

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CURITIBA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**GUILHERME MATHEUS TODYS
LUCAS DE SOUZA DUTRA**

PROPOSTA DE UM CONVERSOR CA-CA ELEVADOR PWM

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2019**

**GUILHERME MATHEUS TODYS
LUCAS DE SOUZA DUTRA**

PROPOSTA DE UM CONVERSOR CA-CA ELEVADOR PWM

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

Orientador: Prof. Daniel Flores Cortez, Dr. Eng.

**CURITIBA
2019**

Guilherme Matheus Todys
Lucas de Souza Dutra

Proposta de um conversor CA-CA elevador PWM

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, 28 de junho de 2019.

Prof. Antonio Carlos Pinho, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarle Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Prof. Daniel Flores Cortez, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Prof. Daniel Flores Cortez, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

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

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

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

AGRADECIMENTOS

Agradecemos a Deus, por nossas vidas, por ter nos concedido saúde, sabedoria e a força necessária para acreditar e realizar nossos sonhos.

Aos familiares, por todo amor, carinho, conselhos, fundamental suporte e paciência demonstrados durante todo o período de graduação. Sem vocês nada disso seria possível.

Agradecemos ao nosso professor orientador, Daniel Flores Cortez, por acreditar em nosso potencial, e pela dedicação e paciência demonstradas durante a orientação deste trabalho.

Aos professores que, de alguma forma, contribuíram com nossa formação acadêmica, pelo conhecimento e experiências compartilhadas. Em especial, agradecemos ao professor Walter Denis Cruz Sanchez pelo suporte e sugestões fornecidas durante o desenvolvimento do protótipo utilizado neste trabalho.

Aos amigos que dividiram esse período conosco, pelos momentos de descontração e a ajuda fornecida em diversas situações, responsáveis por tornar ainda mais marcante a jornada.

Agradecemos a Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), pela oportunidade de estudar em uma grande instituição, e por disponibilizar os laboratórios e equipamentos necessários para o desenvolvimento deste projeto.

RESUMO

TODYS, Guilherme M.; DUTRA, Lucas S. PROPOSTA DE CONVERSOR CA-CA ELEVADOR PWM. 2019. 72 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

O presente trabalho possui uma abordagem de estudo, projeto e implementação de na aplicação de um conversor CA-CA em alta frequência de comutação. Um panorama dos tipos de conversores é apresentado, assim como, tecnologias utilizadas. Nesse cenário, o conversor Boost é especificado, visto que é o tema principal de estudo. A solução será desenvolvida com os conceitos de conversores Boost, com o controle executado por um sinal PWM. Desse modo, o foco deste projeto será a análise matemática do funcionamento da estrutura, simulação em ambiente computacional e o desenvolvimento de um protótipo para a constatação prática.

Palavras-chave: Conversor CA-CA, alta frequência, conversor Boost, PWM.

ABSTRACT

TODYS, Guilherme M.; DUTRA, Lucas S. PROPOSAL OF A PWM AC-AC BOOST CONVERTER. 2019. 72 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

The present work has a study, design and implementation approach in the application of the high-frequency switching AC-AC converter. An overview of the types of converters is shown, as well as technologies used. In this scenario, the Boost converter is specified, since it is the main topic of the study. The solution will be developed with the concepts of Boost converters, with the control executed by a PWM signal. Therefore, the focus of this project will be the mathematical analysis of the operation of the structure, simulation in computation environment and the development of a prototype for a practical verification.

Keywords: AC-AC converter, high frequency, Boost converter, PWM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Modelo de <i>variac</i> 1 (1,5 kVA).....	17
Figura 2 - Modelo de <i>variac</i> 2 (1,5 kVA).....	18
Figura 3 - Conversor Gradador monofásico.....	19
Figura 4 - Conversor Buck-Boost sem filtro.....	20
Figura 5 - Conversor CA-CA em meia ponte.....	20
Figura 6 - Conversor Boost.....	18
Figura 7 - Circuito do conversor CA-CA proposto.....	22
Figura 8 - Semiciclo positivo, primeira etapa de operação.....	24
Figura 9 - Semiciclo positivo, segunda etapa de operação.....	25
Figura 10 - Tensão e corrente do indutor para o semiciclo positivo de operação.	26
Figura 11 - Tensão e corrente do capacitor C_1 para o semiciclo positivo de operação.	26
Figura 12 - Semiciclo negativo, primeira etapa de operação.....	27
Figura 13 - Semiciclo negativo, segunda etapa de operação.....	28
Figura 14 - Tensão e corrente no indutor para o semiciclo negativo de operação....	29
Figura 15 - Tensão e corrente no capacitor C_2 para o semiciclo negativo de operação.....	29
Figura 16 - Variação do valor de $\Delta I_{L_{normalizada}}$ em função de M	32
Figura 17 - Forma de onda da corrente no indutor quando $L = L_C$, considerando o semiciclo positivo de operação.....	33
Figura 18 - Variação do valor de $L_{C_{normalizada}}$ em função do valor de M	34
Figura 19 - Corrente no interruptor S_1 (I_{S_1}) considerando $\Delta I_L \neq 0$	36
Figura 20 - Corrente no interruptor S_1 (I_{S_1}) considerando $\Delta I_L \rightarrow 0$	37
Figura 21 - Corrente que flui através do interruptor S_3	38
Figura 22 - Corrente que flui através do interruptor S_4	39
Figura 23 - Corrente que flui através do diodo D_1	40
Figura 24 - Corrente que flui através do diodo D_2	40
Figura 25 - Corrente no diodo D_3 (I_{D_3}) considerando $\Delta I_L \neq 0$	41

Figura 26 - Corrente no diodo D_3 (I_{D_3}) considerando $\Delta I_L \rightarrow 0$	41
Figura 27 - Topologia do conversor implementada no <i>software</i> PSIM.....	44
Figura 28 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_g e V_o	44
Figura 29 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_o e I_o	45
Figura 30 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_g e I_g	45
Figura 31 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_o , V_{C_1} e V_{C_2}	46
Figura 32 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_{S_1} e V_{S_2}	46
Figura 33 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: Modo de condução crítica.	47
Figura 34 - Placa protótipo.	49
Figura 35 - Modelo do diodo utilizado.	50
Figura 36 - Modelo do MOSFET utilizado.	51
Figura 37 - Placa do microcontrolador TIVA.....	52
Figura 38 - Driver de acionamento dos MOSFET's.....	53
Figura 39 - Circuito de detecção de zero da rede elétrica.....	54
Figura 40 - Layout utilizado para execução dos testes.	55
Figura 41 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_g (CH1) e V_o (CH2) para $D = 0,2$	56
Figura 42 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_g (CH1) e V_o (CH2) para $D = 0,4$	57
Figura 43 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_g (CH1) e V_o (CH2) para $D = 0,6$	57
Figura 44 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_g (CH1) e I_g (CH2).	58
Figura 45 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_{C_1} (CH1) e V_{C_2} (CH2).	59
Figura 46 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_{S_1} (CH1) e V_{S_2} (CH2).	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações do protótipo do conversor BOOST CA-CA.	43
Tabela 2 - Parâmetros dimensionados para o protótipo do conversor BOOST CA-CA.	43
Tabela 3 - Valores calculados e simulados dos esforços de corrente nos semicondutores.	48

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

Siglas	Descrição
<i>CC</i>	Corrente contínua
<i>CA</i>	Corrente alternada
<i>CC-CC</i>	Corrente contínua – Corrente contínua
<i>CA-CA</i>	Corrente alternada – Corrente alternada
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor
V_g	Tensão de entrada (CA)
V_o	Tensão de saída (CA)
V_d	Tensão nos drivers (CC)
f_s	Frequência de comutação
P_o	Potência de saída
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
Δv_C	Ondulação de tensão no capacitor
<i>D</i>	Razão cíclica
T_s	Período de comutação
I_i	Corrente de entrada
R_L	Carga resistiva
<i>L</i>	Indutor
<i>C</i>	Capacitor
B_{max}	Campo magnético
J_{max}	Densidade de corrente
<i>kw</i>	Fator de ocupação do cobre

Sumário

1. INTRODUÇÃO.....	13
1.1 TEMA	13
1.1.1 Delimitação do Tema	13
1.2 PROBLEMA E PREMISSAS	14
1.3 OBJETIVOS	14
1.3.1 Objetivo Geral.....	14
1.3.2 Objetivos Específicos	14
1.4 JUSTIFICATIVA	15
1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	15
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	16
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1 AUTOTRANSFORMADORES VARIÁVEIS (VARIACS)	17
2.2 CONVERSORES BOOST	18
2.3 CONVERSORES CA-CA	19
3 CONVERSOR BOOST CA-CA PROPOSTO.....	22
3.1 ESTUDO DO CONVERSOR PROPOSTO – ETAPAS DE OPERAÇÃO	23
3.2 SEMICICLO POSITIVO – 1º ETAPA DE OPERAÇÃO	23
3.3 SEMICICLO POSITIVO – 2º ETAPA DE OPERAÇÃO	24
3.4 SEMICICLO NEGATIVO – 1º ETAPA DE OPERAÇÃO	27
3.5 SEMICICLO NEGATIVO – 2º ETAPA DE OPERAÇÃO	27
4 ANÁLISE ESTÁTICA	30
4.1 RAZÃO CÍCLICA (D).....	30
4.2 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR (ΔI_L):.....	31
4.3 INDUTÂNCIA CRÍTICA (L_C).....	32
4.4 VARIAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR (ΔV_C).....	35

4.5	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES S_1 E S_2	36
4.6	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES S_3 E S_4	38
4.7	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS D_1 E D_2	39
4.8	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS D_3 E D_4	41
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST CA-CA	43
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	43
6	DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST CA-CA	49
6.1	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	49
6.1.1	Dimensionamento do indutor	50
6.1.2	Escolha dos Diodos	50
6.1.3	Escolha dos MOSFET's	51
6.2	CIRCUITO DE COMANDO	51
6.2.1	Microcontrolador	51
6.2.2	Driver de acionamento dos MOSFET's	52
6.2.3	Circuito de detecção de zero da rede elétrica	53
6.3	TESTES DO PROTÓTIPO	54
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	56
7	CONCLUSÕES GERAIS	60
7.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	62
7.1.1	Estudos baseados em um protótipo com trilhas dedicadas para o circuito de comando e o circuito de potência	62
7.1.2	Utilização de outra topologia para o circuito de detecção de zero da rede elétrica	62
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63
	APÊNDICE A – LÓGICA COMPUTACIONAL UTILIZADA PARA OPERAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO	65
	APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR	68

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DA PLACA PROTÓTIPO.....	71
APÊNDICE D – LAYOUT DA PLACA PROTÓTIPO	72

1. INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Proposta de um conversor CA-CA PWM.

1.1.1 Delimitação do Tema

O controle da tensão de alimentação de sistemas é de fundamental importância para várias aplicações industriais, assim como para o desenvolvimento de atividades em laboratório e pesquisas. Os autotransformadores são equipamentos comumente utilizados para tal tarefa, já que possuem estruturas robustas em termos elétricos, apresentando um alto rendimento (KOSOW, 1982). Contudo, é válido ressaltar que seus aspectos construtivos lhes conferem um peso elevado, dificultando o seu manuseio em laboratórios e ambientes de teste.

Desde o advento dos semicondutores, a Eletrônica de Potência passou a ter como um de seus focos de estudos a conversão de energia elétrica, e desenvolveu uma das estruturas mais utilizadas no meio industrial: Os Conversores Estáticos de Energia (FRIEDEMANN, 2007). Tais conversores possuem uma divisão usualmente aceita para sua classificação, levando em consideração o tipo de conversão realizada, dividindo-os então em quatro grupos: CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA (BARBI, 2002).

Tendo como foco a alimentação, e controle da tensão de alimentação, de sistemas/circuitos em laboratório ou ambientes de teste, possíveis soluções para esse problema podem ser desenvolvidas com base em conversores CA-CA. Esse tipo de conversor possui várias estruturas já utilizadas, como o gradador, o abaixador CA (*chopper* CA), Buck, Conversor CA-CA em ponte completa, etc. (FRIEDEMANN, 2007). Cada uma dessas diferentes topologias possui suas vantagens e desvantagens, lhes conferindo diferentes características para se adequarem as mais variadas formas de aplicação. As possibilidades de aplicações desses conversores são vastas, visto que tudo depende da combinação entre a topologia adotada para o conversor, e a estrutura em que ele será aplicado. Logo, adequar a topologia de uma estrutura baseada em conversores CA-CA pode trazer uma solução mais prática, e interessante, para o controle da tensão de alimentação de circuitos em laboratórios e ambientes experimentais.

1.2 PROBLEMA E PREMISSAS

A utilização de autotransformadores variáveis (*variacs*) é bastante comum em laboratórios. Visto que esses ambientes demandam uma larga faixa de ajuste de tensão somada a uma pequena perda de potência, características entregues pelos autotransformadores (KOSOW, 1982). Porém, é também conhecido que o peso e as dimensões desse equipamento tornam o seu manuseio em laboratório um tanto trabalhoso, apesar de não inviabilizar o seu uso. Outra característica do autotransformador é que sua tensão de saída não é autorregulada.

Visando sanar essas deficiências construtivas intrínsecas dos autotransformadores, este trabalho propõe comprovar que os conversores CA-CA conseguem substituí-los em suas aplicações em laboratórios e situações experimentais. Para tal, espera-se obter o mesmo rendimento dos autotransformadores associado a um circuito eletrônico de peso consideravelmente menor, de fácil manuseio e acomodação.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Desenvolver um conversor CA-CA PWM para aplicação no controle de tensão de alimentação em laboratórios e ambientes experimentais.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Desenvolver uma nova topologia de conversão CA-CA;
- Realizar a análise matemática da estrutura;
- Estabelecer técnicas de controle para operação do conversor;
- Executar simulações e testes experimentais;
- Obter resultados de simulações e experimentais para comprovar o funcionamento da topologia proposta;

1.4 JUSTIFICATIVA

A motivação para elaboração deste trabalho vem da experiência prática em laboratórios, onde fez-se o uso de autotransformadores. Em tais situações, foram constatadas as vantagens, e também desvantagens, da utilização desses equipamentos. Chegando à conclusão que, apesar de ser um equipamento robusto, de fato, seus aspectos físicos dificultavam o desenvolvimento das atividades pretendidas, em termos de espaço para acomodação do equipamento, e também de peso, principalmente quando era necessário movê-lo de um local para outro.

Visto que, comodidade e praticidade associadas a conversão de energia elétrica eram os critérios que inspiravam melhorias, recorreu-se a eletrônica de potência. A eletrônica de potência agregou ao seu escopo de estudo a conversão de energia elétrica desde o advento dos semicondutores, tendo como resultado o surgimento dos conversores estáticos de energia, amplamente utilizados no meio industrial (FRIEDEMANN, 2007).

Logo, o intuito deste trabalho será avaliar a possibilidade de substituir os autotransformadores por conversores CA-CA, para realização da tarefa de alimentação, e controle da tensão de alimentação, de sistemas experimentais em laboratórios. Uma vez que, tais conversores tem o potencial de serem mais práticos para utilização em laboratórios e ambientes de teste.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O trabalho inicia-se com a busca por informações bibliográficas sobre os conceitos, dados históricos e de funcionamento dos conversores CA-CA, e também sobre autotransformadores. Dessa forma, será possível identificar as análises a serem feitas, testadas e comprovadas, para lograr êxito no desenvolvimento deste trabalho.

Considerando esses pressupostos iniciais, foi definida a base de pesquisa, com conceitos bem estruturados, para compreensão do problema proposto. Assim, é dada continuidade ao trabalho, sendo realizada a análise matemática e testes em ambiente de simulação, com o objetivo de verificar as teorias inicialmente consideradas e, quando for o caso, fazer as adequações necessárias.

A próxima etapa prevista é o dimensionamento e teste de um protótipo, construído com a finalidade de comprovar os resultados dos estudos teóricos e

práticos, acerca do comportamento do circuito proposto. Os testes necessários serão realizados em ambiente laboratorial, seguindo os procedimentos de segurança adequados.

Por fim, sendo obtidos os resultados referentes aos testes realizados, será feita uma análise dos mesmos, para averiguar se a solução proposta obteve êxito ou não, e também será efetuado o registro dos principais pontos de aprendizado.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho é dividido em sete capítulos: O primeiro capítulo é composto pela introdução, objetivos, justificativa e descrição dos procedimentos metodológicos adotados. No segundo capítulo, é apresentada a revisão bibliográfica. O capítulo três, contém a análise da topologia proposta. O capítulo quatro apresenta a análise estática, com o cálculo dos esforços de corrente e ganho estático. O quinto capítulo apresenta os resultados de simulação via *software* do conversor CA-CA. No capítulo seis são apresentadas as etapas para o desenvolvimento do protótipo do conversor, assim como os resultados experimentais obtidos. Por fim, o capítulo sete apresenta as conclusões gerais com as considerações finais.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 AUTOTRANFORMADORES VARIÁVEIS (VARIACS)

Os autotransformadores variáveis, também chamados de “*variacs*”, são compostos por um enrolamento único simples, acoplado a um núcleo de ferro toroidal. Esses equipamentos possuem uma escova de carvão, conectada a um eixo rotativo, responsável por estabelecer conexões com as espiras expostas do enrolamento do transformador (KOSOW, 1982). Tal equipamento pode operar tanto como elevador, quanto abaixador de tensão.

Variacs são extremamente úteis para utilização em laboratórios e ambientes de teste, visto que, nessas situações, é necessário dispor de uma larga faixa de ajuste de tensão, associada a uma baixa perda de potência. Por se tratar de um autotransformador, essas máquinas possuem um rendimento muito elevado, chegando a valores em torno de 98% (KOSOW, 1982).

Entretanto, seus aspectos construtivos fazem com que suas dimensões e, principalmente, o seu peso, sejam consideravelmente elevados. Tal fato torna difícil o seu manuseio em laboratórios, por exemplo. Sendo assim, é necessário alocar um espaço considerável para sua acomodação, e caso algum indivíduo tenha que transportar o equipamento de um local para outro, especialmente se não forem fornecidos os meios adequados para o transporte, acidentes podem ocorrer devido à queda do equipamento.

Na Figura 1 e na Figura 2 são apresentados modelos de variacs normalmente utilizados nos experimentos realizados pelos alunos da universidade:

Figura 1 – Modelo de *variac* 1 (1,5 kVA).



Fonte: Autoria própria.

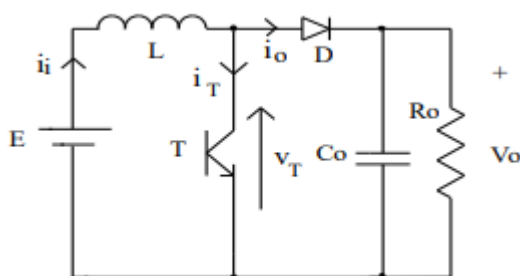
Figura 2 - Modelo de *variac* 2 (1,5 kVA).

Fonte: Autoria própria.

2.2 CONVERSORES BOOST

O conversor elevador de tensão, Boost, tem como padrão uma tensão média na saída maior do que na entrada do circuito, sendo que a tensão mínima na carga deve ser igual ao valor de tensão da fonte de entrada (Barbi, 2000). A Figura 3 mostra a estrutura desse circuito, com fonte de entrada E , indutor L , interruptor T , diodo D , capacitor C_o e resistor R_o .

Figura 3 - Conversor Boost.



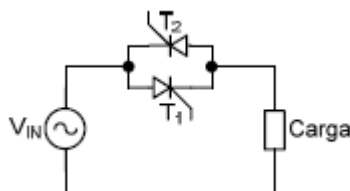
Fonte: Pomilio (2010).

