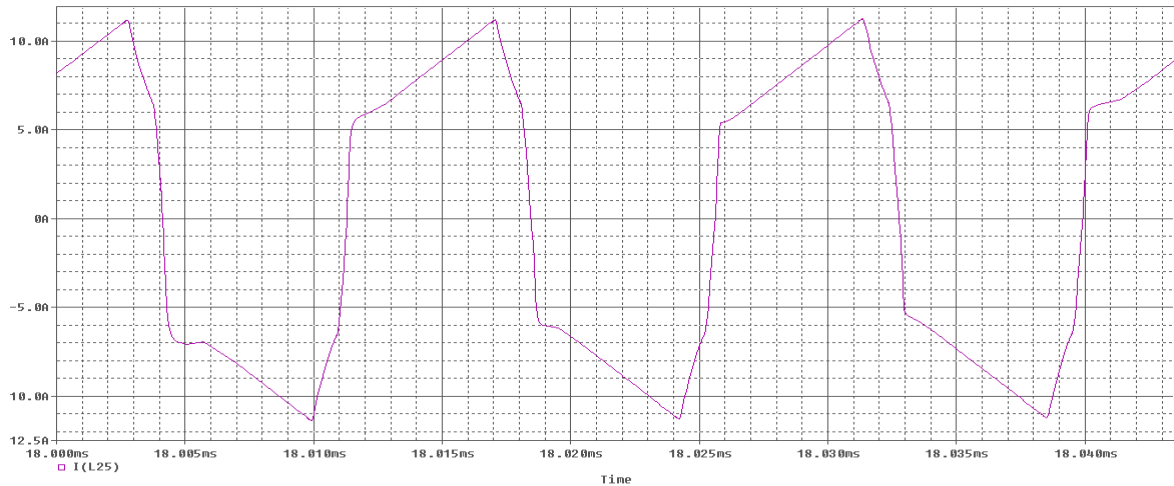


Figura 40 – Corrente no indutor LR ressonante.
Fonte: Pspice.

A figura 41 apresenta a tensão e a corrente no braço crítico do conversor, ou seja, para S1 e S2. Verifica-se que tanto a entrada em condução quanto no bloqueio, a comutação é não dissipativa, ou seja, a comutação ocorre suavemente.

Por uma questão estática, a tensão foi colocada em uma escala de 1 para 10 para que se faça possível observar tanto a forma de onda da tensão e da corrente no instante em que a comutação ocorresse.

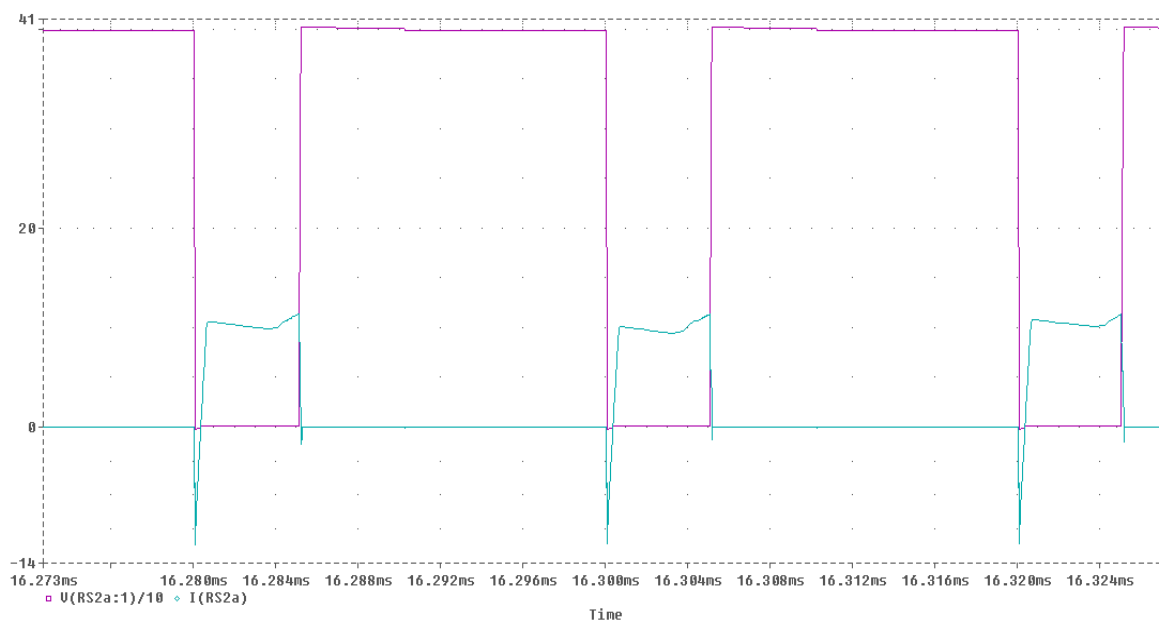


Figura 41 – Detalhe da entrada em condução e bloqueio de S1.
Fonte: Pspice.

A figura 42 mostra as formas de onda do braço não crítico, ou seja, as formas de onda para corrente e tensão das chaves S3 e S4. De maneira análoga à figura 41 a escala da forma de onda da tensão foi colocada em 1 para 10. Neste braço fica evidenciada a comutação suave, ou seja, sem a dissipação de energia.