Considerando o interruptor T em condução, a tensão da fonte de entrada E é direcionado ao indutor. Assim o diodo não é polarizado e a energia é acumulada no indutor L . Quando o interruptor T é bloqueado, o diodo entra em condução e a energia do indutor é descarregada através do capacitor e do resistor juntamente com a fonte de entrada. Pelo modo de condução do diodo, em condução e bloqueado, a corrente de saída i_o é descontínua, enquanto a corrente de entrada i_i pode operar de forma contínua ou descontínua (Pomilio, 2010).

2.3 CONVERSORES CA-CA

Os conversores CA-CA podem ser utilizados em diversas aplicações, sendo possível destacar estruturas com isolamento, que garantem um maior nível de segurança de operação, e também em circuitos abaixadores e elevadores de tensão e suas formas de operação. Entre os modos de circuitos utilizados em conversores CA-CA, destaca-se o gradador de tensão que serve para a variação da tensão eficaz CA, Figura 4. Este arranjo possui poucos componentes em uma estrutura compacta. Porém, verifica-se um grande conteúdo harmônico nessa estrutura, assim como um fator de potência baixo dependendo do ângulo de disparo dos tiristores (Friedemann 2007).

Figura 4 - Conversor Gradador monofásico.

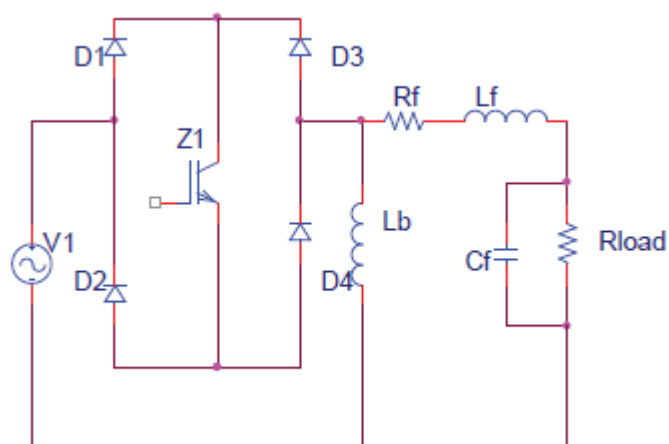


Fonte: Friedemann (2007).

Os conversores “*choppers CA*” são utilizados para minimizar os efeitos da taxa harmônica, este circuito é utilizado em altas frequências de comutação, permitindo a distribuição dos harmônicos em torno da frequência de comutação e a consequente redução da utilização de filtros atenuadores (Friedemann 2007). Os conversores CA-CA, assim como analisados nas estruturas em corrente contínua, podem funcionar em diversas formas de operação dependendo da necessidade e do modo de construção.

Entre outras estruturas estudadas para a redução da taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion, THD*), destacam-se os estudos de Abedin, Kabir, Ahmad, Rahman e Choudhury, que desenvolveram um sistema de conversão CA-CA monofásica, utilizando-se comutador bidirecional com um e dois indutores de reforço. Esses circuitos operam de modo Buck-Boost, com o ciclo positivo e negativo de condução bem definidos. Assim, a corrente de entrada permanece praticamente em fase com a tensão, facilitando o circuito a obter um alto fator de potência e uma taxa de distorção harmônica baixa (Abedin, Kabir, Ahmad, Rahman, Choudhury, 2011). Esta proposta de conversor é mostrada na Figura 5, sem filtro de entrada.

Figura 5 - Conversor Buck-Boost sem filtro.

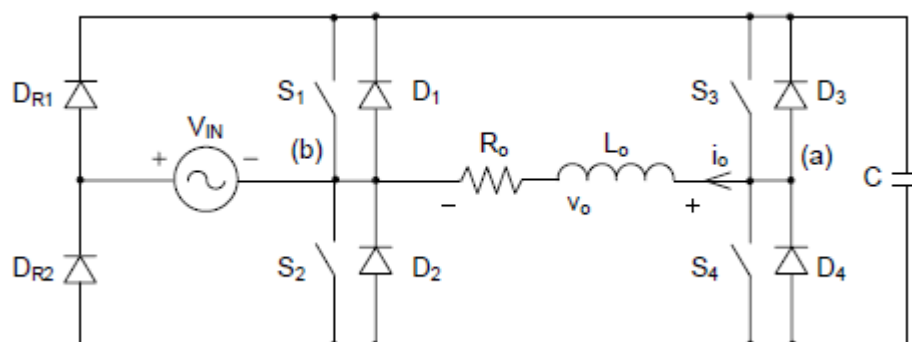


Fonte: Abedin, Kabir, Ahmad, Rahman, Choudhury (2011).

Considerando o ciclo positivo de operação e o interruptor Z1 em condução, o indutor L_b é carregado e corrente flui através dos diodos D1 e D4. Quando o interruptor é bloqueado, o indutor L_b descarrega pelo segundo indutor L_f , gerando tensão na carga. Durante o ciclo negativo de operação o mesmo raciocínio é válido, sendo que nesse caso, quando o interruptor Z1 está em condução, a corrente irá fluir pelos diodos D2 e D3. Nessa proposta de utilizar somente uma chave bidirecional foi possível reduzir consideravelmente problemas relacionados aos harmônicos presentes no circuito, assim como, manter um fator de potência em um nível elevado.

A seguinte topologia apresenta por Friedemann, Figura 6, pode ser exemplificada para o devido conhecimento em conversores CA-CA (Friedemann, 2007). O circuito trata-se de conversor em meia ponte em que os interruptores S_3 e S_4 são utilizados em alta frequência, enquanto os S_1 e S_2 tem a operação na frequência da rede. A carga é representada por um resistor em série com um indutor.

Figura 6 - Conversor CA-CA em meia ponte.



Fonte: Friedemann (2007).

Para o funcionamento dessa estrutura, considera-se a primeira operação durante o semiciclo positivo com a transferência de energia para a carga, que consiste na inicialização do circuito com os interruptores S_2 e S_3 em condução, assim, a tensão de entrada se iguala a tensão de saída. Com o bloqueio de S_3 e consequente condução de S_2 e S_4 a tensão de saída V_o , passa a ser nula, deixando a circulação de corrente i_o em roda livre.

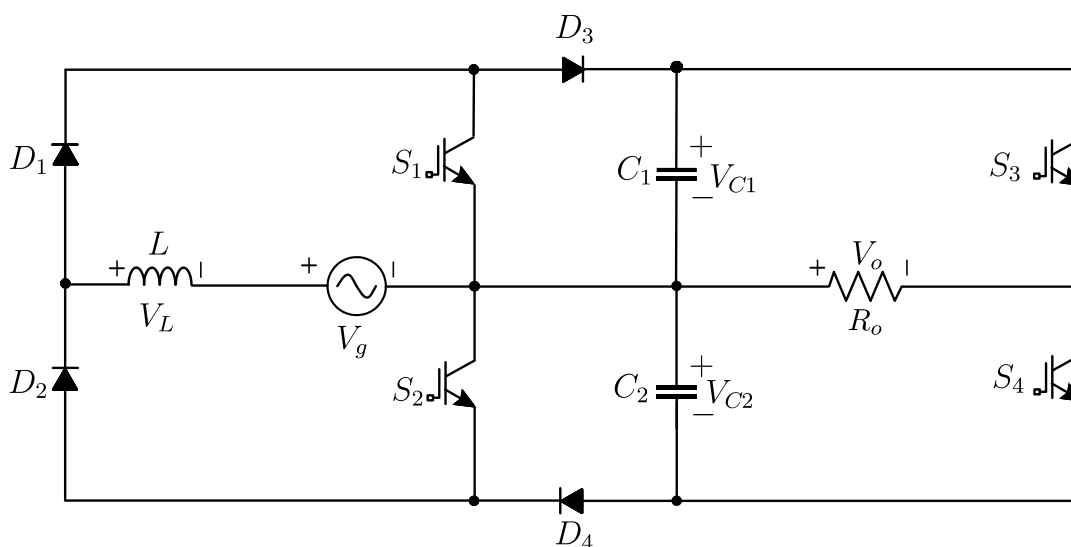
Em uma nova etapa de operação, ocorre a regeneração de energia da carga para o barramento CC. Basicamente considera-se o retificador de entrada bloqueado, e a corrente circula através do capacitor C e da carga. Desse modo, a tensão do barramento CC pode atingir um valor superior à de entrada de energia, assim controlando a regeneração de energia. Com a condução do interruptor S_4 , novamente, o circuito pode operar com a corrente em roda livre por D_2 e S_4 , ainda com a ponte retificadora bloqueada, que somente tem a sua atividade retornada, quando a tensão do barramento CC se iguala a tensão de entrada.

Com a análise dessa topologia apresentada é possível compreender a sua funcionalidade, em meia ponte assim como tomar como base as suas especificações e características para o projeto proposto que será apresentado no próximo capítulo.

3 CONVERSOR BOOST CA-CA PROPOSTO

Neste capítulo, será apresentada uma nova topologia de conversor BOOST CA-CA que tem por objetivo operar com alto fator de potência de entrada e com perdas reduzidas. Na Figura 7 é possível observar o diagrama do circuito do conversor proposto.

Figura 7 - Circuito do conversor CA-CA proposto.



Fonte: Autoria própria.

O circuito apresentado na Figura 7 é composto por quatro interruptores (S_1 , S_2 , S_3 e S_4), quatro diodos (D_1 , D_2 , D_3 e D_4), um indutor (L) e capacitores de filtro (C_1 e C_2). A fonte de tensão de entrada (V_g) está em série com o indutor, e a saída do conversor é representada por uma carga resistiva (R_o), onde está a tensão de saída (V_o). As tensões relacionadas aos capacitores são representadas por V_{C1} e V_{C2} . Os interruptores S_1 e S_2 operam em alta frequência, enquanto os interruptores S_3 e S_4 operam na mesma frequência da rede elétrica. Na figura, os interruptores são representados por IGBT, mas pode-se utilizar qualquer tipo de interruptor eletrônico.

Com relação aos interruptores, um dos grandes diferenciais desta topologia está no fato de que apenas os interruptores S_1 e S_2 operam em alta frequência, alimentados por sinais de PWM. Os demais interruptores (S_3 e S_4) operam na mesma frequência da rede elétrica. Tal característica contribui para redução das perdas associadas ao funcionamento do conversor.

3.1 ESTUDO DO CONVERSOR PROPOSTO – ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para realizar o estudo das etapas de funcionamento da topologia apresentada na figura 9, serão consideradas as seguintes premissas:

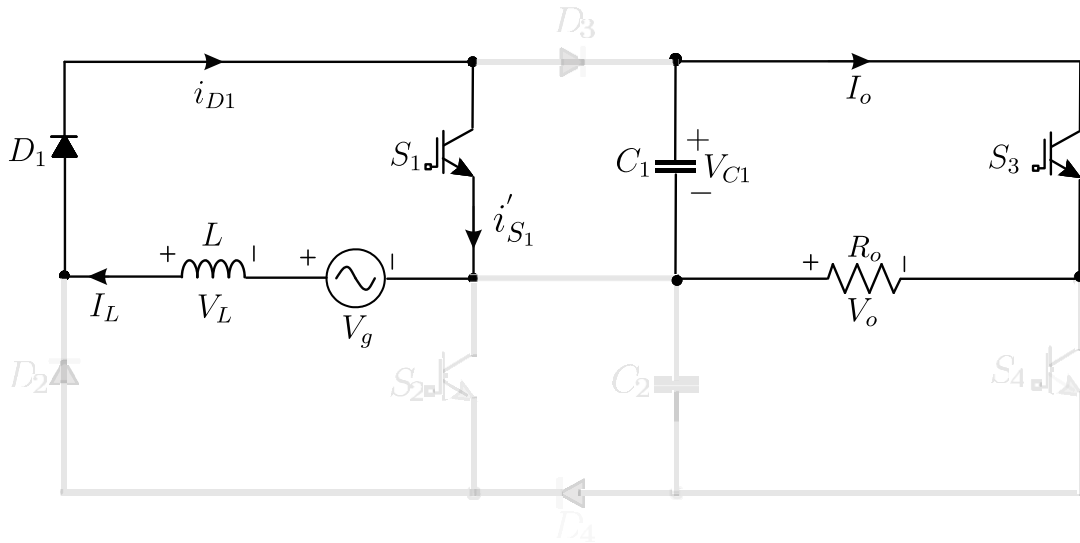
- O conversor opera em regime permanente;
- O conversor opera em modo de condução contínua;
- Os componentes são considerados ideais;
- A frequência de comutação dos interruptores S_1 e S_2 é muito maior que a frequência da rede elétrica ($f_s \gg f_{RE}$);
- Capacitores previamente carregados;
- Já existe uma corrente inicial no indutor;
- A tensão nos capacitores C_1 e C_2 é sempre maior que a tensão de alimentação (V_g);

O conversor possui 4 etapas de operação que devem ser consideradas. Duas etapas para o semiciclo positivo de operação, e 2 etapas para o semiciclo negativo de operação.

3.2 SEMICICLO POSITIVO – 1º ETAPA DE OPERAÇÃO

A primeira etapa de operação é caracterizada pela condução dos interruptores S_1 e S_3 . Desse modo, o indutor é carregado e a sua corrente cresce linearmente. A carga é alimentada pelo capacitor C_1 . Durante esse período o diodo D_3 permanece bloqueado. Esse modo de funcionamento tem duração igual à $D.T_s$, onde T_s é o período de comutação e D representa a razão cíclica do interruptor S_1 . A Figura 8 ilustra essa etapa.

Figura 8 - Semiciclo positivo, primeira etapa de operação.



Fonte: Autoria própria.

As equações que descrevem essa etapa de operação são apresentadas a seguir:

$$V_L = V_g \quad (3.1)$$

$$I_L = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t V_L \cdot dt + I_L(0) = \frac{V_g}{L} \cdot t + I_L(0) \quad (3.2)$$

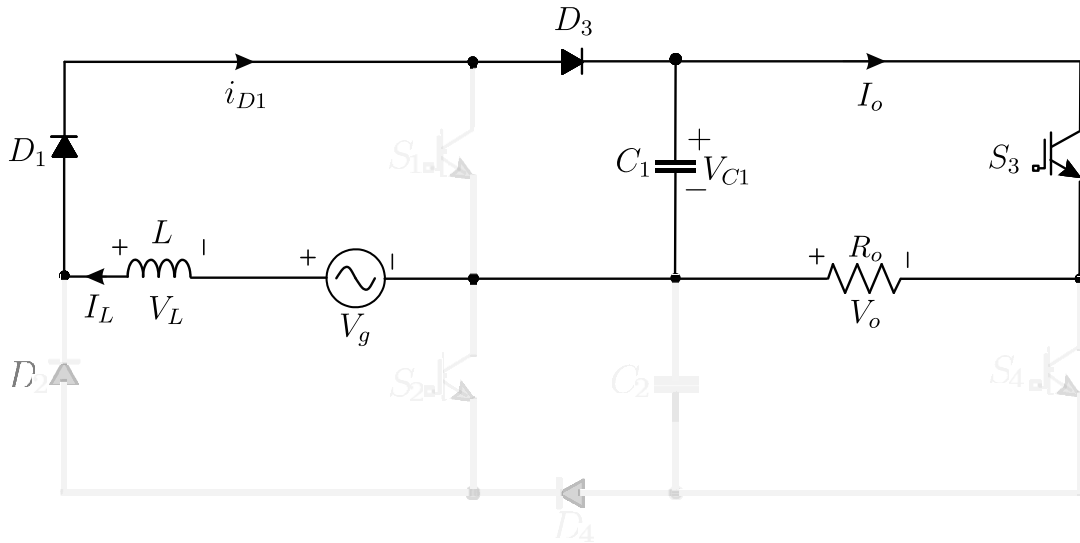
$$I_{C1} = -I_o = -\frac{V_o}{R} \quad (3.3)$$

$$V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^t I_{C1} \cdot dt + V_{C1}(0) \quad (3.4)$$

3.3 SEMICICLO POSITIVO – 2º ETAPA DE OPERAÇÃO

A Figura 9 apresenta a segunda etapa de operação para o semiciclo positivo. O interruptor S_1 encontra-se bloqueado e, desse modo, o diodo D_3 entra em condução e sua corrente é igual à da fonte de entrada. Nessa etapa ocorre o carregamento do capacitor C_1 . Essa condição de operação é mantida até o instante $t = T_s$, onde o conversor retorna a etapa apresentada na seção 2.2.

Figura 9 - Semiciclo positivo, segunda etapa de operação.



Fonte: Autoria própria.

As equações que descrevem essa etapa de operação são apresentadas a seguir:

$$V_L = V_g - V_{C_1} \quad (3.5)$$

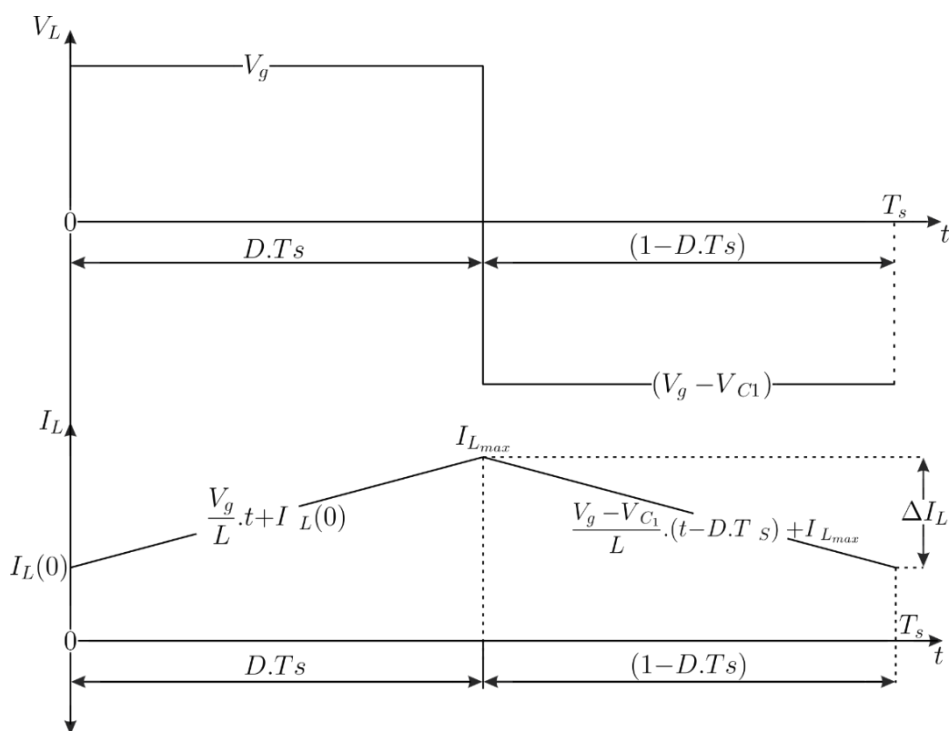
$$I_L = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{T_s} V_L \cdot dt = \frac{1}{L} \cdot \int_{DT_s}^t (V_g - V_{C_1}) \cdot dt + I_{L_{\max}} = \frac{V_g - V_{C_1}}{L} \cdot (t - DT_s) + I_{L_{\max}} \quad (3.6)$$

$$I_{C_1} = I_L - I_o \quad (3.7)$$

$$V_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_{DT_s}^t I_{C_1} \cdot dt + V_{C_1}(0) \quad (3.8)$$

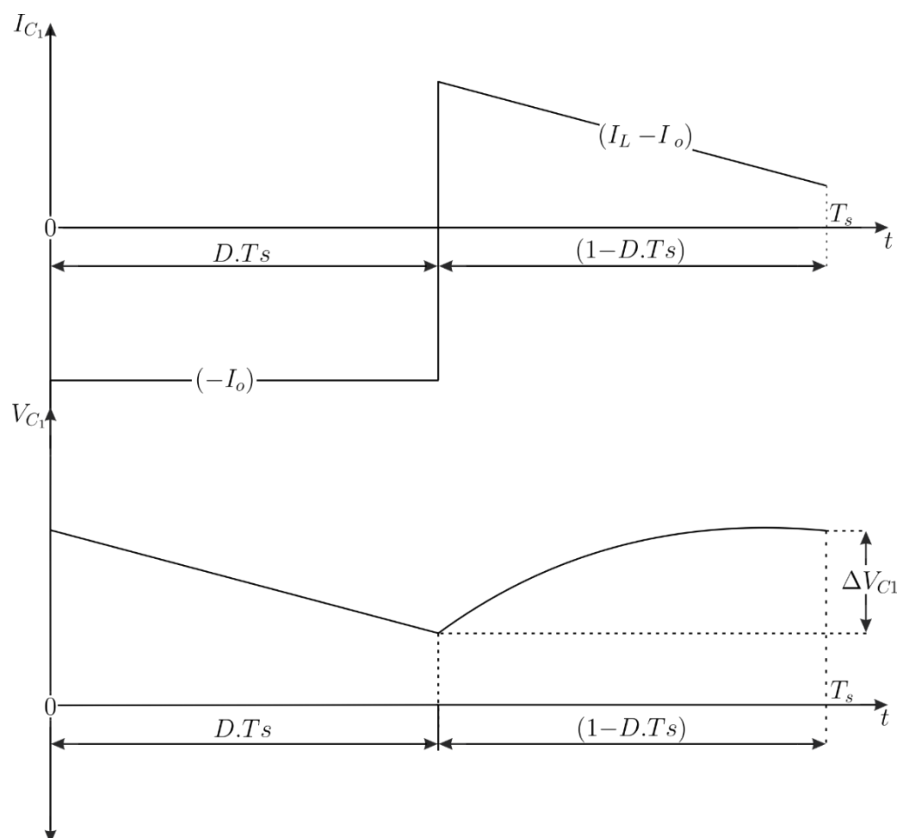
As etapas apresentadas nas seções 2.2 e 2.3 ocorrem até que o conversor passe a operar no semiciclo negativo de operação. A Figura 10 apresenta a tensão e a corrente no indutor durante o semiciclo positivo de operação, e a Figura 11 apresenta a tensão e a corrente do capacitor C_1 para o semiciclo positivo de operação.

Figura 10 - Tensão e corrente do indutor para o semiciclo positivo de operação.



Fonte: Autoria própria.

Figura 11 - Tensão e corrente do capacitor C_1 para o semiciclo positivo de operação.

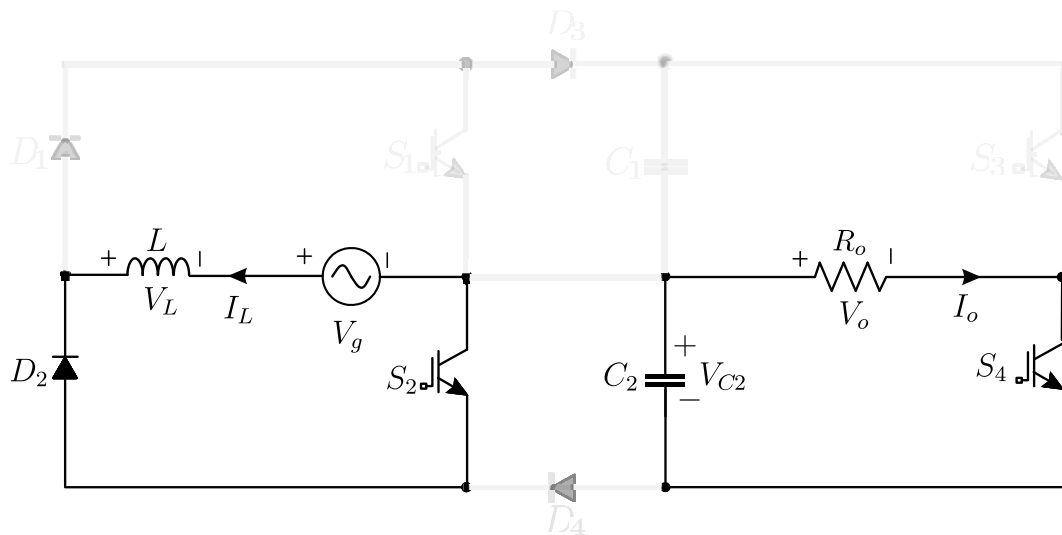


Fonte: Autoria própria.

3.4 SEMICICLO NEGATIVO – 1º ETAPA DE OPERAÇÃO

Para análise do semiciclo negativo de operação é preciso considerar que a tensão de entrada (V_g) passa a ser negativa. A forma de operação é análoga a explicada para o semiciclo positivo. Neste caso, a parte inferior da topologia é analisada. Primeiramente, os interruptores S_2 e S_4 estão em condução, assim a corrente do indutor cresce linearmente e a carga é alimentada pelo capacitor C_2 . Durante esse período, o diodo D_4 permanece bloqueado. Esse modo de funcionamento tem duração de $D.T_s$ e a Figura 12 retrata a situação analisada.

Figura 12 - Semiciclo negativo, primeira etapa de operação.



Fonte: Autoria própria.

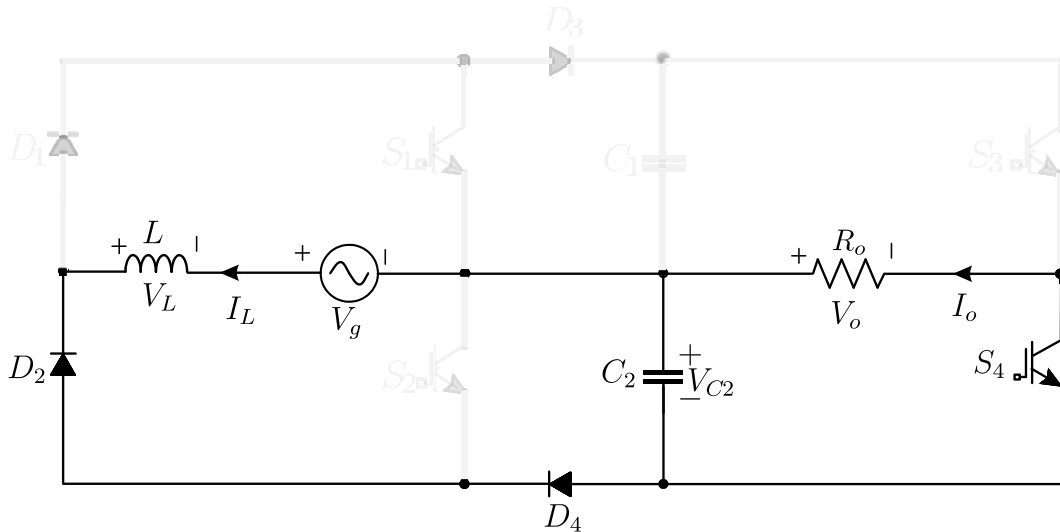
As equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4) já apresentadas na seção 2.2, também descrevem essa etapa de operação.

Como mencionado anteriormente, V_g é negativo para o semiciclo negativo, sendo assim a tensão V_L também é negativa.

3.5 SEMICICLO NEGATIVO – 2º ETAPA DE OPERAÇÃO

A Figura 13 apresenta a segunda etapa de operação para o semiciclo negativo. O interruptor S_2 é considerado bloqueado e, desse modo, o diodo D_4 entra em condução e sua corrente é igual à da fonte de entrada. Esse período de operação ocorre até o instante ($t = T_s$). Nessa etapa ocorre o carregamento do capacitor C_2 .

Figura 13 - Semiciclo negativo, segunda etapa de operação.



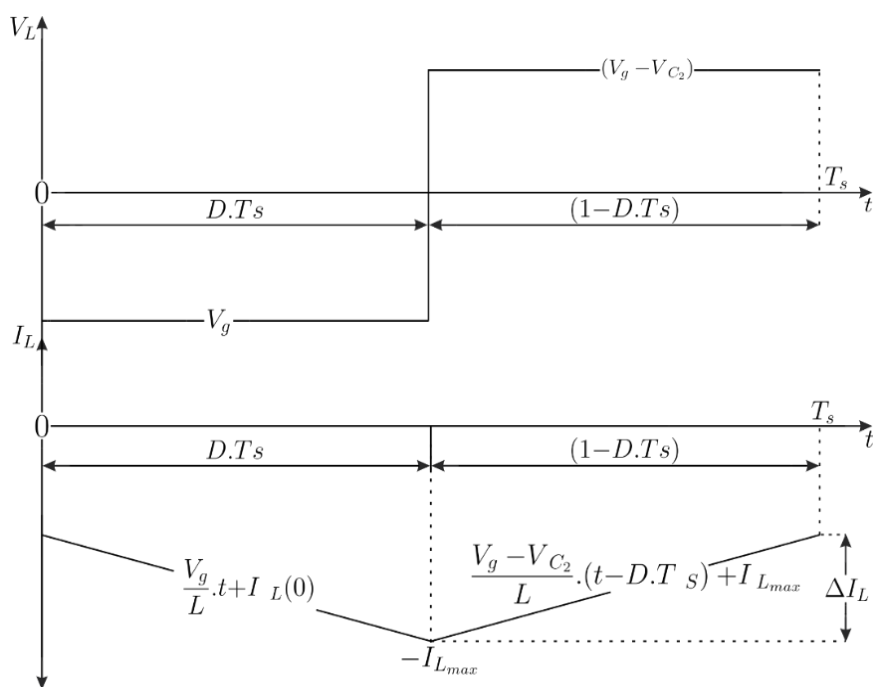
Fonte: Autoria própria.

As equações (3.5), (3.7) e (3.8) já apresentadas na seção 2.3, juntamente com a equação (3.9), apresentada abaixo, descrevem essa etapa de operação.

$$I_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_L \cdot dt = \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t (V_g - V_{C_2}) \cdot dt + I_{L_{\max}} = \frac{V_g - V_{C_2}}{L} \cdot (t - DT_s) + I_{L_{\max}} \quad (3.9)$$

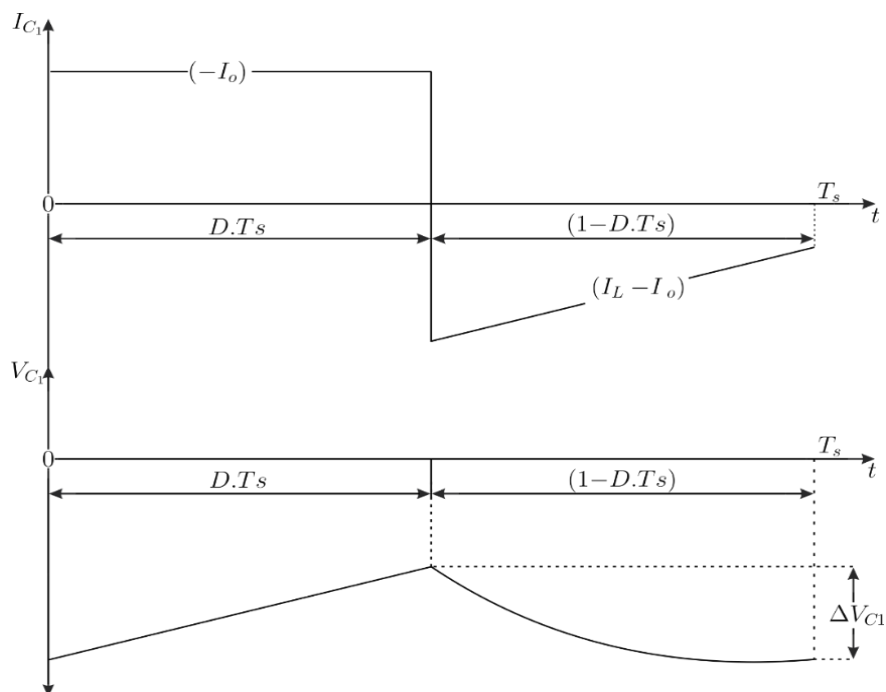
As duas etapas descritas nas seções 2.4 e 2.5 repetem-se até que o conversor retorne ao semiciclo positivo de operação, que já teve sua análise apresentada nas seções 2.2 e 2.3. A seguir, a Figura 14 apresenta a tensão e a corrente no indutor durante o semiciclo negativo de operação, e a Figura 15 apresenta a tensão e a corrente do capacitor C_2 para o semiciclo negativo de operação.

Figura 14 - Tensão e corrente no indutor para o semiciclo negativo de operação.



Fonte: Autoria própria.

Figura 15 - Tensão e corrente no capacitor C_2 para o semiciclo negativo de operação.



Fonte: Autoria própria.

4 ANÁLISE ESTÁTICA

Neste capítulo serão determinadas as expressões para o cálculo da razão cíclica (D), da indutância crítica (L_c), da variação de corrente no indutor (Δi_L), da variação de tensão no capacitor (ΔV_C) e dos esforços de corrente nos interruptores e diodos do circuito. Para tal, serão consideradas as premissas já apresentadas na seção 2.1, e que o circuito opera em corrente alternada, logo:

$$V_g = V_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.1)$$

$$V_o = V_{C1} = V_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.2)$$

$$I_g = I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.3)$$

$$I_o = I_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.4)$$

Onde V_{p1} e V_{p2} são, respectivamente, as tensões de pico de entrada e de saída do conversor, e I_{p1} e I_{p2} são, respectivamente, as correntes de pico de entrada e de saída do conversor. Para todas as análises que serão feitas neste capítulo, serão desconsideradas quaisquer oscilações de corrente relativas à frequência de comutação dos interruptores.

4.1 RAZÃO CÍCLICA (D)

Para o cálculo da expressão que determina a razão cíclica, será considerado o semiciclo positivo de operação do conversor, apresentado nas seções 3.2 e 3.3. Inicialmente, considera-se que a tensão média no indutor ($\overline{V_L}$) é igual a zero, visto que o circuito opera em regime permanente, e obtida através da expressão (4.5):

$$\overline{V_L} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L(t) \cdot dt = 0 \quad (4.5)$$

Tendo por base a forma de onda de V_L apresentada na Figura 10, obtém-se que:

$$\overline{V_L} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L(t) \cdot dt = \frac{(V_g \cdot D T_s) + (V_g - V_{C1}) \cdot (1 - D) T_s}{T_s} = 0 \quad (4.6)$$

Simplificando a expressão (4.6) e isolando a razão cíclica D , chega-se em:

$$D = 1 - \frac{V_g}{V_{C1}} \quad (4.7)$$

Substituindo as expressões (4.1) e (4.2) em (4.7) chega-se em:

$$D = 1 - \frac{V_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t)} = 1 - \frac{V_{p1}}{V_{p2}} \quad (4.8)$$

Observa-se que a razão cíclica depende do quociente entre V_{p1} e V_{p2} . Daqui por adiante, tal quociente será chamado de M . Logo, a expressão para o cálculo da razão cíclica do conversor estudado será (4.9):

$$D = 1 - M \quad (4.9)$$

De maneira análoga, pode-se calcular a razão cíclica para o semiciclo negativo de operação do conversor, obtendo-se também a equação (4.9) como resultado.

4.2 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR (ΔI_L):

Para que seja obtida a expressão para o cálculo de ΔI_L , será considerada a expressão (4.10):

$$L = \frac{V_L \cdot \Delta t}{\Delta I_L} \quad (4.10)$$

Considerando apenas o semiciclo positivo de operação do conversor, e como a ondulação de corrente é a mesma tanto para $0 < t < DT_s$ quanto para $DT_s < t < T_s$, é possível escrever a ondulação de corrente (ΔI_L) como:

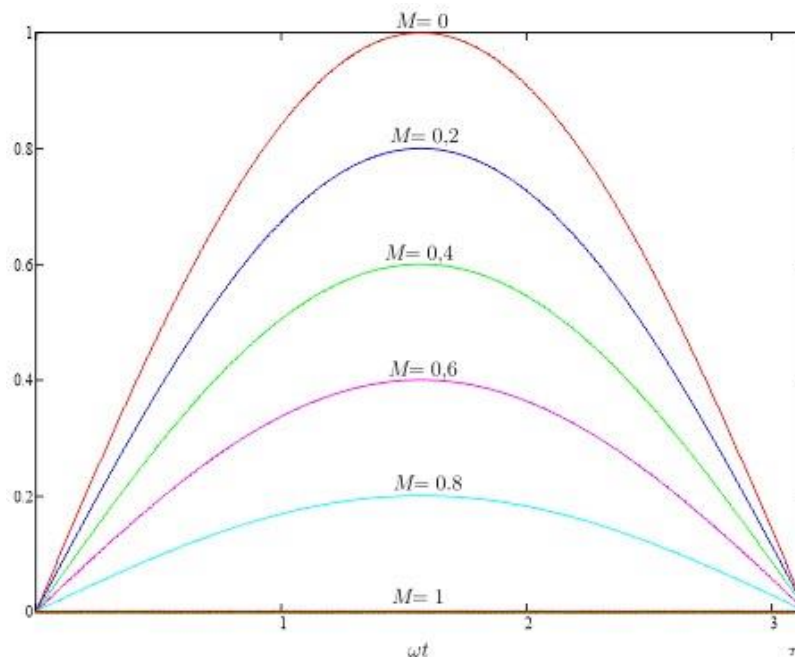
$$\Delta I_L = \frac{V_L \cdot \Delta t}{L} = \frac{V_L \cdot DT_s}{L} \quad (4.11)$$

Para estudar o comportamento da variação de corrente no indutor, a expressão (4.11) será normalizada:

$$\Delta I_{L_{normalizada}} = \frac{\Delta I_L \cdot L}{T_s \cdot V_L} = \left(1 - \frac{V_{p1}}{V_{p2}} \right) \cdot \text{sen}(\omega t) = (1 - M) \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.12)$$

Logo, $M = 1 \Rightarrow \Delta I_L = 0$. A Figura 16 apresenta a variação do valor de $\Delta I_{L_{normalizada}}$ para diferentes valores de M :

Figura 16 - Variação do valor de $\Delta I_{L_{normalizada}}$ em função de M .



Fonte: Autoria própria.

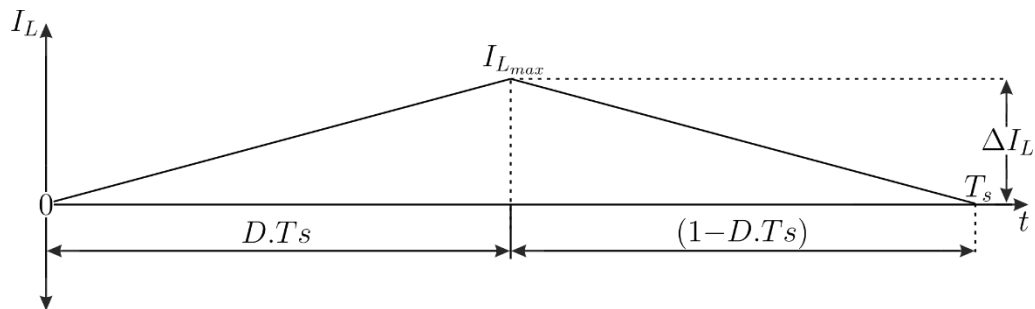
No gráfico apresentado na Figura 16 é considerado também a frequência de operação do conversor, ωt (eixo das abscissas). Sendo assim, é possível notar que ΔI_L também varia em função de tal grandeza.