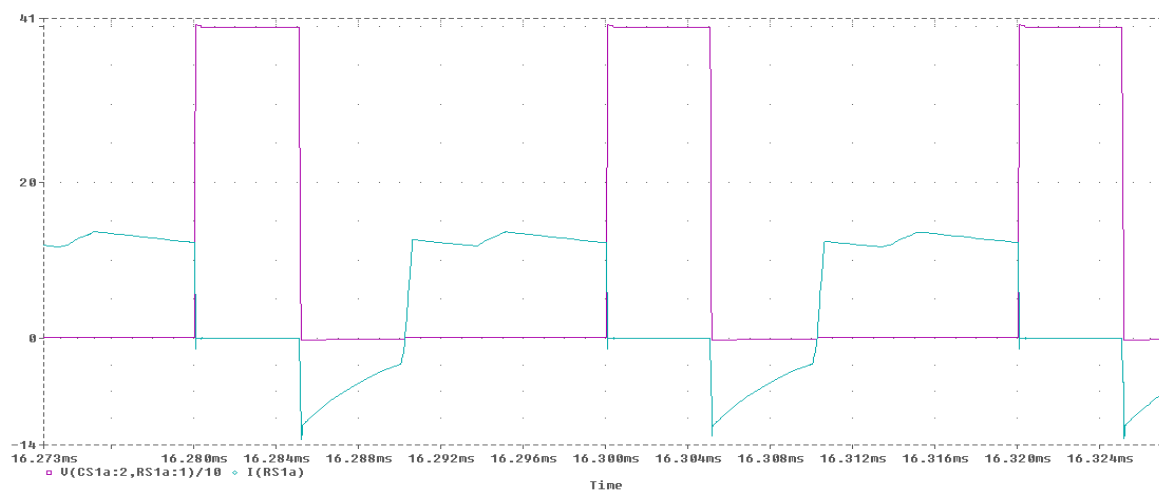


Figura 42 – Detalhe da entrada em condução e bloqueio de S2.
Fonte: Pspice.

A figura 43 apresenta a tensão e a corrente nos diodos retificadores Do1 e Do2. Além disso, é possível notar que a tensão sobre o diodo atinge um limite máximo por conta do circuito grampeador.

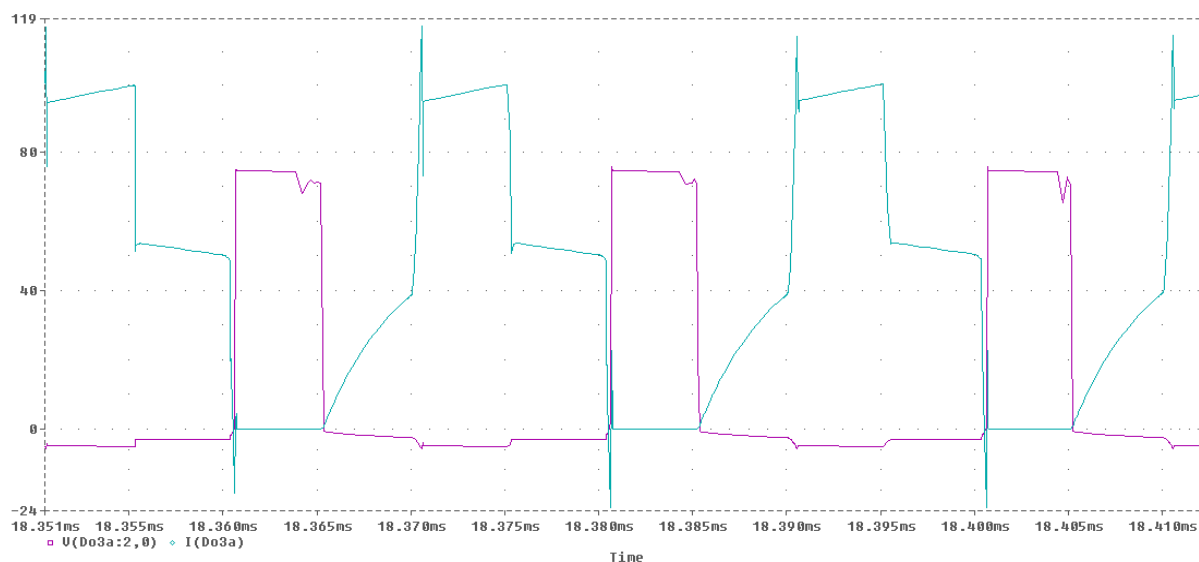


Figura 43 – Corrente nos diodos retificadores D01 e D02 e no capacitor Cs.
Fonte: Pspice.

A figura 44 apresenta a regulação do conversor operando em malha fechada. O gráfico superior indica a tensão de saída do conversor e o gráfico inferior indica a corrente de saída do conversor.

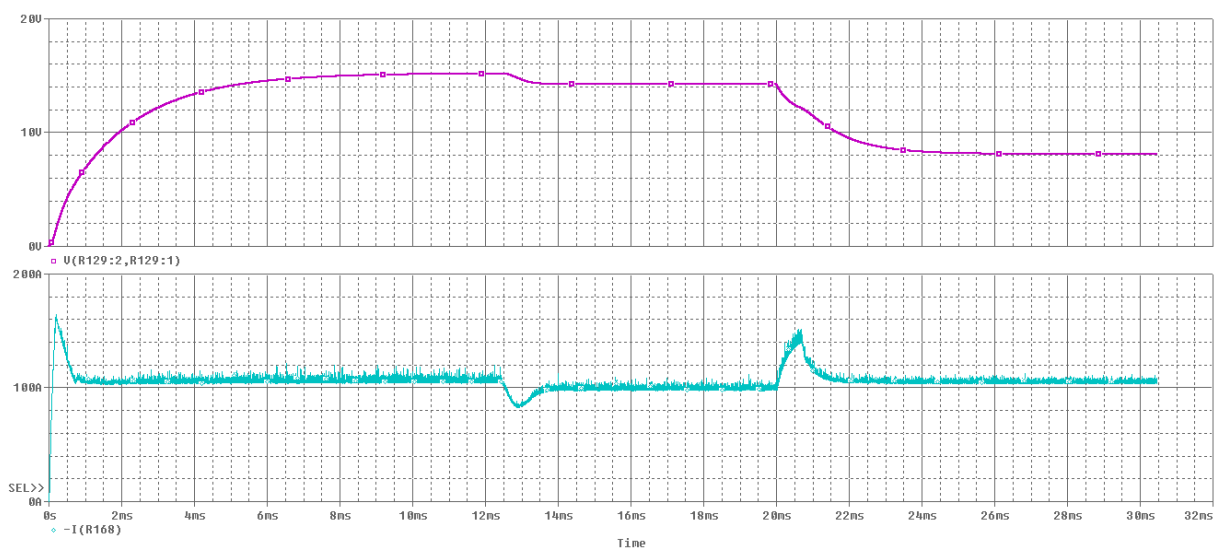


Figura 44 – Tensão e corrente de saída.
Fonte: Pspice.