4.3 INDUTÂNCIA CRÍTICA (L_C)

Como ratificado anteriormente, todas as análises feitas até agora consideraram que o conversor opera em modo de condução contínua. Entretanto, existe um valor de indutância considerado como o valor mínimo para que seja mantida tal condição de operação. Esse valor é denominado indutância crítica (L_C).

Para calcular a expressão que define L_C , considera-se que o conversor opera em modo de condução crítica ($L = L_C$). Sendo assim, a corrente no indutor chegará a zero exatamente no instante $t = T_s$ e $I_L(0) = 0$, como mostrado na Figura 17:

Figura 17 - Forma de onda da corrente no indutor quando $L = L_C$, considerando o semiciclo positivo de operação.



Fonte: Autoria própria.

Inicialmente, considera-se a expressão para o cálculo da corrente média do indutor (\bar{I}_L):

$$\bar{I}_L = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_L(t) \cdot dt \quad (4.13)$$

Observando a Figura 17, pode-se reescrever a expressão (4.13) como :

$$\bar{I}_L = \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \cdot T_s}{T_s} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.14)$$

Aplicando a expressão (4.11) em (4.14) encontra-se que:

$$\bar{I}_L = \frac{V_L \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L} \quad (4.15)$$

Como essa análise está sendo feita considerando que o conversor opera em modo de condução crítica, o parâmetro L que aparece em (4.15) é, na verdade, a indutância crítica (L_C), logo:

$$\bar{I}_L = \frac{V_L \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_C} \quad (4.16)$$

$$L_c = \frac{V_L \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot \bar{I}_L} \quad (4.17)$$

Deve-se ainda levar em consideração que o conversor opera em corrente alternada. Portanto, a corrente média no indutor, para um determinado instante, pode ser escrita como:

$$\bar{I}_L = I_g = I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.18)$$

Para determinar o valor da indutância crítica, é preciso considerar o maior valor que \bar{I}_L poderá assumir. Desse modo, observando (4.18), torna-se claro que \bar{I}_L assumirá o seu valor máximo quando $\omega t = \frac{\pi}{2}$, então:

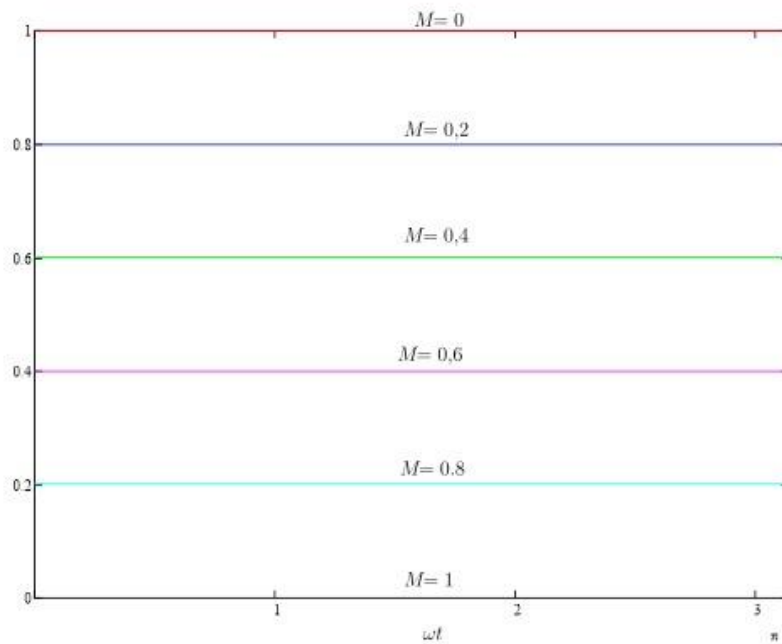
$$L_c = \frac{V_{p1} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot I_{p1}} \quad (4.19)$$

Como feito na seção anterior, a equação (4.19) será normalizada com o intuito de estudar o comportamento de L_c :

$$L_{C_{normalizada}} = \frac{L_c \cdot 2 \cdot \bar{I}_L}{T_s \cdot V_L} = \left(1 - \frac{V_{p1}}{V_{p2}}\right) = (1 - M) \quad (4.20)$$

A Figura 18 apresenta a variação de L_c conforme o valor de M é alterado:

Figura 18 - Variação do valor de $L_{C_{normalizada}}$ em função do valor de M .



Fonte: Autoria própria.

Conforme é possível observar na Figura 18, diferentemente de ΔI_L , L_c não varia em função da frequência de operação da rede (ωt).

4.4 VARIAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR (ΔV_C)

A análise para determinar a variação de tensão nos capacitores será feita considerando o capacitor C_1 , e o semiciclo positivo de operação do conversor.

A corrente no capacitor C_1 (I_{C_1}) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$I_{C_1} = C_1 \cdot \frac{\Delta V_{C_1}}{\Delta t} \quad (4.21)$$

Considerando $\Delta t = D.T_s$, tem-se que:

$$I_{C_1} = -I_o = C_1 \cdot \frac{\Delta V_{C_1}}{D.T_s} \quad (4.22)$$

No intervalo $0 \leq t \leq D.T_s$, a variação de tensão no capacitor é negativa, portanto:

$$I_{C_1} = -I_o = - \left[C_1 \cdot \frac{\Delta V_{C_1}}{D.T_s} \right] \quad (4.23)$$

O valor da capacitância, para o capacitor analisado, pode ser obtido isolando-se C_1 em (4.23):

$$C_1 = \frac{I_o \cdot D.T_s}{\Delta V_{C_1}} \quad (4.24)$$

Por sua vez, a expressão para o cálculo da ondulação de tensão do capacitor pode ser obtida isolando-se ΔV_{C_1} em (4.24):

$$\Delta V_{C_1} = \frac{I_o \cdot D.T_s}{C_1} \quad (4.25)$$

A corrente na carga (I_o) é alternada, e pode ser escrita através da expressão (4.4). Aplicando-se a equação (4.4) em (4.25), chega-se em:

$$\Delta V_{C_1} = \frac{(I_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot D.T_s}{C_1} \quad (4.26)$$

Por fim, observando (4.26), conclui-se que oscilação de tensão no capacitor atingirá o seu valor máximo quando $\text{sen}(\omega.t) = 1$. Então:

$$\Delta V_{C_1(Máx)} = \frac{I_{p2} \cdot D \cdot T_s}{C_1}$$

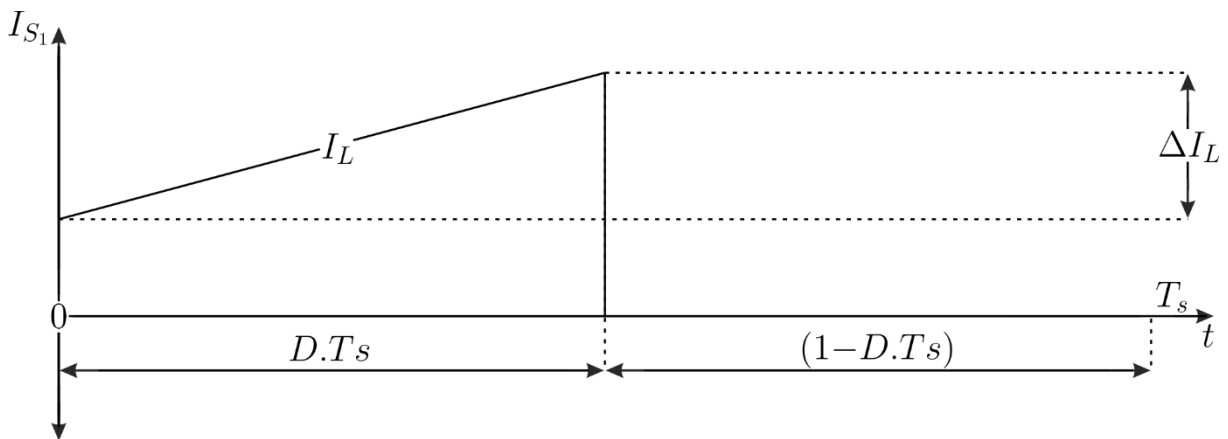
O procedimento realizado para o cálculo da variação de tensão do capacitor C_1 é análogo ao procedimento para o cálculo da variação de tensão do capacitor C_2 , logo, tanto C_1 quanto C_2 seguem as equações apresentadas nesta seção.

4.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES S_1 E S_2

Nesta seção, serão determinadas as expressões para o cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores S_1 e S_2 . Para tal, as análises a seguir serão realizadas considerando o interruptor S_1 , e que o conversor opera em seu semiciclo positivo de operação.

A corrente que flui pelo interruptor S_1 , no semiciclo positivo de operação, é apresentada na Figura 19:

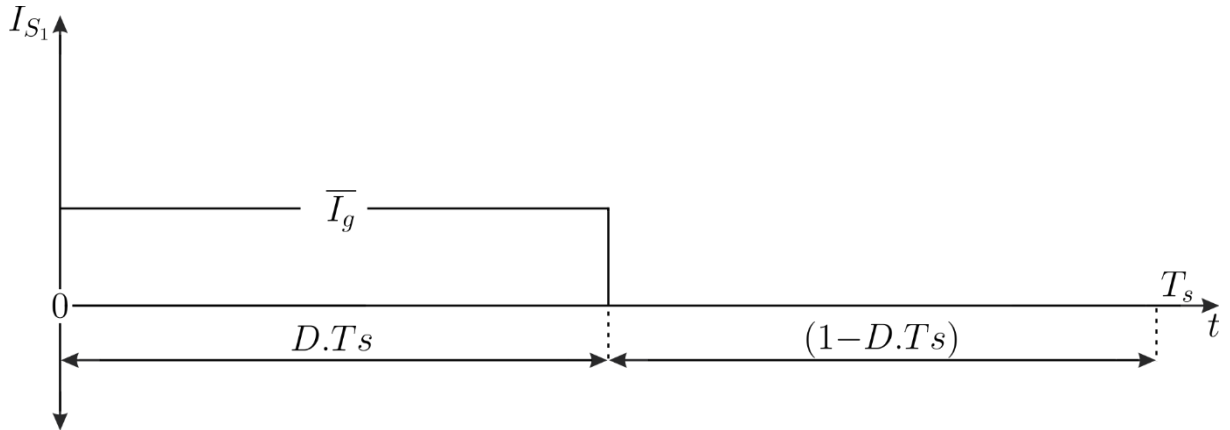
Figura 19 - Corrente no interruptor S_1 (I_{S_1}) considerando $\Delta I_L \neq 0$.



Fonte: Autoria própria.

Se considerarmos que $\Delta I_L \rightarrow 0$, I_{S_1} irá assumir a seguinte forma:

Figura 20 - Corrente no interruptor S_1 (I_{S_1}) considerando $\Delta I_L \rightarrow 0$.



Fonte: Autoria própria.

Tomando por base a Figura 20, o valor da corrente média no interruptor S_1 ($\overline{I_{S_1}}$) pode ser expresso da seguinte forma:

$$\overline{I_{S_1}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D.T_s} I_{S_1}(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \cdot \overline{I_g} \cdot D.T_s = \overline{I_g} \cdot (1-M) \quad (4.27)$$

Como o conversor proposto é CA-CA, deve-se considerar que I_g é definida pela equação (4.3). Aplicando tal equação em (4.27), têm-se que:

$$\overline{I_{S_1}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1-M) \cdot d\omega t = \frac{I_{p1} \cdot (1-M)}{\pi} \quad (4.28)$$

Por sua vez, considerando novamente a Figura 20, a corrente eficaz no interruptor S_1 pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$I_{S_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D.T_s} I_{S_1}^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D.T_s} \overline{I_g}^2 \cdot dt} = \overline{I_g} \cdot \sqrt{(1-M)} \quad (4.29)$$

De maneira análoga ao que foi feito para o cálculo de $\overline{I_{S_1}}$, deve-se aplicar a equação (4.3) na expressão (4.29), resultando em:

$$I_{S_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{(1-M)}]^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_{p1} \cdot \sqrt{(1-M)}}{2} \quad (4.30)$$

O procedimento realizado para o cálculo das correntes média e eficaz no interruptor S_1 é análogo ao procedimento para o cálculo das mesmas grandezas no

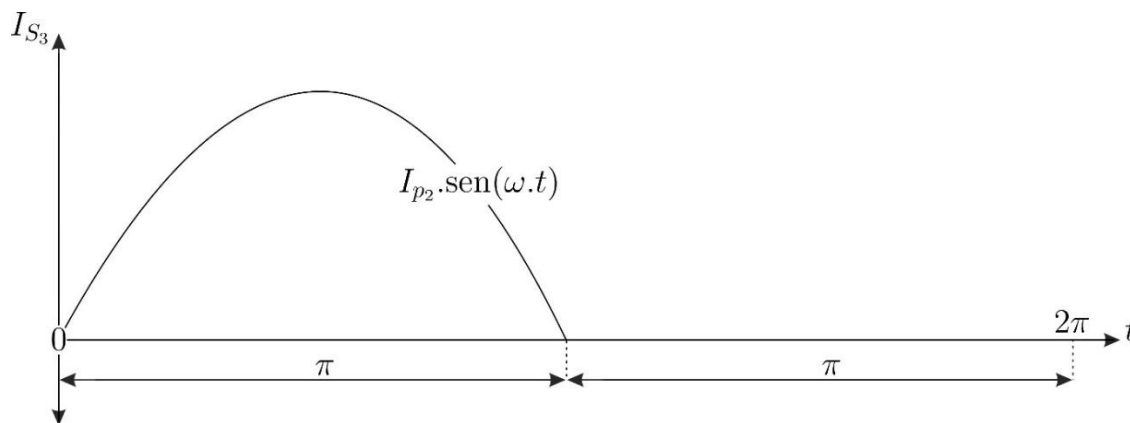
interruptor S_2 . Portanto, tanto S_1 quanto S_2 seguem as equações apresentadas nesta seção.

4.6 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES S_3 E S_4

Nesta seção serão determinadas as expressões para o cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores S_3 e S_4 . Para tal, serão consideradas as análises realizadas no capítulo 2.

A corrente que flui através do interruptor S_3 é apresentada abaixo:

Figura 21 - Corrente que flui através do interruptor S_3 .



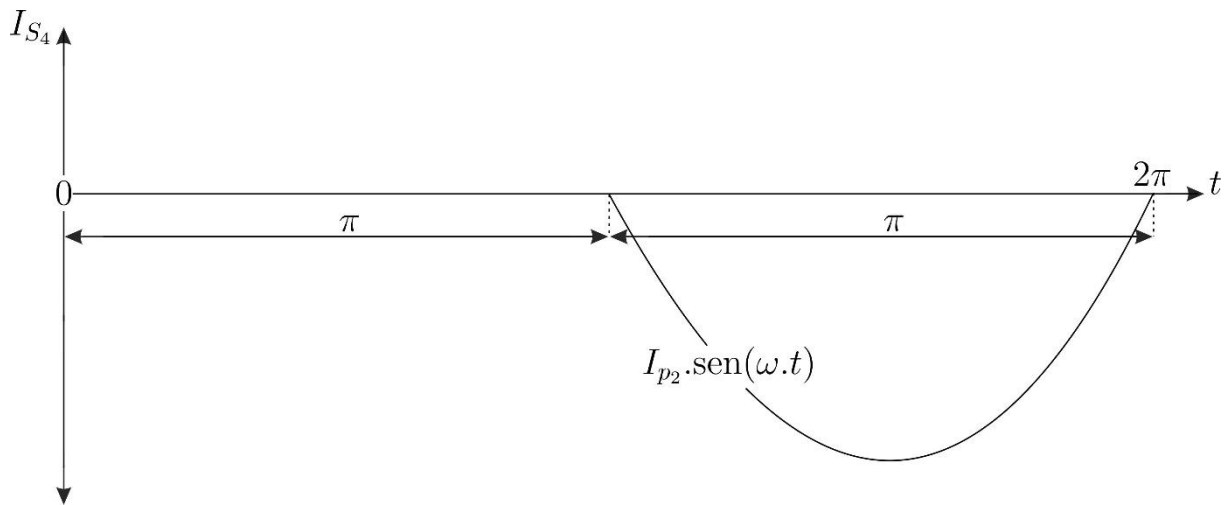
Fonte: Autoria própria.

Considerando a Figura 21, pode-se escrever as correntes média e eficaz no interruptor S_3 como:

$$\overline{I_{S_3}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{2 \cdot I_{p2}}{2\pi} = \frac{I_{p2}}{\pi} \quad (4.31)$$

$$I_{S_{3ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_{p2}}{2} \quad (4.32)$$

Por sua vez, para a corrente no interruptor S_4 têm-se que:

Figura 22 - Corrente que flui através do interruptor S_4 .

Fonte: Autoria própria.

Considerando a Figura 22, pode-se escrever as correntes média e eficaz no interruptor S_4 como:

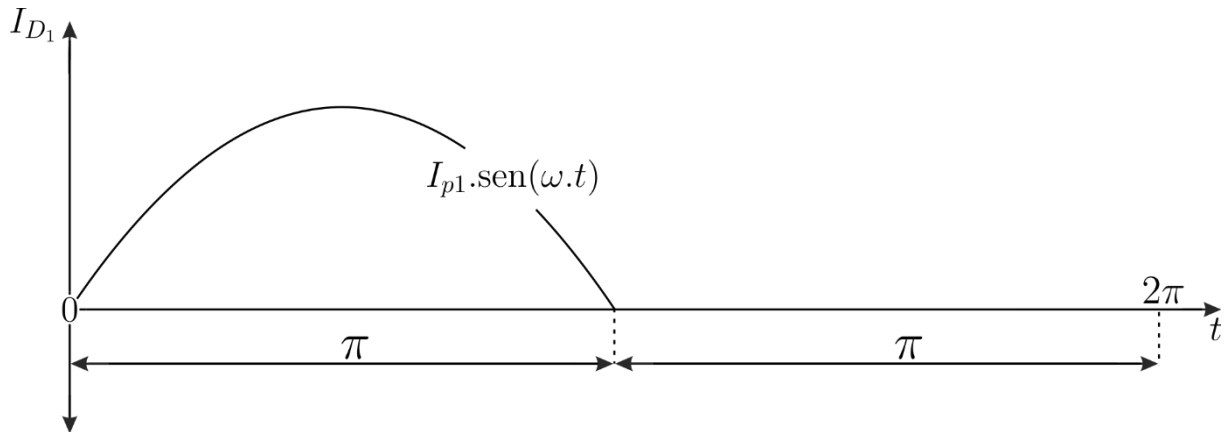
$$\overline{I_{S_4}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} I_{p2} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t = -\frac{2 \cdot I_{p2}}{2\pi} = -\frac{I_{p2}}{\pi} \quad (4.33)$$

$$I_{S_{4_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} [I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_{p2}}{2} \quad (4.34)$$

4.7 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS D_1 E D_2

Observa-se na Figura 7 que, tanto o diodo D_1 quanto o diodo D_2 , não sofrem interferências em seu funcionamento devido ao estado de condução dos interruptores S_1 ou S_2 . Isto é, D_1 estará em condução durante todo o semiciclo positivo de operação do conversor, assim como D_2 estará em condução durante todo o semiciclo negativo de operação, independentemente de os interruptores S_1 e S_2 estarem em condução ou não.

Sendo assim, a corrente que flui através do diodo D_1 será:

Figura 23 - Corrente que flui através do diodo D_1 .