Este teste, da figura 44, foi realizado para verificação da capacidade do circuito em fornecer os 1,4 kW. Além disso, foi aplicado um transitório de carga na intenção de se verificar a eficácia das malhas de controle. Ao que pode se notar, no instante de 12,5 ms, o circuito sofre um transiente de carga, colocação uma carga de duas vezes a sua capacidade nominal, e rapidamente se reestabelece. Logo mais tarde, aos 20 ms, outro transiente de carga é aplicado ao conversor, entretanto uma retirada de carga. Com estas formas de onda, e com o diagrama de bode apresentado no capítulo três, pode-se verificar que a técnica de controle empregada está efetivamente regulando a tensão e a corrente, já que ao passo que se aplica uma carga ao conversor, a malha de corrente passa a atuar limitando a corrente de saída em 100A, garantindo assim a estabilidade do conversor em toda faixa de operação.

CAPÍTULO 5 – EXPERIMENTAÇÃO

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo é voltado à apresentação da parte experimental do conversor proposto. As especificações deste são apresentadas na tabela 14.

Tabela 14 – Especificações do projeto

Símbolo	Parâmetro	Valor
<i>P_{out}</i>	Potência de saída	1440 W
<i>V_{out}</i>	Tensão de saída	14,4 V
<i>I_{out}</i>	Corrente de saída	100 A
<i>V_{in}</i>	Tensão de entrada	400 VDC
<i>F_{sw}</i>	Frequência	70 kHz
<i>η</i>	Rendimento	90%

Fonte: Autoria Própria.

5.2 MONTAGEM DO PROTÓTIPO

Toda a montagem do conversor foi feita embasada nos cálculos apresentados no capítulo 3. Entretanto, alguns ajustes foram necessários devido a falhas observadas apenas após a montagem do protótipo. Estas falhas são descritas a seguir.

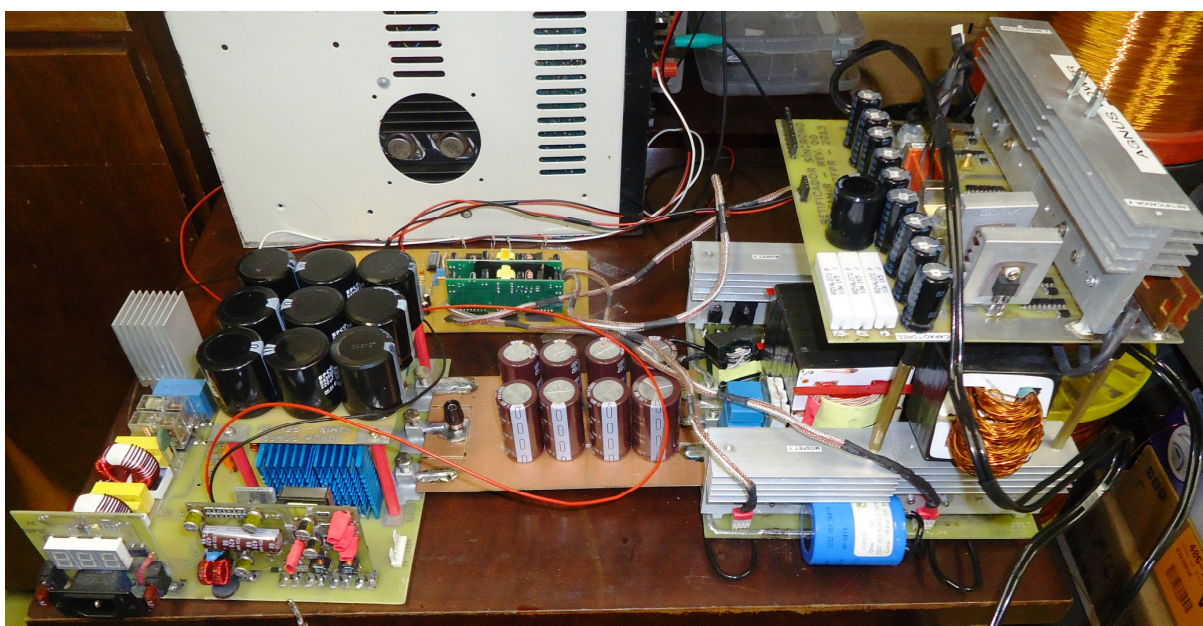
A primeira falha encontrada foi referente ao valor das capacitâncias de C1, C2, C3 e C4, responsáveis pelo tempo morto na comutação das chaves, pois os cálculos indicaram 12 pF, mas na prática o valor utilizado que resolveu o problema foi de 150 pF. Esta falha ocasionou a queima de algumas chaves semicondutoras, pois estas entravam em condução cruzada ocasionando um curto-circuito destrutivo indesejado.

A segunda falha encontrada foi em relação ao nível de tensão de detecção de nível alto da porta inversora, 74HC14. A sua tensão de detecção é tão pequena que

apenas a resistência intrínseca do diodo de descarga do circuito, estava alterando o estado lógico da porta. A solução foi optar pela inversora CMOS HEF40106B.

A terceira falha encontrada no conversor foi no circuito de acionamento das chaves semicondutoras. O *driver* utilizado, circuito baseado em acionamento óptico, estava apresentando variações entre os pulsos recebidos e os enviados. Ou seja, cada circuito de acionamento estava apresentando uma saída diferente da outra, além de apresentar um defasamento significativo. A possível explicação se dá por conta das variações construtivas do semicondutor entre os transistores que formam o circuito de *totem-pole*, pois a placa foi construída simetricamente idêntica e todos os componentes utilizados saíram do mesmo lote. A solução encontrada foi utilizar os *drivers* da empresa NHS.

Efetuada a montagem juntamente com suas alterações, a figura 45 traz a disposição do protótipo para a realização dos testes funcionais.