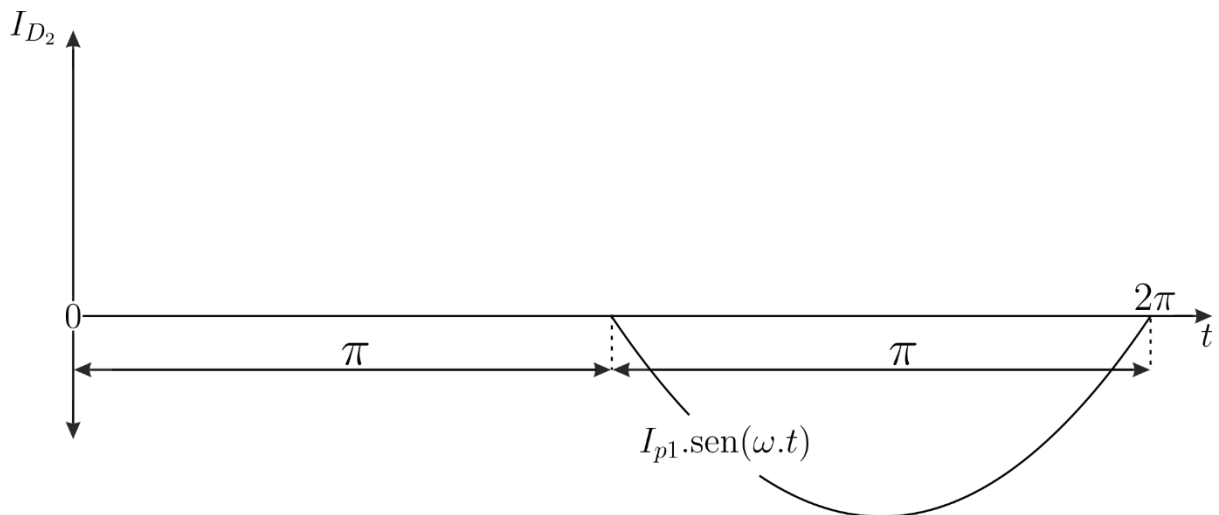
Fonte: Autoria própria.

Considerando a Figura 23, pode-se escrever as correntes média e eficaz no diodo D_1 como:

$$\overline{I_{D_1}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{2 \cdot I_{p1}}{2\pi} = \frac{I_{p1}}{\pi} \quad (4.35)$$

$$I_{D_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_{p1}}{2} \quad (4.36)$$

Para a corrente no diodo D_2 têm-se que:

Figura 24 - Corrente que flui através do diodo D_2 .

Fonte: Autoria própria.

Considerando a Figura 24, pode-se escrever as correntes média e eficaz no diodo D_2 como:

$$\overline{I_{D_2}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t = -\frac{2 \cdot I_{p1}}{2\pi} = -\frac{I_{p1}}{\pi} \quad (4.37)$$

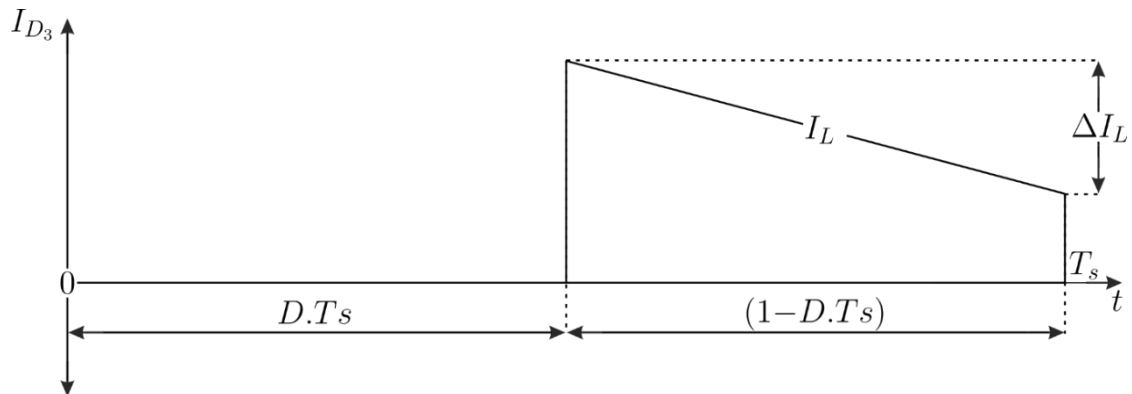
$$I_{D_{2ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} [I_{p1} \cdot \sin(\omega t)]^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_{p1}}{2} \quad (4.38)$$

4.8 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS DIODOS D_3 E D_4

Nesta seção serão determinadas as expressões para o cálculo das correntes médias e eficazes dos diodos D_3 e D_4 . As análises a seguir serão realizadas considerando o diodo D_3 , e que o conversor opera no semiciclo positivo de operação.

A corrente que circula pelo diodo, durante o semiciclo positivo de operação, é apresentada na Figura 25 - Corrente no diodo D_3 (I_{D_3}) considerando $\Delta I_L \neq 0$.:

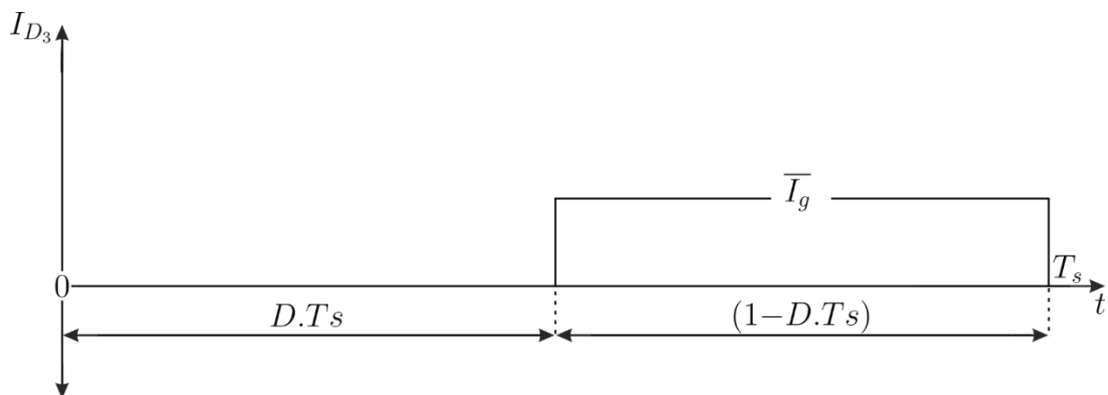
Figura 25 - Corrente no diodo D_3 (I_{D_3}) considerando $\Delta I_L \neq 0$.



Fonte: Autoria própria.

Considerando que $\Delta I_L \rightarrow 0$, I_{D_3} pode ser representado da seguinte forma:

Figura 26 - Corrente no diodo D_3 (I_{D_3}) considerando $\Delta I_L \rightarrow 0$.



Fonte: Autoria própria.

Com base na Figura 26, a corrente média no diodo D_3 ($\overline{I_{D_3}}$) pode ser definida como:

$$\overline{I_{D_3}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{D.T_s}^{T_s} I_{D_3}(t).dt = \frac{1}{T_s} \cdot \overline{I_g} \cdot (1-D) \cdot T_s = \overline{I_g} \cdot [1-(1-M)] = \overline{I_g} \cdot M \quad (4.39)$$

De maneira análoga ao que foi feito na seção 3.5, considera-se que I_g é definida pela equação (4.3). Sendo assim:

$$\overline{I_{D_3}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot M \cdot d\omega t = \frac{I_{p1} \cdot M}{\pi} \quad (4.40)$$

$$\overline{I_{D_3}} = \frac{I_{p1} \cdot M}{\pi} \quad (4.41)$$

Considerando novamente a Figura 26, a corrente eficaz no diodo D_3 pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$I_{D_3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{D.T_s}^{T_s} I_{D_3}^2(t).dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{D.T_s}^{T_s} \overline{I_g}^2 \cdot dt} = \overline{I_g} \cdot \sqrt{[1-(1-M)]} = \overline{I_g} \cdot \sqrt{M} \quad (4.42)$$

Deve-se aplicar a equação (4.3) na expressão (4.42), resultando em:

$$I_{D_3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{p1} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{M}]^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_{p1} \cdot \sqrt{M}}{2} \quad (4.43)$$

O procedimento realizado para o cálculo das correntes média e eficaz para o diodo D_3 , é análogo ao procedimento para o cálculo das mesmas grandezas para o diodo D_4 . Portanto, tanto D_3 quanto D_4 seguem as equações apresentadas nesta seção.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST CA-CA

Neste capítulo, serão apresentados os resultados de simulação do conversor BOOST CA-CA. O objetivo é, por meio dos resultados obtidos, validar os conceitos teóricos apresentados nos capítulos anteriores, e comprovar o princípio de funcionamento da topologia proposta.

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para realização das simulações foram consideradas as especificações contidas na Tabela 1. Os demais parâmetros do circuito, apresentados na Tabela 2, foram dimensionados seguindo as equações apresentadas no capítulo 3. Ambas as tabelas mencionadas anteriormente também foram utilizadas como base para construção do protótipo do conversor.

Tabela 1 - Especificações do protótipo do conversor BOOST CA-CA.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_g)	127 V - 60 Hz
Potência de saída (P_o)	500 W
Tensão de saída (V_o)	220 V - 60 Hz
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Ondulação de corrente no indutor (ΔI_L)	30% de I_{p1}
Ondulação da tensão no capacitor (ΔV_C)	10% de V_{p2}

Fonte: Autoria própria.

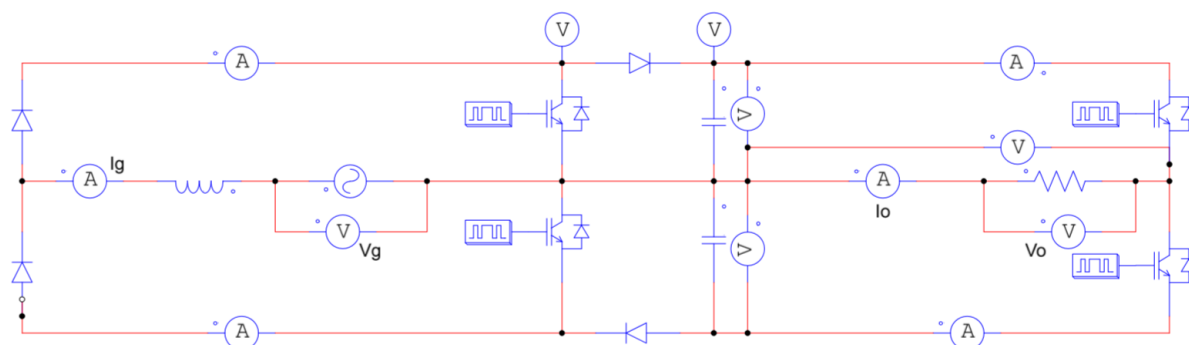
Tabela 2 - Parâmetros dimensionados para o protótipo do conversor BOOST CA-CA.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Escolhido
Razão cíclica (D)	0,42	0,42
Capacitância 1 (C_1) e Capacitância 2 (C_2)	0,871 μ F	1 μ F
Indutância (L)	909,84 μ H	1 mH
Indutância Crítica (L_c)	136,476 μ H	136,476 μ H

Fonte: Autoria própria.

O *software* PSIM foi utilizado para o desenvolvimento das simulações. Abaixo é apresentada a topologia do conversor implementada no *software*:

Figura 27 - Topologia do conversor implementada no software PSIM.

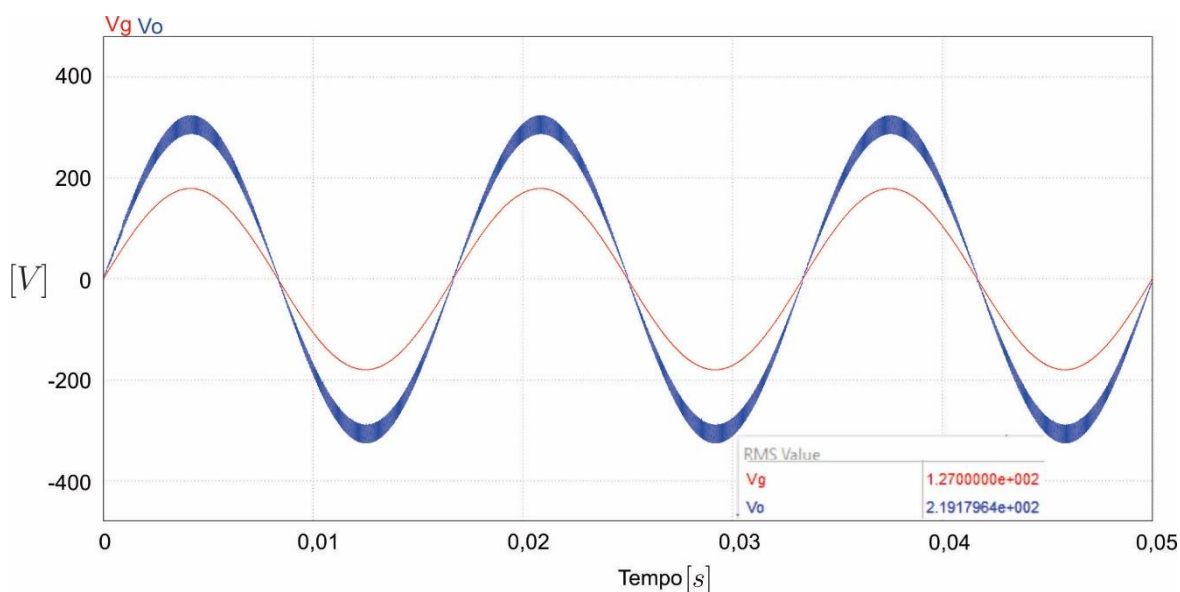


Fonte: Autoria própria.

A seguir, são apresentadas as formas de onda resultantes da simulação do conversor operando em condições nominais. Na Figura 28, são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada (V_g) e da tensão de saída (V_o). Conforme é possível observar na imagem, os valores RMS, de ambas as tensões, estão de acordo com as especificações consideradas para o dimensionamento do conversor. Consta-se então, o funcionamento adequado do conversor BOOST CA-CA.

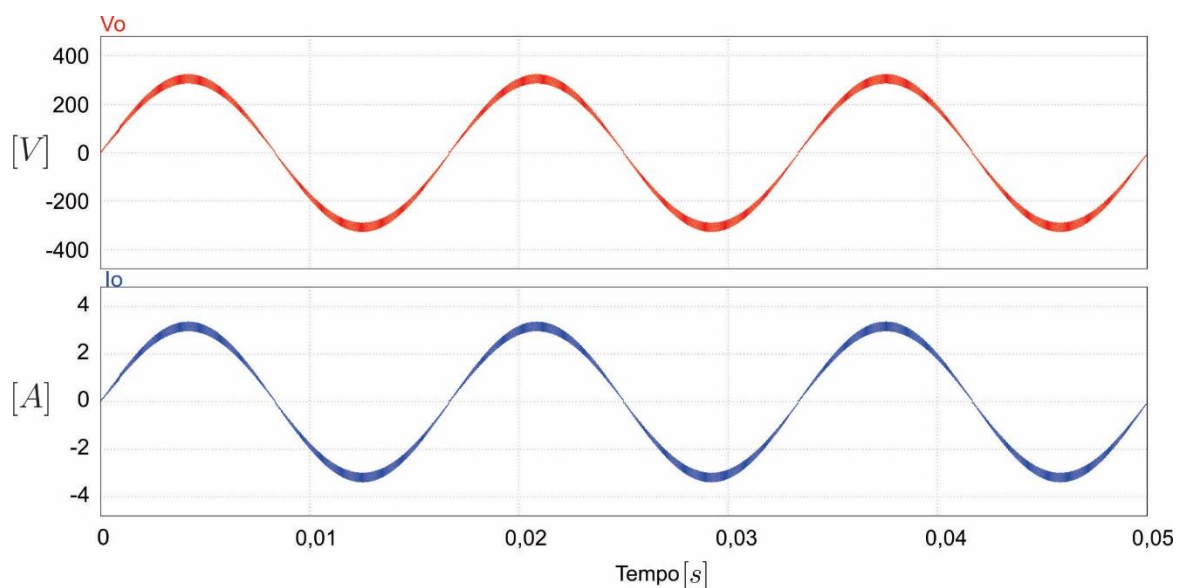
A Figura 29 compara os resultados obtidos da tensão de saída (V_o) e da corrente de saída (I_o). Nota-se uma boa qualidade tanto da tensão quanto da corrente. Além disso, fica evidente que o conversor opera com alto fator de potência de saída, visto que as formas de onda na figura estão praticamente em fase.

Figura 28 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_g e V_o .



Fonte: Autoria própria.

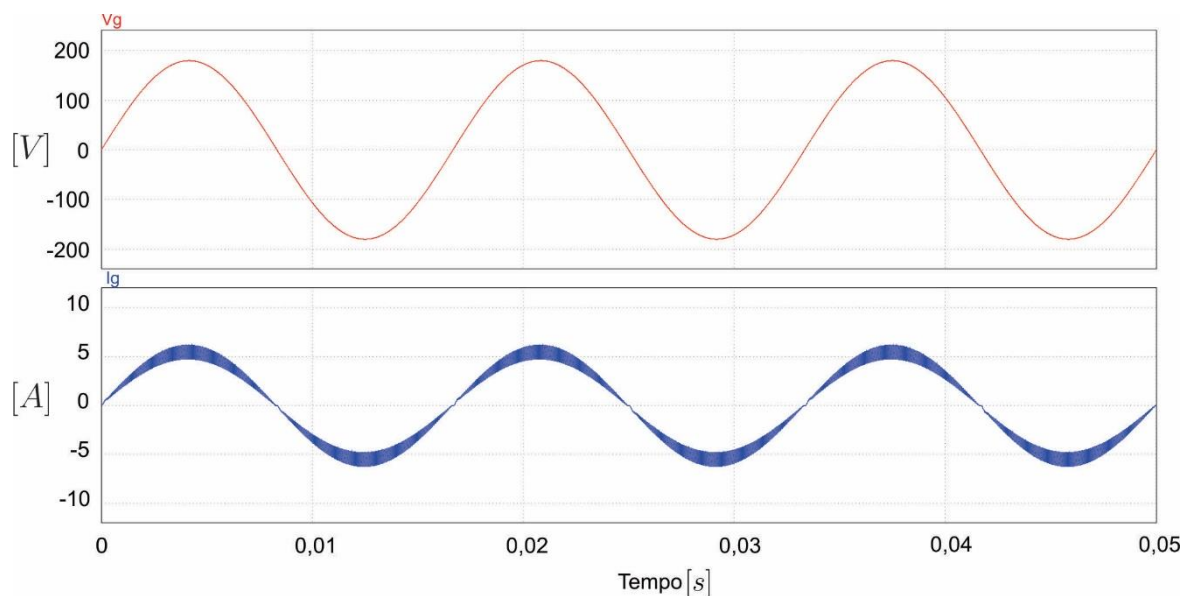
Figura 29 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_o e I_o .



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 30 é feita uma comparação entre a tensão de entrada (V_g) e a corrente de entrada (I_g). Deve-se ressaltar que I_g é a mesma corrente que circula pelo indutor. Nesta imagem é possível notar a boa qualidade da corrente de entrada. Visto que o conversor deve operar em modo de condução contínua, a corrente se comporta de acordo com o projetado, assumindo valor zero somente na transição entre os ciclos de operação da rede elétrica.

Figura 30 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_g e I_g .

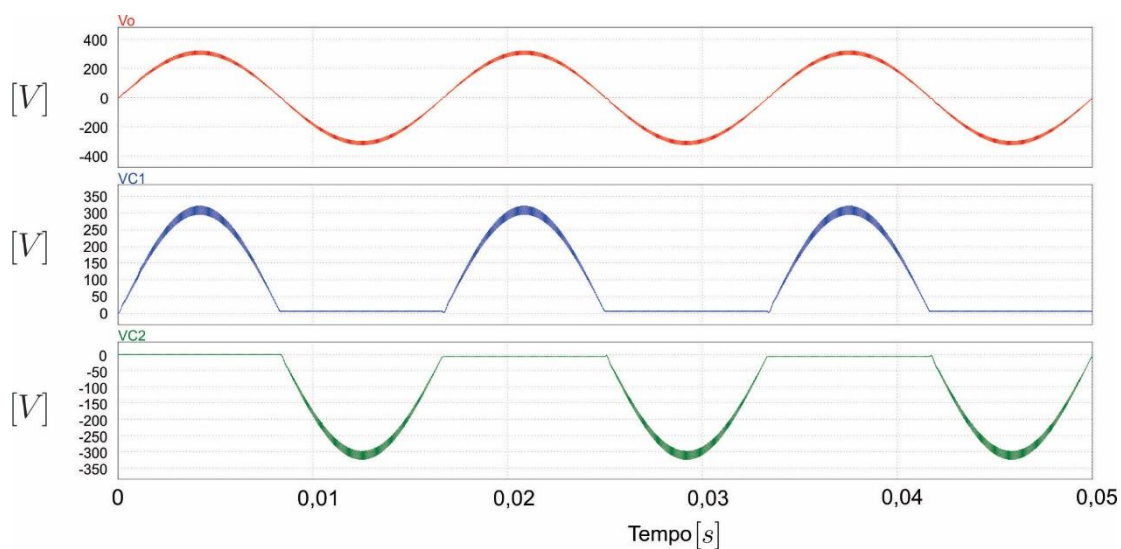


Fonte: Autoria própria.

A Figura 31 apresenta a tensão V_o comparada com as tensões nos capacitores C_1 e C_2 . Por meio da imagem, fica evidente a contribuição de cada capacitor para obtenção da tensão de saída. Para tal, ambos os capacitores atuam exatamente nos semiciclos em que deveriam atuar segundo o projeto do conversor.

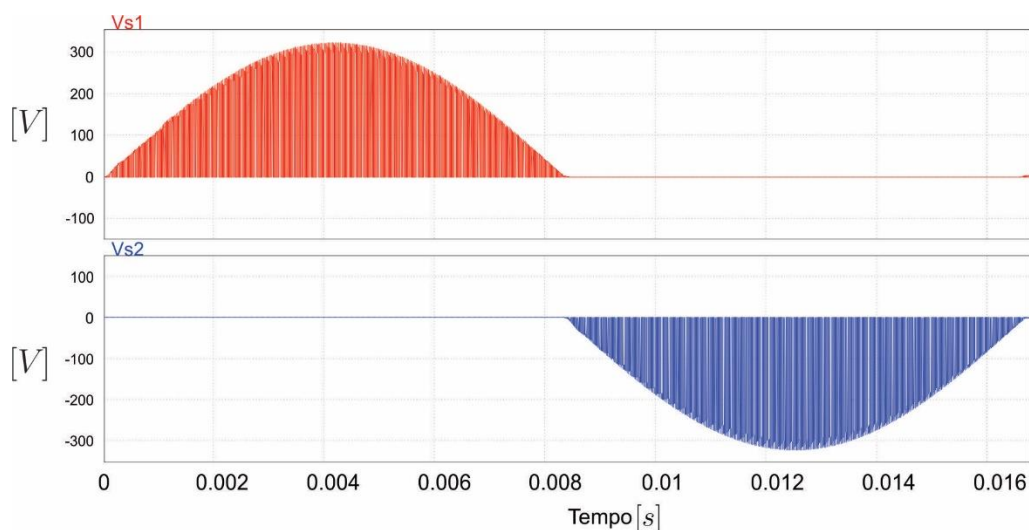
Na Figura 32 são apresentadas as tensões dos interruptores S_1 e S_2 . Na imagem ficam evidenciadas as componentes de alta frequência. Assim como o que ocorre para os capacitores, ambos os interruptores atuam exatamente de acordo com o projeto.

Figura 31 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_o , V_{C_1} e V_{C_2} .



Fonte: Autoria própria.

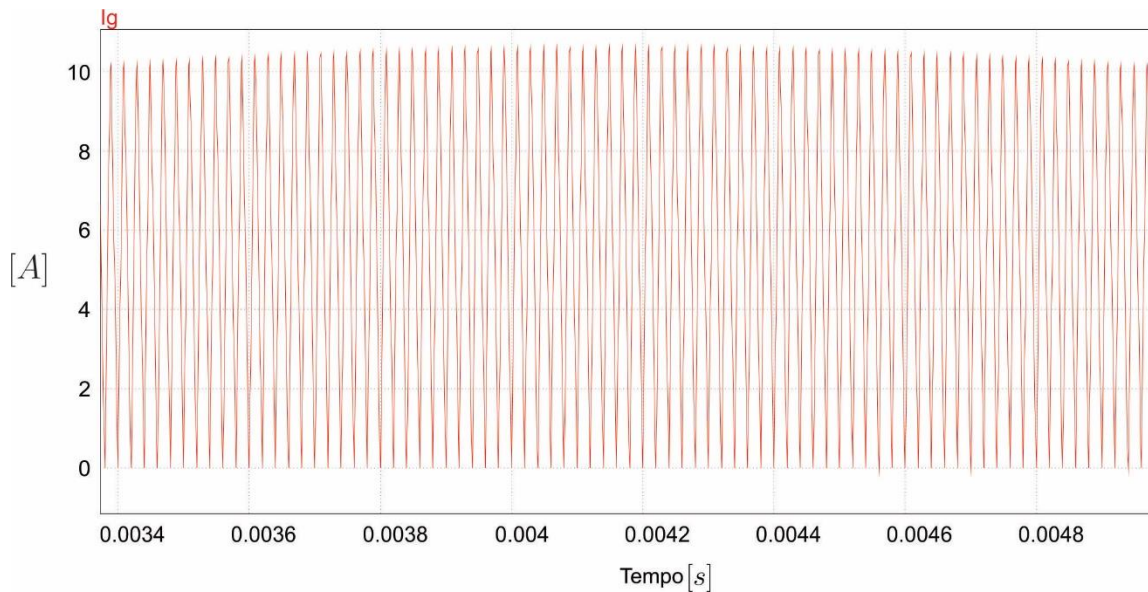
Figura 32 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: V_{S_1} e V_{S_2} .



Fonte: Autoria própria.

A Figura 33 contém a forma de onda da corrente do indutor (I_g) quando o valor da indutância do conversor é igual ao valor de indutância crítica (L_c), mostrado na Tabela 2. Visto que I_g assume o valor 0 somente em intervalos de tempo extremamente curtos, é possível concluir que, de fato, o conversor opera em modo de condução crítica para o valor de L_c calculado.

Figura 33 - Resultado de simulação do conversor BOOST CA-CA: Modo de condução crítica.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, a Tabela 3 apresenta tanto os valores calculados quanto os valores obtidos através de simulação dos esforços de corrente nos semicondutores. Por meio dos dados apresentados, é possível constatar que as equações utilizadas para o cálculo dos esforços de corrente, definidas durante a análise estática do conversor, de fato, estão de acordo com o funcionamento prático da topologia.

Tabela 3 - Valores calculados e simulados dos esforços de corrente nos semicondutores.

	Valor calculado (A)	Resultado de Simulação (A)
$I_{S1\text{ef}}$	1,803	1,767
$\overline{I_{S1}}$	0,745	0,707
$I_{S2\text{ef}}$	1,803	1,769
$\overline{I_{S2}}$	-0,745	-0,707
$I_{S3\text{ef}}$	1,608	1,602
$\overline{I_{S3}}$	1,024	1,019
$I_{S4\text{ef}}$	1,608	1,602
$\overline{I_{S4}}$	-1,024	-1,023
$I_{D1\text{ef}}$	2,778	2,778
$\overline{I_{D1}}$	1,768	1,759
$I_{D2\text{ef}}$	2,778	2,778
$\overline{I_{D2}}$	-1,768	-1,767
$I_{D3\text{ef}}$	2,113	2,143
$\overline{I_{D3}}$	1,024	1,051
$I_{D4\text{ef}}$	2,113	2,143
$\overline{I_{D4}}$	-1,024	-1,052

Fonte: Autoria própria.

6 DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST CA-CA

Neste capítulo será descrito o desenvolvimento do protótipo do conversor BOOST CA-CA, bem como apresentados os resultados experimentais do mesmo. A finalidade dos testes utilizando o protótipo é validar os resultados de simulação, e ratificar a viabilidade da topologia apresentada para o uso em situações de teste e ambientes experimentais.

6.1 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

A partir da verificação do funcionamento do conversor, as equações matemáticas, análise estática e o projeto de simulação do comportamento da aplicação, inicia-se a etapa de construção do protótipo. Pode-se observar na Figura 34, a placa desenvolvida com a função de testar e comprovar a funcionalidade do conversor Boost.

Para alimentação do circuito protótipo utilizou-se um *variac*, no qual era possível ajustar a tensão de entrada até ser alcançado o valor desejado. A carga conectada ao circuito do conversor foi um varistor, para que a potência de operação fosse suportada sem complicações. Ainda se optou por utilizar o microcontrolador Tiva™ TM4C123GH6PMI, no qual era gerado o sinal PWM, assim como os drivers DRVHCPL(2R1) da NHS, para o acionamento dos MOSFET's.

Figura 34 - Placa protótipo.



Fonte: Autoria própria.

A placa foi desenvolvida no ambiente computacional *Proteus*, software de simulação de circuitos eletrônicos e construção de placas de circuito impresso. O processo fotográfico foi empregado para a corrosão da placa, assim como a aplicação de um filme pra a proteção das conexões. Na imagem mostrada anteriormente é possível observar a divisão de conexões para a entrada em corrente alternada, a conexão do indutor e do microcontrolador, assim como o local onde é conectada a carga de saída e a entrada de corrente contínua que aciona os drives responsáveis pelo funcionamento dos MOSFET's.

Os componentes que formam o funcionamento dessa solução podem ser divididos em elementos de potência e comando, que serão tratados na sequência, com os parâmetros definidos e os cálculos para a construção física.

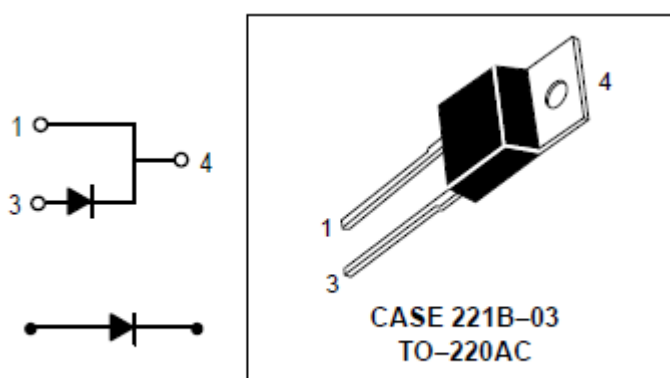
6.1.1 Dimensionamento do indutor

A construção do indutor é mostrada no apêndice B, com todos os detalhes construtivos e especificações. O indutor foi projetado com 94 espiras, núcleo E-42/15 e cabo AWG 17. Além de um entreferro com 0,111 cm .

6.1.2 Escolha dos Diodos

De acordo com os dados do circuito analisado, o modelo de diodo escolhido para atender todas as especificações foi o diodo ultrarrápido MUR860, o qual suporta tensão até 600V. A Figura 35 apresenta o modelo do diodo utilizado.

Figura 35 - Modelo do diodo utilizado.

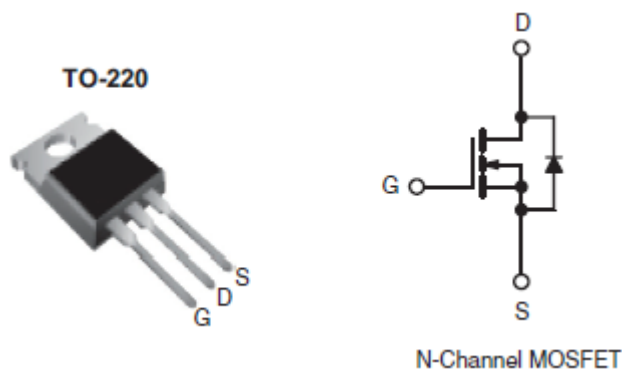


Fonte: MOTOROLA SWITCHMODE Power Rectifiers.

6.1.3 Escolha dos MOSFET's

O modelo dos Mosfets utilizado foi o IRFBE30, que possui encapsulamento TO-220 para a utilização do dissipador de calor, suporta tensão de 800 V, assim como um nível de corrente adequado para a aplicação do conversor CA-CA Boost. A Figura 36 mostra o modelo do MOSFET retirado do datasheet do componente.

Figura 36 - Modelo do MOSFET utilizado.



Fonte: Power Mosfet IRFBE30 Vishay Siliconix.

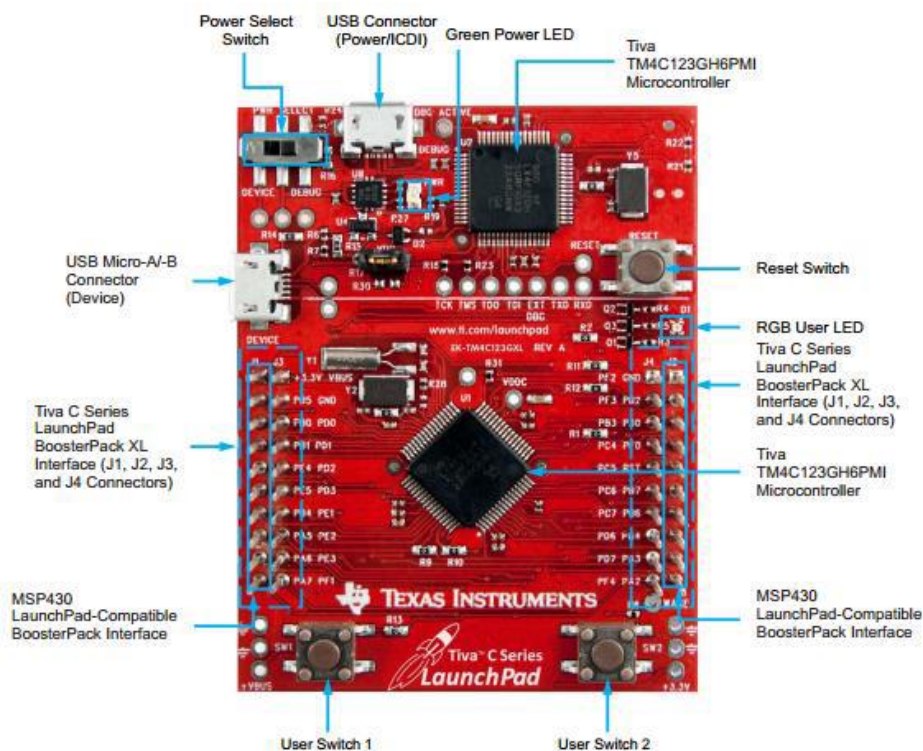
6.2 CIRCUITO DE COMANDO

Na construção do circuito de comando utilizou-se o microcontrolador Tiva™ LaunchPad TM4C123GH6PMI, com a função PWM configurada para atuar com uma frequência de 50 kHz. Para o acionamento dos MOSFET's foram utilizados os drives DRVHCPL (2R1) da NHS. Para detecção dos semiciclos de operação de rede elétrica foi utilizado um circuito comparador, apresentado em detalhes posteriormente.

6.2.1 Microcontrolador

A Figura 37 apresenta o microcontrolador Tiva™ TM4C123GH6PMI, que contém um processador Cortex™ - M4 de 32 bits. Esse microcontrolador foi escolhido principalmente pela faixa de operação em frequência com 80 MHz, além das funções de PWM e interrupções, características necessárias para operação do conversor.

Figura 37 - Placa do microcontrolador TIVA.



Fonte: Tiva™ C Series TM4C123G LaunchPad Evaluation Board User's guide.

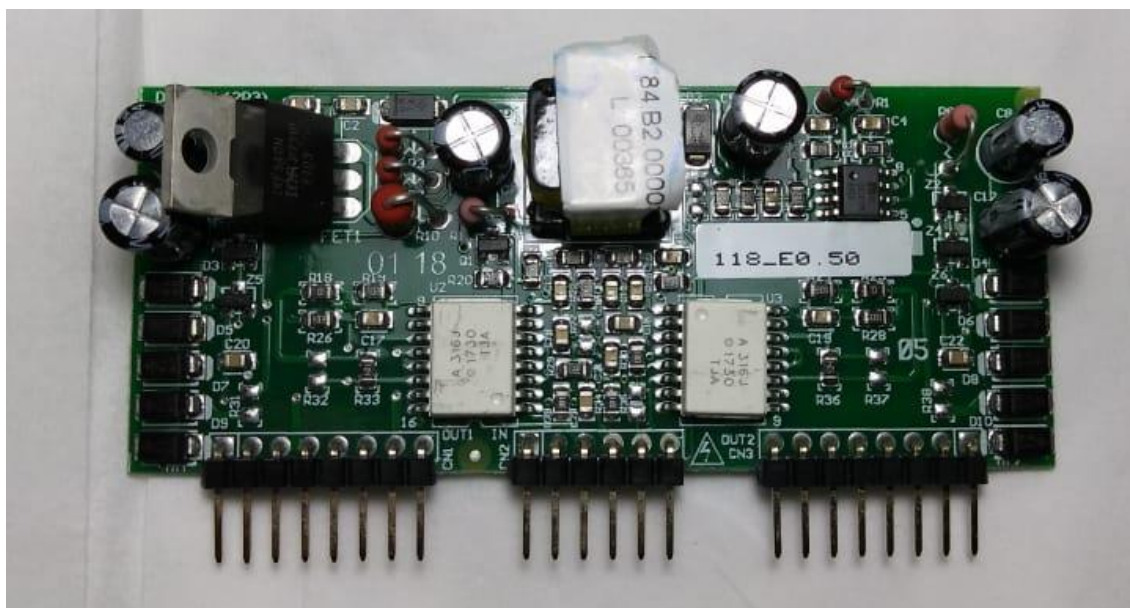
A lógica computacional para operação do circuito de comando foi implementada utilizando-se o *software* Code Composer Studio. O programa em sua totalidade pode ser encontrado no Apêndice A.

6.2.2 Driver de acionamento dos MOSFET's

O driver de acionamento é apresentado na Figura 38, e tem como função o correto acionamentos dos MOSFET's, de modo a obter o melhor funcionamento da estrutura. O driver modelo DRVHCPL(2R1) da empresa NHS realiza a interface entre o microcontrolador e os semicondutores MOSFET's, sendo possível obter o nível de tensão necessário para os componentes.

O driver necessita de uma alimentação própria (12 V), além de receber os sinais PWM da placa do microcontrolador. Além disso, são conectadas aos pinos *Gate* e *Source* dos MOSFET's sinais provenientes do driver de acionamento.

Figura 38 - Driver de acionamento dos MOSFET's.



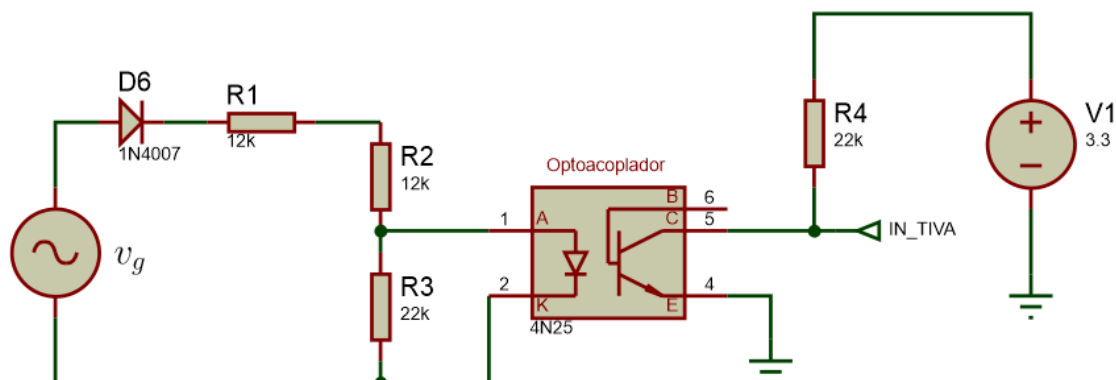
Fonte: Autoria própria.