**Figura 45 – Protótipo do conversor CC-CC montado.
Fonte: Autoria própria.**

5.3 MEDIÇÕES DO CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA E COMUTAÇÃO SUAVE

Todos os testes apresentados neste capítulo foram realizados com o conversor operando em condição de malha fechada, tanto para corrente quanto para tensão.

A figura 46 apresenta as principais formas de onda do braço crítico, em que o conversor opera em comutação suave.

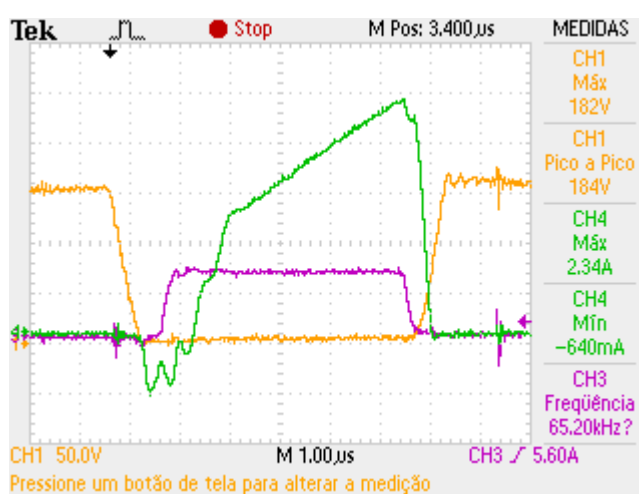


Figura 46 – Comutação do braço crítico.
Fonte: Autorial própria.

A onda em roxo representa o comando aplicado sobre o gatilho e a fonte, a onda em verde a sua corrente e em amarelo a tensão, dreno para fonte. Através desta imagem é possível se notar claramente a comutação ocorrendo sem dissipação de energia, ou seja, ocorrendo suavemente.

A figura 47 apresenta o outro braço complementar, ou seja, o braço não crítico. Nesta é possível se observar que a comutação também é suave, entretanto por uma falha no comando, devido ao *layout* da placa de comando, a chave está sendo posta em condução antes do que deveria e gerando o ruído em alta frequência, observado no fim da forma de onda da corrente (em verde).

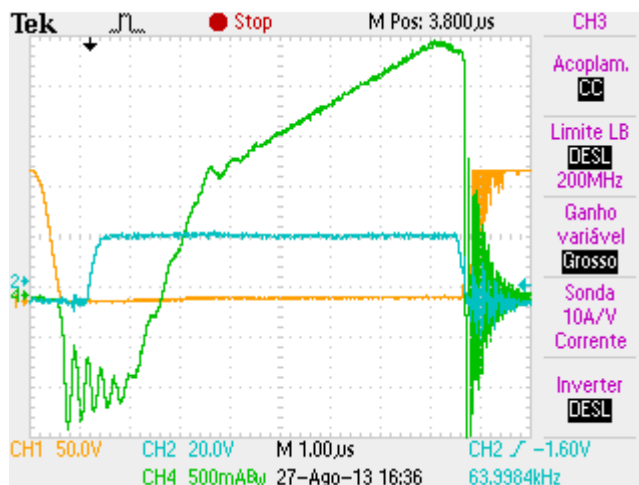


Figura 47 – Comutação do braço não crítico.
Fonte: Autoria própria.

A figura 48 apresenta a tensão e a corrente que circulam pelo transformador. Esta figura apresenta o conversor operando a um quarto da potência nominal. Uma possível explicação para a forma de onda da corrente é que o circuito esteja operando no modo descontínuo.

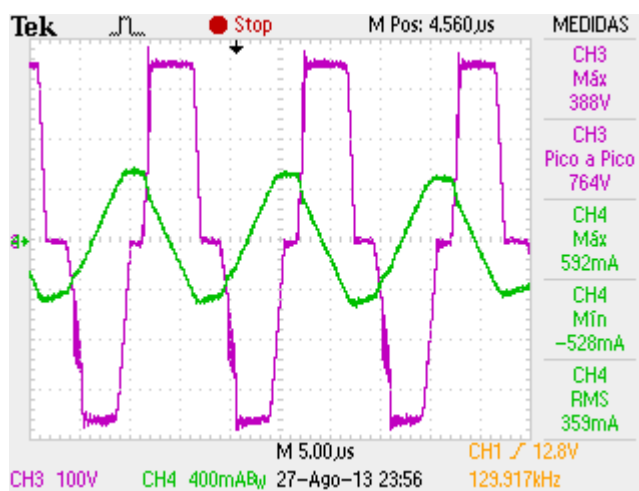
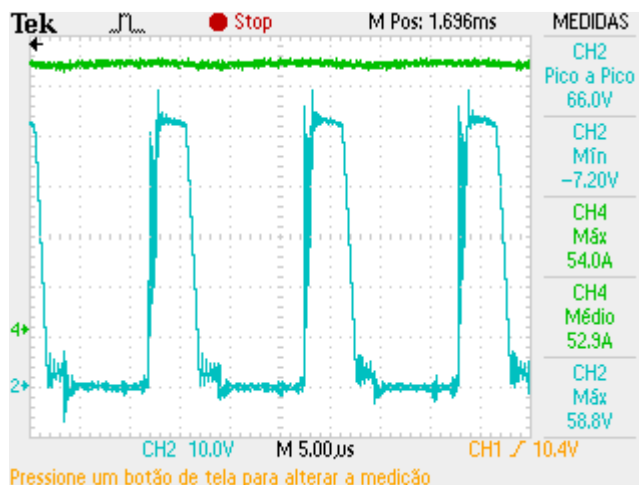


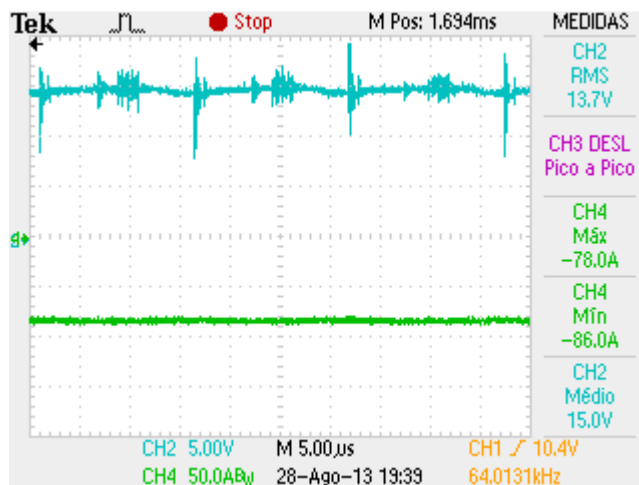
Figura 48 – Comutação do braço não crítico.
Fonte: Autoria própria.

A figura 49 apresenta, em roxo, a forma de onda da tensão sobre os diodos retificadores bem como o seu grampeamento. Junto a esta imagem, através da onda em verde, é possível se notar o nível de corrente que circulava pelo conversor.



**Figura 49 – Tensão sobre o diodo retificador de saída.
Fonte: Autoria própria.**

A figura 50 apresenta o conversor operando próximo a sua potência máxima, nela é possível se ver o nível médio de tensão da saída junto a sua corrente. Neste instante um multímetro estava sendo utilizado para ler a tensão de saída do conversor, onde esta se apresentava fixa em 14,11V.



**Figura 50 – Tensão e corrente de saída conversor.
Fonte: Autoria própria.**

Na intenção de se verificar a eficácia das proteções oriundas das malhas de controle, de corrente e tensão, optou-se em se aplicar um curto circuito na saída do conversor. A figura 51 traz como o conversor se comportou durante o evento.

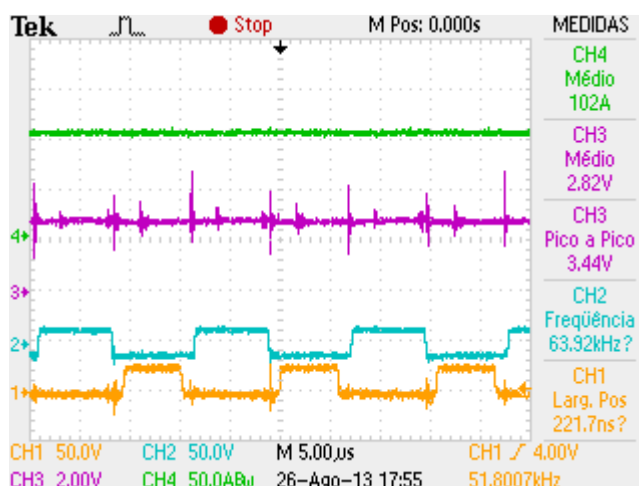


Figura 51 – Atuação da malha de corrente.
Fonte: Autoria própria.

É possível se notar que a malha de corrente atua sobre o conversor de modo que a malha de tensão não seja vista pelo modulador. Uma vez que a prioridade é manter a corrente de saída do conversor constante em 100A, a sua tensão cai significativamente. Esta por sua vez atinge um valor médio de 2,82V quando se tem um valor médio de 102A.

Para finalizar o projeto, é apresentada, na figura 52, a curva de potência obtida para o conversor. Entretanto, por problemas de aspectos construtivos e o tempo oferecido para a elaboração do protótipo, no TCC2, não foi possível que se medisse o rendimento do conversor na condição de potência nominal. Sendo assim, o gráfico ilustrativo apresenta a rendimento máximo de 83% para uma potência de 1,2 kW.

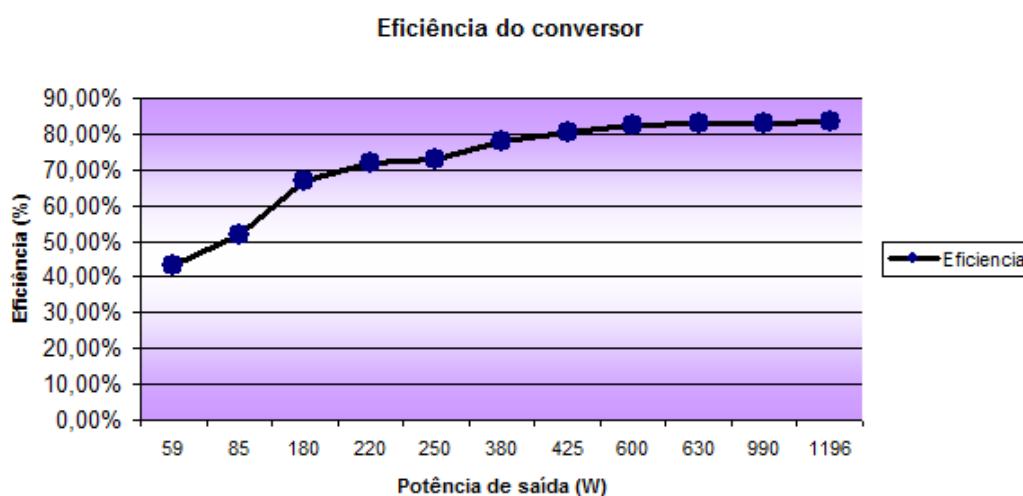


Figura 52 – Rendimento do conversor.
Fonte: Autoria própria.

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e montagem de um protótipo de conversor CC-CC ponte completa e comutação suave com 70 KHz de frequência de comutação e com 1,4 kW de potência para aplicação automotiva. Este conversor tem por função básica o isolamento e a adaptação da tensão de entrada e saída.

Através das simulações, e substituições dos valores dos componentes, apresentadas no capítulo 4, foi possível refinar a escolha dos componentes a serem utilizados. Estas modificações foram de fundamental importância para a escolha dos componentes dos controladores de tensão e corrente.

Com a montagem do protótipo, obteve-se um rendimento próximo ao esperado, ou seja, 83%. Este valor mostrou-se razoável, podendo ser aprimorado com a construção de um novo protótipo onde os capacitores de entrada fiquem mais próximos das chaves semicondutoras e não haja uma distância significativa entre os terminais dos indutores de saída com os diodos retificadores. Também deve ser feita a substituição dos diodos retificadores de saída por diodos com menores quedas de tensão direta. Outra solução já utilizada em muitos conversores estáticos de alto rendimento, sugeridos pela *TEXAS INSTRUMENTS*, é quanto ao uso da retificação síncrona. Nestes casos, *mosfets* com baixas resistências entre dreno e fonte foram utilizados e o rendimento pode atingir valores superiores a 90%.