6.2.3 Circuito de detecção de zero da rede elétrica

Como mencionado no capítulo 2, em cada semiciclo da rede elétrica uma parte do circuito é colocada em funcionamento. Com o intuito de auxiliar o funcionamento da estrutura, foi implementado um circuito de detecção de zero da rede elétrica.

Esse circuito é apresentado na Figura 39, em que basicamente é composto de um diodo de entrada para o funcionamento em um semiciclo, resistores de entrada que acionam circuito integrado optoacoplador 4N25. Esse componente contém um diodo emissor de luz, que conduz quando diretamente polarizado e ainda um transistor receptor que é acionado com a componente luminosa. Desse modo a saída do optoacoplador somente é acionada em cada mudança de ciclo da rede elétrica e serve como entrada para o microcontrolador.

Figura 39 - Circuito de detecção de zero da rede elétrica.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se a simplicidade do circuito proposto, na utilização como detector da passagem por zero da rede elétrica e entrada para o microcontrolado Tiva™ TM4C123GH6PMI. Porém, a qualidade da passagem pelo zero da rede elétrica de certo modo é comprometida, principalmente por causa do sincronismo dos componentes, o que pode causar um pequeno atraso na forma de onda de saída. A fonte de tensão contínua na saída do optocoplador tem o valor de 3,3 V, sendo o mesmo valor de tensão que opera o microcontrolador.

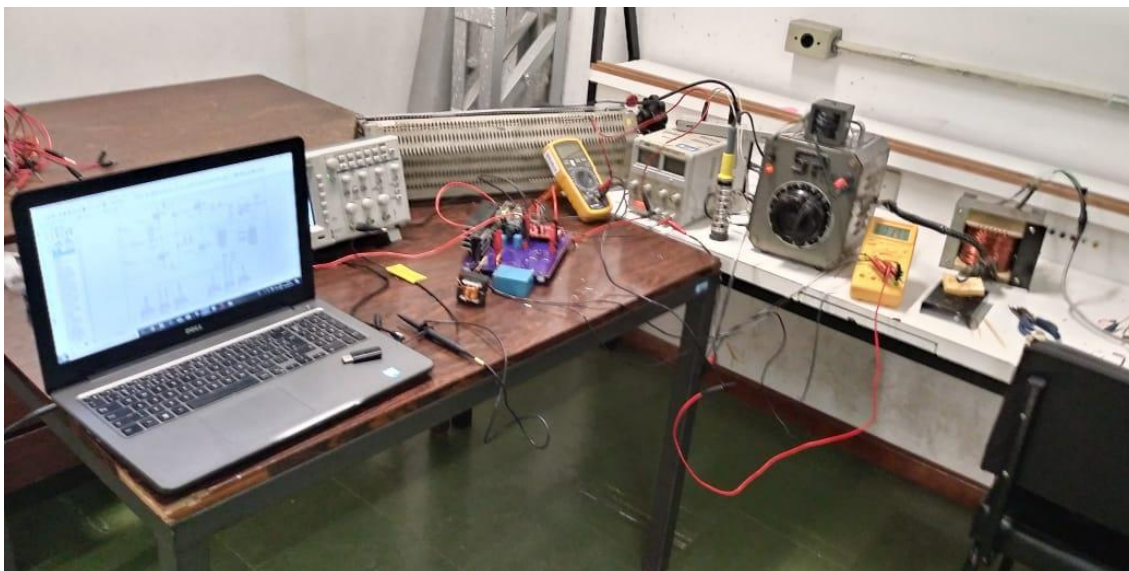
6.3 TESTES DO PROTÓTIPO

Após o desenvolvimento e confecção da placa de circuito impresso, foram iniciados os testes em laboratório fazendo uso dos equipamentos da universidade. A Figura 40 mostra o layout utilizado para execução dos testes. Na imagem é possível observar os seguintes equipamentos:

- Transformador isolador, escolhido por proporcionar uma redução de ruídos oriundos da rede elétrica;
- *Variac*, utilizado como a alimentação CA do conversor;
- Fonte de tensão contínua (CC), utilizada para alimentação dos drivers de acionamentos dos Mosfets;
- Osciloscópio, para a medição de sinais de interesse;
- Multímetros, empregados no monitoramento dos valores de tensão CA e CC;
- Reostato, utilizado como carga conectada ao circuito do conversor;

- Notebook, necessário para alimentação do DSP, e para realização de eventuais ajustes no programa responsável pela lógica de comutação dos interruptores;

Figura 40 - Layout utilizado para execução dos testes.



Fonte: Autoria própria.

Primeiramente, foi testada a lógica computacional implementada para estabelecer a sequência de comutação dos interruptores. Com a mesma tendo sido validada, iniciaram-se os testes aplicando-se uma tensão alternada a entrada do conversor CA-CA. Visava-se chegar as condições nominais de operação projetadas para o conversor, apresentadas na seção 4.1.

Os testes foram realizados com aumentos gradativos do valor da tensão de entrada V_g . Durante o processo, eram monitoradas, através do osciloscópio, os sinais da tensão de saída V_o e da corrente de entrada I_g .

Conforme o valor de V_g aumentava constatou-se um comportamento anômalo do circuito. À medida que V_g se aproximava de 60 V detectou-se ruídos tanto em I_g quanto em V_o . Tais ruídos apresentavam-se em tal intensidade que ocasionavam o funcionamento inadequado do protótipo, chegando ao ponto de danificar alguns dos componentes caso não fosse cessada a alimentação do conversor.

Foram instalados filtros capacitivos na entrada do conversor, e nos demais pontos que pudessem estar gerando os ruídos, porém tais soluções não surtiram efeito e a real causa do problema não pôde ser identificada. Possivelmente, os ruídos

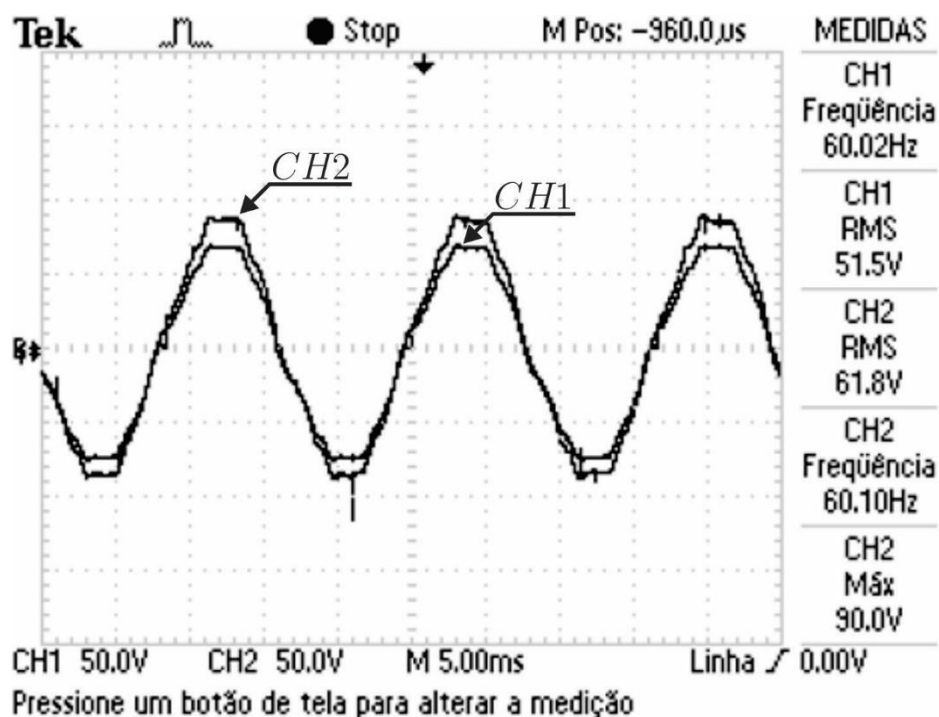
em questão eram oriundos de indutâncias parasitas, presentes no circuito devido a configuração do layout da placa protótipo.

Devido ao problema apresentado acima, optou-se pela realização dos testes com uma tensão de entrada igual a 50 V, 60 Hz. Os resultados dos testes são apresentados na seção 6.4.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

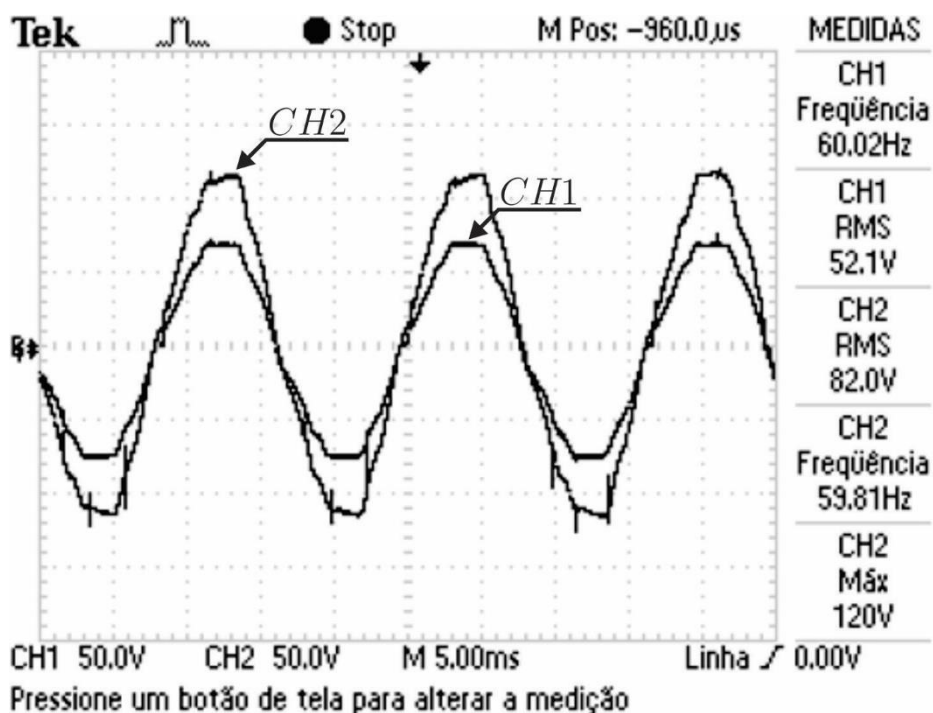
Como mencionado na seção 6.3, para realização dos testes experimentais considerou-se uma tensão de entrada igual a 50 V, 60 Hz. Os demais parâmetros e especificações do circuito mantiveram-se inalteradas, com exceção de alguns casos em que foi variada a razão cíclica do conversor. Na Figura 41, Figura 42 e Figura 43 são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada (V_g) e da tensão de saída (V_o) para valores distintos de razão cíclica (D):

Figura 41 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_g (CH1) e V_o (CH2) para $D = 0,2$.



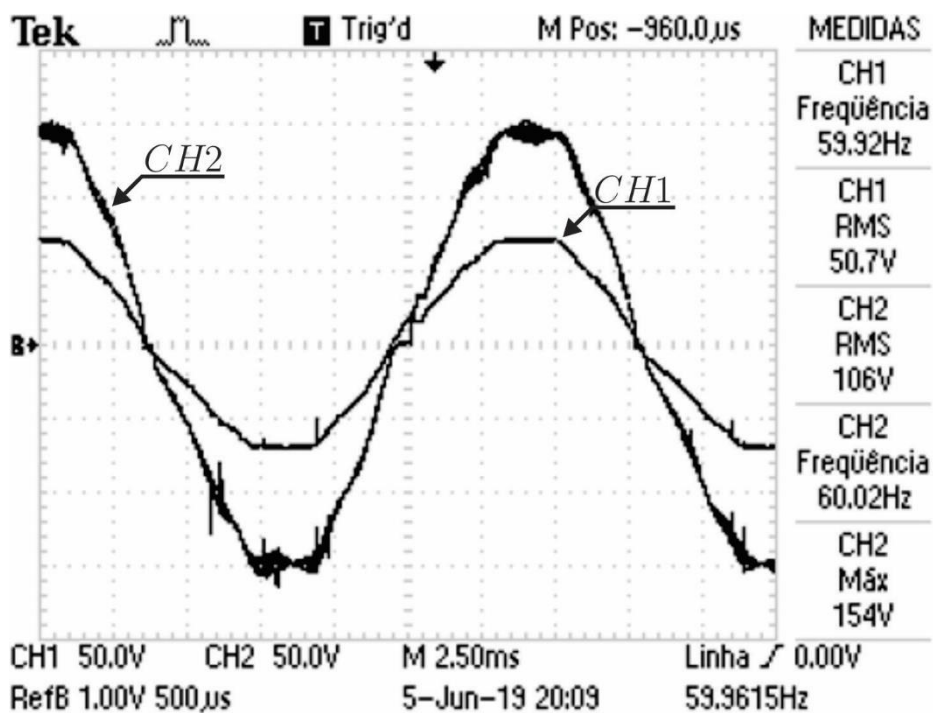
Fonte: Autoria própria.

Figura 42 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: $V_g(CH1)$ e $V_o(CH2)$ para $D = 0,4$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 43 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: $V_g(CH1)$ e $V_o(CH2)$ para $D = 0,6$.

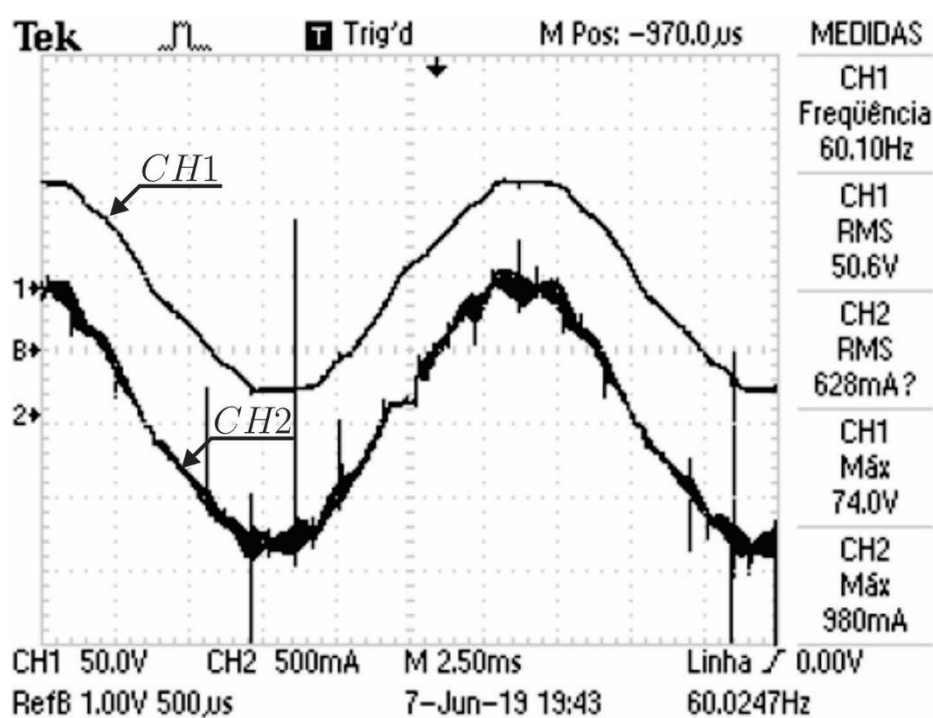


Fonte: Autoria própria.

Observando as figuras mostradas acima nota-se que o conversor cumpre com o seu propósito de operar como um elevador de tensão. Além disso, como já era esperado, conforme o valor de D aumenta também eleva-se o valor da tensão V_o .

A Figura 44 compara os sinais da tensão de entrada e da corrente de entrada do conversor. O sinal de I_g apresenta ruídos de medição, não relacionados a problemas no circuito. Nota-se ainda as componentes de alta frequência presentes na corrente de entrada, e também que as formas de onda de V_g e I_g estão praticamente em fase, resultado em um alto fator de potência de entrada.

Figura 44 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_g (CH1) e I_g (CH2).



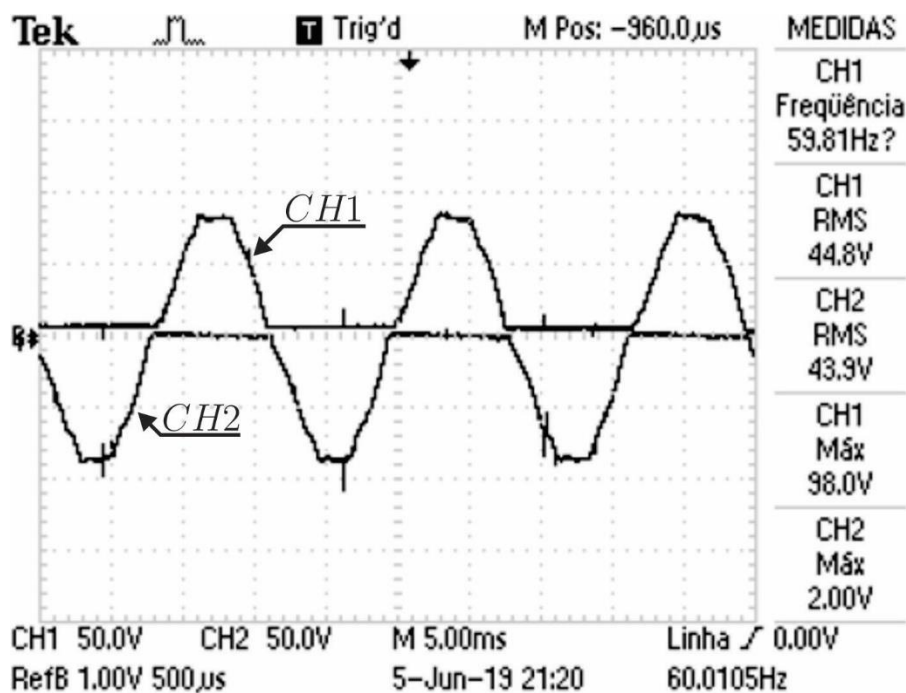
Fonte: Autoria própria.

As formas de onda referentes às tensões nos capacitores são apresentadas na Figura 45. Por meio da imagem é possível verificar o funcionamento correto dos componentes, uma vez que ambos atuam nos semiciclos em que foram designados a operar segundo a topologia do circuito.