A verificação prática das desvantagens do dobrador de corrente é o processo manual de construção dos indutores e a necessidade de uma corrente duas vezes maior aplicada ao primário – em relação aos conversores convencionais com tap central e ponte completa. Pois, ao invés de um único indutor de saída, como no caso dos conversores convencionais, esta topologia utiliza dois indutores. Entretanto, a viabilidade de utilizar dois indutores com capacidades amperimétricas menores se mostrou relevante por conta de que além de se utilizar um núcleo menor, para cada indutor, utiliza-se também um menor número de condutores em paralelo. Pois, a corrente que circula pelos indutores do dobrador de corrente é a metade da corrente que circula pelos retificadores convencionais. Além disso, traz o benefício de o secundário do transformador não ter de operar com a grande capacidade de 100 amperes em seu enrolamento secundário, diminuindo assim as perdas por condução.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. Florianópolis: Ed. Da UFSC, 1986. 343p. (Série didática).

BARBI, Ivo. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2007.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. Florianópolis, 1997. Edição do autor.

BLUE ANGEL, “**The Blue Angel focuses on resource efficiency**”. Disponível em <http://www.blauer-engel.de/_downloads/newsletter/BlueAngelNr20E.pdf>. Acesso em 12 de Dezembro de 2012.

ENERGY STAR, “**International Efficiency Marking Protocol for External Power Supplies**”. Disponível em <http://www.energystar.gov/ia/partners/prod_development/revisions/downloads/International_Efficiency_Marking_Protocol.pdf>. Acesso em 12 de Dezembro de 2012.

HELDWEIN, Marcelo Lobo, “**Unidade Retificadora Trifásica de Alta Potência e Alta Desempenho para Aplicações em Centrais de Telecomunicações**”. Florianópolis 1999. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.

NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Introduction to Power Supplies– AN556.2002*. Disponível em: <www.national.com/an/an/an-556.pdf>. Acesso em: 30 de setembro de 2012.

POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/capa.pdf>> Acesso em: 30 de setembro de 2012.

THORNTON ELETRÔNICA LTDA. 2008. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/>>. Acesso em: 30 de setembro de 2012.

ANEXOS

LISTA DE MATERIAIS

CIRCUITO DE POTÊNCIA	
REFERÊNCIA	VALOR
CC1	3.3uF
CC2	3.3uF
CC3	3.3uF
CG1	120uF
Cout1	1500uF@50V
Cout2	1500uF@50V
Cout3	1500uF@50V
Cout4	1500uF@50V
Cout5	1500uF@50V
Cout6	1500uF@50V
Cout7	1500uF@50V
Cout8	1500uF@50V
Cout9	1500uF@50V
Cout10	1500uF@50V
CP1	22nF
CP2	22nF
CP3	22nF
CP4	22nF
DG1	STTH5L06FP
DG2	STTH5L06FP
DO1.1	STPS61H100CW
DO1.2	STPS61H100CW
DO2.1	STPS61H100CW
DO2.2	STPS61H100CW
DP1	BYT30P-400
DP2	BYT30P-400
DP3	BYT30P-400
DP4	BYT30P-400
HS1	HEATSINK
HS2	HEATSINK
HS3	HEATSINK
HS4	HEATSINK
HS5	HEATSINK
HS6	HEATSINK
LO1	40uH
LO2	40uH
Lr1	12uH
P1	CONN_4
P2	CONN_4
P3	CONN_4
P4	CONN_4

P5	CUR_SENSE
P6	INPUT CON.
P7	OUTPUT_CONNECTOR
P8	VOLT_SENSE
R1.1	10k
R1.2	10k
R1.3	10k
R2.1	10k
R2.2	10k
R2.3	10k
R3.1	10k
R3.2	10k
R3.3	10k
R4.1	10k
R4.2	10k
R4.3	10k
RCC1	270R
RCC2	270R
RCC3	270R
RG1	1,5k
RG2	1,5k
RG3	1,5k
RSH1	200A @ 75mV
S1.1	IXFX 55N50
S1.2	IXFX 55N50
S1.3	IXFX 55N50
S2.1	IXFX 55N50
S2.2	IXFX 55N50
S2.3	IXFX 55N50
S3.1	IXFX 55N50
S3.2	IXFX 55N50
S3.3	IXFX 55N50
S4.1	IXFX 55N50
S4.2	IXFX 55N50
S4.3	IXFX 55N50
TRAFO_2	2kW/70KHZ

CIRCUITO DE ACIONAMENTO DOS MOSFET'S (DRIVER)	
REFERÊNCIA	VALORES
C1	150pF
C2	150pF
C3	150pF
C12	100uF
C13	100nF
C14	100nF
C15	100uF
C16	100uF
C17	100nF

C4	150pF
D3	LED
D4	LED
D5	LED
D6	1N4148
D7	1N4148
D8	1N4148
D9	1N4148
K1	CONN_3
P1	CONN_8
P2	CONN_2
P3	CONN_2
P4	CONN_4
P5	CONN_4
P6	CONN_4
P7	CONN_4
Q1	BC846
Q2	BC856
Q3	BC846
Q4	BC856
Q5	BC846
Q6	BC856
Q7	BC846
Q8	BC856
Q10	BCP56
Q11	BCP56
Q12	BCP56
Q13	BCP56
Q14	BCP56
Q15	BCP56
Q16	BCP56
Q17	BCP53
Q18	BCP56
Q19	BCP53
Q20	BCP56
Q21	BCP53
Q22	BCP56
Q23	BCP53
Q24	BCP56
Q25	BCP53
Q26	BCP56
Q27	BCP53
Q28	BCP56
Q29	BCP56
Q30	BCP56
Q31	BCP56
Q32	BCP56
Q33	BCP56

Q34	BCP56
Q35	BCP53
Q36	BCP56
Q37	BCP53
Q38	BCP56
Q39	BCP53
Q40	BCP56
Q41	BCP53
Q42	BCP56
Q43	BCP53
Q44	BCP56
Q45	BCP53
R12	330
R13	330
R14	330
R15	330
R19	1k
R20	560
R21	1k
R22	39k
R23	39k
R24	39k
R25	39k
R30	150R
R31	150R
R32	150R
R33	150R
R34	150R
R35	150R
R36	1k5
R37	1k5
R38	1k5
R39	1k5
R40	1k5
R41	1k5
R42	3k3
R43	3k3
R44	3k3
R45	3k3
R46	3k3
R47	3k3
R48	150R
R49	150R
R50	150R
R51	150R
R52	150R
R53	150R
R54	1k5

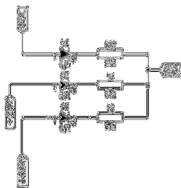
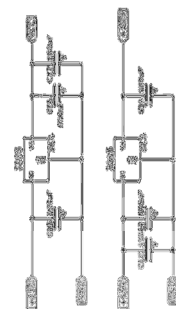
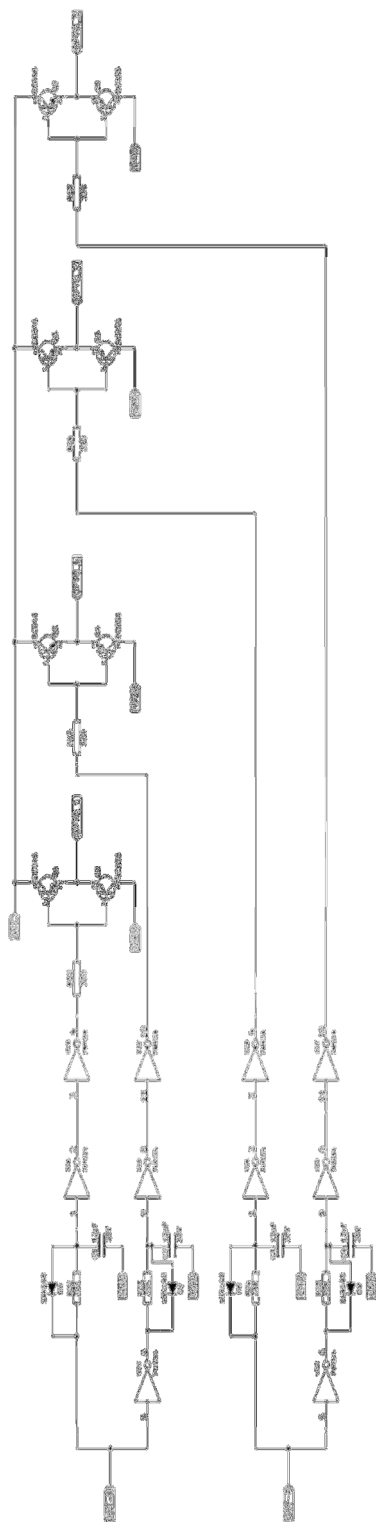
R55	1k5
R56	1k5
R57	1k5
R58	1k5
R59	1k5
R60	3k3
R61	3k3
R62	3k3
R63	3k3
R64	3k3
R65	3k3
U1	74HC14 (HEF40106B)
U2	74HC14 (HEF40106B)
U3	617B
U4	617B
U5	617B
U6	617B
U13	617B
U14	7805
U15	7815
U16	617B
U17	617B
U18	617B
U19	617B
U20	617B
U21	617B
U22	617B

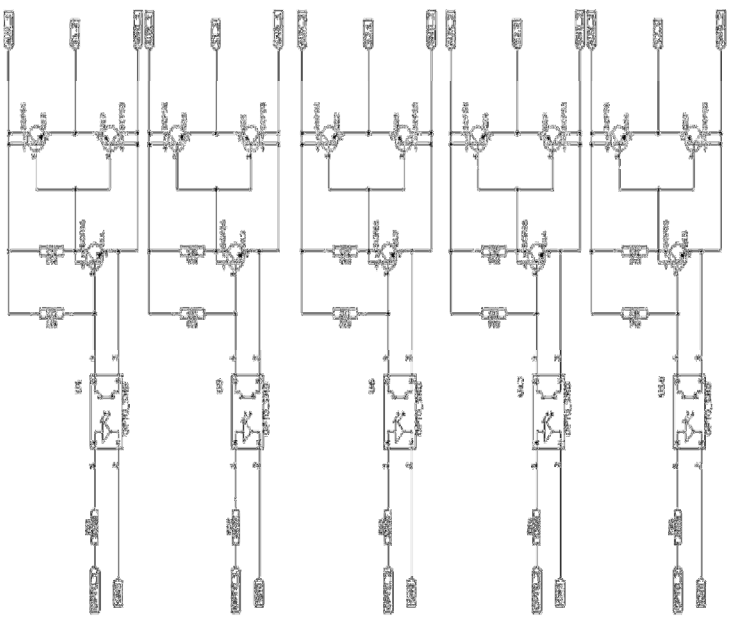
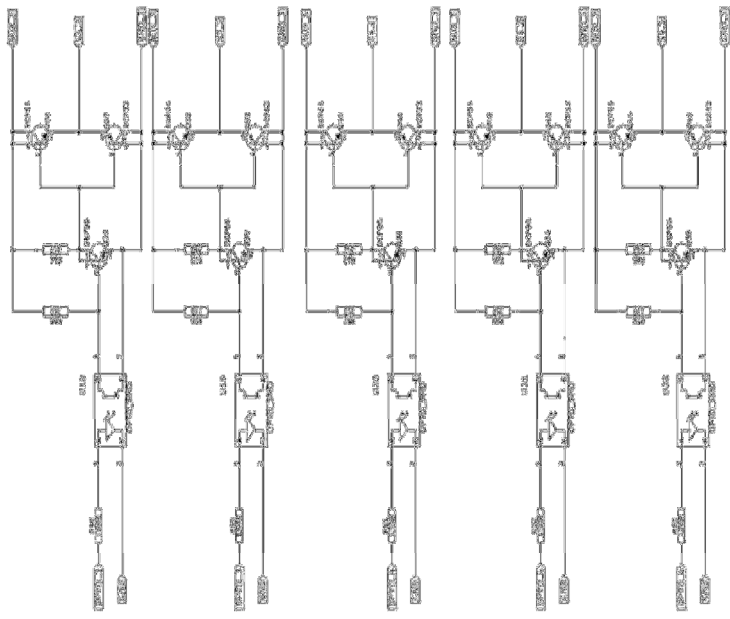
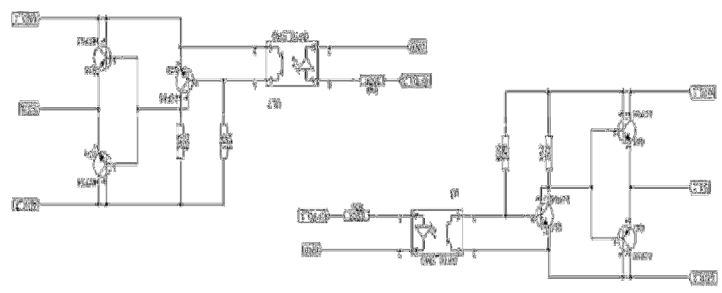
CIRCUITO DE CONTROLE

REF	VALOR
C101	47nF
C102	10nF
C103	1nF
C104	1nF
C105	100nF
C106	1nF
C108	100pF
C109	1nF
C110	100uF
C111	4,7uF
C112	100pF
C113	100uF
CF1	470pF
CF2	470pF
CSS1	220nF
CT1	1,5nF
D1	1N4148
P1	CUR_SENSE

R101	56R
R102	4,7k
R103	33k
R104	100k
R105	10k
R106	10k
R107	4,7k
R108	10k
R109	1,2k
R110	100k
R111	2,7k
R112	27k
R113	100k
R114	10k
R115	10k
R116	100k
R117	10R
R118	10k
R119	10R
R120	10k
R121	10k
R122	1k
R123	1k
Rdisch.1	22R
RT1	10k
SW1	SHUT.DW_SW
U1	LM358
U2	SG3525
U3	LM358

ESQUEMÁTICOS





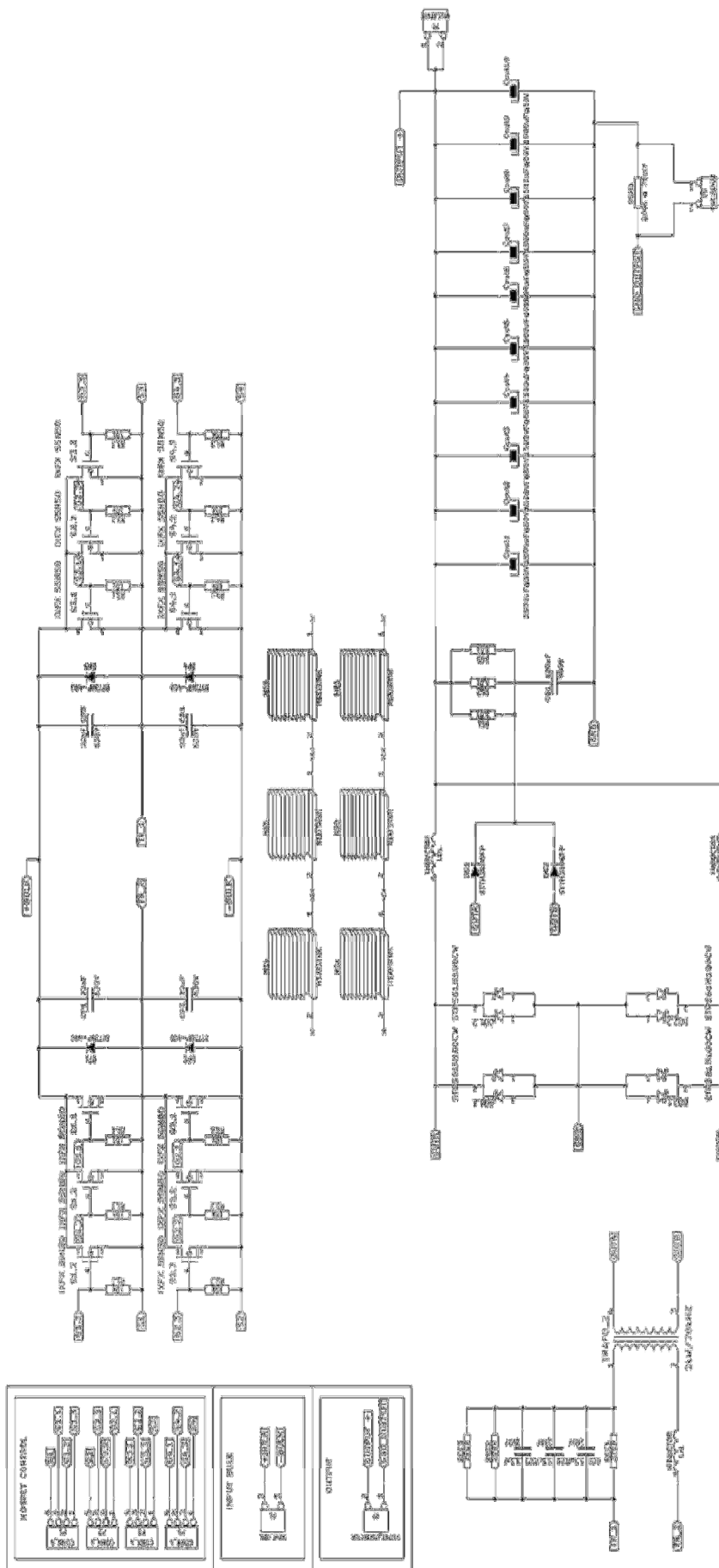


DIAGRAMA EM BLOCOS DO DRIVER UTILIZADO