Na Figura 46 são mostrados os sinais de tensão nos interruptores S_1 e S_2 . As componentes de alta frequência, para ambos os sinais de tensão, ficam evidenciadas na imagem. Por meio da figura, é possível afirmar que os dois interruptores atuam exatamente de acordo com o projeto da topologia do conversor, sendo acionados

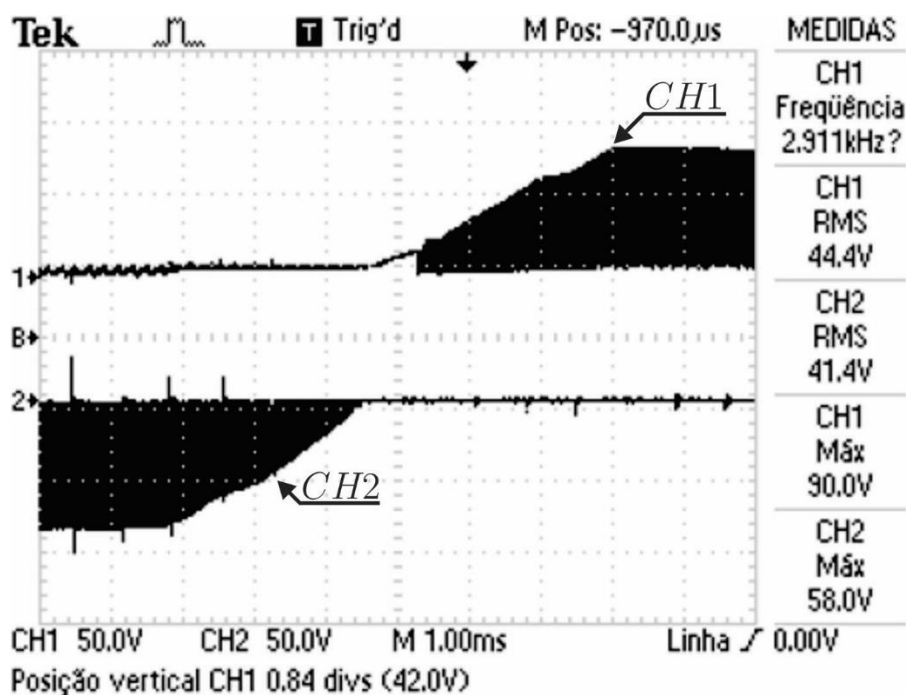
apenas nos semiciclos em que deveriam operar, validando assim a lógica computacional utilizada para o funcionamento do circuito de comando do conversor.

Figura 45 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_{C_1} (CH1) e V_{C_2} (CH2).



Fonte: Autoria própria.

Figura 46 - Resultados experimentais do conversor BOOST CA-CA: V_{S_1} (CH1) e V_{S_2} (CH2).



Fonte: Autoria própria.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Ambientes experimentais sempre demandaram equipamentos confiáveis e eficazes para realização de ensaios. É seguro afirmar que, quanto mais aprimoradas forem as ferramentas utilizadas em um experimento, maiores serão as possibilidades de conseguir alcançar resultados fidedignos referentes ao que se está propondo. Tendo isso em mente, desenvolver uma nova e otimizada opção para alimentação de circuitos em laboratório representa uma contribuição para o desenvolvimento do método científico.

Sendo assim, a topologia de conversor BOOST CA-CA, apresentada neste trabalho, tem por finalidade aperfeiçoar a estratégia utilizada para alimentação de circuitos em ambientes de teste. Por meio do estudo detalhado das etapas de funcionamento do conversor, foi possível estruturar uma base sólida para o entendimento do princípio de funcionamento do mesmo. Realizou-se ainda o equacionamento referente a cada ciclo de operação, assim como a determinação das expressões para a definição dos parâmetros do circuito.

Com o intuito de comprovar o funcionamento da topologia, simulações auxiliadas pelo *software* PSIM foram realizadas. Constatou-se, por meio das mesmas, que o conversor possui tensão e corrente de entrada e saída senoidais e em fase, além de cumprir com a função de operar como um elevador de tensão. Logo, pôde-se verificar que o funcionamento do circuito seguiu o projeto previamente estabelecido, desempenhando sua função de maneira adequada. Devido ao fato de os valores dos componentes utilizados nas simulações terem sido dimensionados por meio das equações obtidas no capítulo 4, é possível afirmar que, de fato, tais equações são válidas para descrever e projetar o funcionamento da topologia.

Sendo determinada uma especificação de projeto, confeccionou-se um protótipo do conversor BOOST CA-CA para que fosse efetuada a validação experimental. Contudo, como mencionado no capítulo 5, problemas relacionados a ruídos foram identificados nos testes experimentais conforme o valor da tensão de entrada era incrementado. Os ruídos provocaram distorções severas na corrente de entrada do circuito, assim como na tensão de saída, chegando ao ponto de danificar alguns dos componentes da placa, como interruptores ou díodos, caso não fosse interrompida a alimentação do conversor.

Várias hipóteses para solução do problema foram testadas, como a instalação de um filtro capacitivo na entrada do conversor e também na saída do circuito comparador, além da instalação de resistores conectados em série com os terminais *gate* de cada MOSFET. No entanto, nenhuma das medidas adotadas convergiu para resolução do distúrbio, e a causa raiz do problema não pôde ser identificada.

Porém, reavaliando o layout da placa protótipo, constatou-se que não foi considerada a separação das trilhas relacionadas ao circuito de comando das trilhas relacionadas ao circuito de potência do conversor. Se considerarmos tal evidência somada ao fato de o circuito de comando operar em alta frequência, conclui-se que indutâncias parasitas podem ter sido inseridas ao circuito, e seriam elas as responsáveis por gerar os ruídos identificados nos testes. Então, uma provável solução para o problema seria o projeto e construção de uma placa protótipo que possuísse tal divisão entre os circuitos de comando e potência.

Devido ao problema descrito anteriormente, optou-se pela realização dos testes experimentais com uma tensão abaixo do especificado, sendo aplicada então uma tensão de entrada igual a 50 V, 60 Hz. Com os sinais obtidos através dos experimentos foi possível constatar que, assim como o que ocorre nas simulações, o conversor possui tanto a tensão quanto a corrente de entrada e saída senoidais e em fase. Notou-se ainda que o mesmo opera como um elevador de tensão, sendo que o seu funcionamento segue as equações definidas no decorrer do trabalho. O funcionamento da lógica computacional, implementada para operação do circuito de comando, assim como o circuito utilizado para detecção dos semiciclos de operação da rede, também puderam ser validadas através dos sinais obtidos.

Por fim, apesar dos problemas identificados no protótipo utilizado nos testes em laboratório, é possível afirmar que o conversor BOOST CA-CA proposto neste trabalho corresponde com as expectativas de funcionamento previamente estabelecidas. Visto que, através dos sinais obtidos por meio de simulações e experimentos, constatou-se que a topologia opera com alto fator de potência de entrada, e possui tensões e correntes de entrada e saída de boa qualidade. O problema enfrentado durante a etapa dos testes experimentais deve ser interpretado como um erro de implementação do circuito em placa, e não como um problema conceitual relacionado a concepção do conversor.

7.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Tendo por base os estudos que ainda podem ser realizados, considera-se as seguintes sugestões para futuros trabalhos:

7.1.1 Estudos baseados em um protótipo com trilhas dedicadas para o circuito de comando e o circuito de potência

Como mencionado no decorrer deste trabalho, a origem dos problemas enfrentados durante os testes práticos pode estar associada à placa protótipo. Não prever trilhas dedicadas para os circuitos de potência e comando possivelmente implicou na inserção de indutâncias parasitas ao circuito. Sendo assim, sugere-se que a topologia proposta seja implementada em um protótipo que possua tal separação entre o circuito de potência e o circuito de comando. Dessa forma, seria possível realizar os testes práticos do conversor em suas configurações nominais, implicando no enriquecimento de dados referentes as características reais de operação desta nova topologia.

7.1.2 Utilização de outra topologia para o circuito de detecção de zero da rede elétrica

O circuito comparador utilizado neste trabalho possui uma topologia simples, porém inspira melhorias em termos de sincronia com a rede elétrica. Optar pela utilização de um circuito comparador de topologia mais robusta, pode significar maiores chances de sucesso na construção do protótipo experimental do conversor BOOST CA-CA proposto, visto que problemas de sincronia podem causar sérias interferências no funcionamento do circuito de comando.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABEDIN, A. H.; KABIR, A.; AHMAD, E.; RAHMAN, D.; CHOUDHURY, M. A. “ A Single Phase Buck-Boost AC-AC Converter with Low Input Current THD and High Input Power Factor”, Acemp - Electromotion, 2011, 8 – 10 September Istanbul - Turkey pp. 175-179.
- ALESINA, A. VENTURINI, M. G. B. “The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input powerface”, in Proc. IEEE PESC'80, pp. 242-252.
- ALESINA, A.; VENTURINI, M. G. B. “Solid State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Synthesis”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-28, No 4, April 1981, pp. 319-330.
- ALESINA, A.; VENTURINI, M. G. B. “Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No 1, January 1989, pp. 101-112.
- KOSOW, Inving Lionel “Máquinas Elétricas e Transformadores”, 4. ed. Rio De Janeiro: Editora Globo, 1982. 666 p.
- AZEVEDO, Israel Belo de. “O Prazer da Produção Científica”. 7. Ed. São Paulo: UNIMEP, 1999. 208 p.
- BARBI, I. Eletrônica de Potência, 4ª Edição, Edição do Autor, Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), UFSC, Florianópolis-SC, Brasil, 2002.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados, Edição dos Autores, Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), UFSC, Florianópolis-SC, Brasil, 2000.
- BRAUN, M.; HASSE, K. “ A direct frequency changer with control of input reactive power”, in Proc. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conf., Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 187-194.
- CERVO, Amado L.; BERVIAN, Pedro A. Metodologia Científica. 2. ed. São Paulo: McGraw- Hill do Brasil, 1978. 144 p.
- FRIEDEMANN, R. A. Conversores CA-CA para Eletrodomésticos Alimentados por Tensão Bi-Volt. 2007. 210 f. Monografia de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- GYUGYI, L and Pelly, B, “Static Power Frequency Changers – Theory, Performance & Application”, John Wiley & Sons, 1976, ISBN 0-471-67800-7.
- HUBER, L.; BOROJEVIC, D.; BURANY, N. “Analysis, design and

implementation of the space vector modulator of forced commutated cycloconverters". IEEE Proc B 139 (2), 1992, pp. 103-113.

KOSOW, I. L. "Máquinas elétricas e transformadores". Rio de Janeiro: Editora Globo, 1982.

MOTOROLA SWITCHMODE Power Rectifiers. Disponível em:

<<http://www.alldatasheet.com/datasheetpdf/pdf/5595/MOTOROLA/MUR860.html>> Acesso em: 30 de maio. 2019.

NOOR, Z. M.; RAHMAN, A.; AHMAD, N. F. A.; ARIS, A. M. "Modeling and Simulation of a Single-Phase Boost AC-AC Converter Using Single-Phase Matrix Converter Topology", 2011 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE 2011) pp. 208-213

PETRY, C. A. Introdução aos Conversores CC-CC. Disponível em: <http://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Introducao_Conversores_CC_CC.pdf> Acesso em: 03 de novembro de 2018.

POMILIO, J. A. Fontes Chaveadas – Cap. 1 - Topologias Básicas de Conversores CC-CC não isolados. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it744/cap3.pdf>>. Acesso em 02 de novembro. 2018.

Power Mosfet IRFBE30 Vishay Siliconix. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheetpdf/pdf/251058/VISHAY/IRFBE30.htm>> Acesso em 31 de maio. 2019

RODRIGUEZ, J. " A new control technique for AC-AC converters", in PROC. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conf., Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 203-208.

Tiva™ C Series TM4C123G LaunchPad Evaluation Board User's guide. Disponível em:

<<http://www.ti.com/tool/EKTM4C123GXL?keyMatch=tiva&tisearch%2520=Search-ENEverything#Technical%20Documents>> Acesso em: 10 de junho de 2019.

APÊNDICE A – LÓGICA COMPUTACIONAL UTILIZADA PARA OPERAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO

```

#include "driverlib/pin_map.h"
#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_gpio.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/pwm.h"
#include "driverlib/adc.h"

int main (void)
{
    uint32_t freq = 50000, ticks=0;
    uint32_t duty=20;
    uint32_t Sinal_Entrada = 0x00;
    uint32_t adcbuffer[1];
    uint32_t adcbuffer2[1];
    uint32_t AD, aux;

    //Pheriferals
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOC);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOD);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM1);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC1);

    //Teste dos periféricos
    while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_GPIOC));
    while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_GPIOD));
    while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_GPIOF));
    while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_PWM1));
    while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_ADC0));
    while(!SysCtlPeripheralReady(SYSCTL_PERIPH_ADC1));

    //Conversor AD

    GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTD_BASE, GPIO_PIN_3); // Pino PD3 - Entrada
    Analógica dedicada para o sinal de saída do comparador.

    ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
    ADCSequenceConfigure(ADC1_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);

    ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 3, 0, ADC_CTL_CH5 | ADC_CTL_IE |
    ADC_CTL_END);
    ADCSequenceStepConfigure(ADC1_BASE, 3, 0, ADC_CTL_CH4 | ADC_CTL_IE |
    ADC_CTL_END);

    ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 3);
    ADCSequenceEnable(ADC1_BASE, 3);

```

```

ADCIntClear(ADC0_BASE, 3);
ADCIntClear(ADC1_BASE, 3);

//PWM

//Configuração dos pinos do PWM6
GPIOPinConfigure(GPIO_PF2_M1PWM6);
GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2);

//Configuração dos pinos do PWM7
GPIOPinConfigure(GPIO_PF3_M1PWM7);
GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_3);

PWMGenConfigure(PWM1_BASE, PWM_GEN_3, PWM_GEN_MODE_DOWN |
PWM_GEN_MODE_NO_SYNC | PWM_GEN_MODE_DBG_RUN);
ticks = SysCtlClockGet()/freq;

//Período
PWMGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_3,ticks);
PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_6, (duty)*ticks/100);
PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_7, ((duty)*ticks/100));

PWMGenEnable(PWM1_BASE, PWM_GEN_3);

// Turn on the Output pins
PWMOutputState(PWM1_BASE, (PWM_OUT_6_BIT | PWM_OUT_7_BIT), true);

//Entradas do comparador (PIN PC5)
GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_5);

//Saída para o semiciclo positivo de operação da rede (PIN PC6)
GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_6);

//Saída para o semiciclo positivo de operação da rede (PIN PC7)
GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_7);

//Programa para o acionamento das saídas e entradas conforme o sinal
do comparador
while(1)
{
    if(duty<20)
    {
        PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_6, ((20)*ticks/100));
        PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_7, ((20)*ticks/100));
    }

    else
    {
        PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_6, ((duty)*ticks/100));
        PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_7, ((duty)*ticks/100));
    }

//ADC (Comparador)
ADCIntClear(ADC1_BASE, 3);

```

```

        ADCProcessorTrigger(ADC1_BASE, 3); // Trigger the
ADC conversion.
        while(!ADCIntStatus(ADC1_BASE, 3, false)){} // Wait for
conversion to be completed.
        ADCIntClear(ADC1_BASE, 3); // Clear the
ADC interrupt flag.
        ADCSequenceDataGet(ADC1_BASE, 3, adcbuffer2); // Read ADC
Value.

        aux = adcbuffer2[0];

        Sinal_Entrada = ((aux*0.0008)/3.3)*100; //percentagem do valor da
entrada analógica a ser comparada para determinação do semiciclo de operação do
comparador

        //Recebe o valor do signal de entrada (Sinal do Comparador)
        //Sinal_Entrada = GPIOPinRead(GPIO_PORTC_BASE,GPIO_PIN_5);

        if(Sinal_Entrada<10)
        {
            PWMOutputState(PWM1_BASE, (PWM_OUT_6_BIT), true); // PWM_OUT 6
estará funcionando para o semiciclo positivo.
            PWMOutputState(PWM1_BASE, (PWM_OUT_7_BIT), false); // PWM_OUT
7 estará desabilitado para o semiciclo positivo.

            GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_7, 0x00); // A
saída do pino PC7 será desativado.

            if(GPIOPinRead(GPIO_PORTC_BASE,GPIO_PIN_7)==0)
            {
                GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_6, 0xFF); // A
saída do pino PC6 será setada.
            }
        }

        if(Sinal_Entrada>=10)
        {
            PWMOutputState(PWM1_BASE, (PWM_OUT_6_BIT), false); // PWM_OUT 6
estará desabilitado para o semiciclo negativo.
            PWMOutputState(PWM1_BASE, (PWM_OUT_7_BIT), true); // PWM_OUT 7
estará funcionando para o semiciclo negativo.

            GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_6, 0x00); // A saída
do pino PC6 será desativado para o semiciclo negativo.

            if(GPIOPinRead(GPIO_PORTC_BASE,GPIO_PIN_6)==0)
            {
                GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_7, 0xFF); // A saída
do pino PC7 será setada para o semiciclo negativo.
            }
        }
    }
}

```

APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR

Para o correto dimensionamento do indutor requerido, considerou-se a razão cíclica no valor de 0,421. Desse modo, de acordo a equação de dimensionamento do indutor, mostrada no capítulo 3, considera-se o seguinte valor de indutância:

$$L = \frac{V_L \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_L}$$

Dados: $V_L = 180 \text{ V}$, $D = 0,421$, $T_s = 2 \cdot 10^{-5} \text{ s}$ e $\Delta i_L = 1,667$

$$L = 0,909 \text{ mH}$$

A partir do cálculo da indutância necessária para o projeto, o dimensionamento do núcleo é feito, de acordo com a equação a seguir:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4$$

Dados: $L = 0,909 \text{ mH}$, $I_{pico} = 5,556 \text{ A}$, $I_{eficaz} = 3,928 \text{ A}$, $B_{max} = 0,3 \text{ T}$,

$J_{max} = 450 \text{ A/cm}^2$ e $k_w = 0,7$

$$A_e A_w = 2,1 \text{ cm}^4$$

A partir desse valor calculado foi escolhido o núcleo EE-42/15, em que os dados relacionados são apresentados na Tabela 2 abaixo.

Tabela 4 - Dados do núcleo do indutor escolhido.

Núcleo	Área da seção transversal (A_e)	Área da janela do carretel (A_w)	Comprimento médio de uma espira (l_e)	Permeabilidade magnética do ar (μ_0)
E-42/15	181 mm ²	157 mm ²	87 mm	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Autoria própria.

Na sequência é calculado o número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e}$$

Dados: $L = 0,909 \text{ mH}$, $I_{pico} = 5,556 \text{ A}$, $B_{max} = 0,30 \text{ T}$ e $A_e = 181 \text{ mm}^2$

$$N = 93,028 = 94 \text{ espiras}$$

O comprimento do entreferro é calculado pela seguinte fórmula:

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2}$$

Dados: $N = 94 \text{ espiras}$, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$, $A_e = 1,81 \text{ cm}^2$ e $L = 0,909 \text{ mH}$

$$l_{\text{entreferro}} = 0,221 \text{ cm}$$

Para o núcleo EE utilizado, necessita a divisão por dois. Sendo assim:

$$l_g = \frac{l_{\text{entreferro}}}{2}$$

$$l_g = 0,111 \text{ cm}$$

No cálculo do diâmetro do condutor, considera-se o critério térmico, sendo assim, calcula-se o condutor mínimo necessário, para atender a aplicação.

$$S_{\text{fio}} = \frac{I_{\text{eficaz}}}{J_{\text{max}}}$$

$$\text{Dados: } I_{\text{eficaz}} = 3,9287 \text{ A e } J_{\text{max}} = 450 \text{ A/cm}^2$$

$$S_{\text{fio}} = 0,00873 \text{ cm}^2$$

Assim, pelos valores tabelados dos tipos de condutores, o mínimo necessário para atender ao critério térmico será o AWG17, com diâmetro igual a 1,115 mm e área da seção, $1,0379 \text{ mm}^2$. E com a definição do número de condutores igual a 1

No cálculo da resistência térmica do núcleo utiliza-se a equação:

$$Rt_{\text{nucleo}} = 23(A_e A_w)^{-0,37}$$

$$\text{Onde: } A_e A_w = 2,84 \text{ cm}^4$$

$$Rt_{\text{nucleo}} = 15,63 \text{ C}^\circ/\text{W}$$

Finalmente, a última etapa de dimensionamento é possibilidade de execução, que verifica a viabilidade de colocar os enrolamentos na janela do núcleo (A_w). Assim, segue:

$$Aw_{\text{min}} = \frac{N \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{\text{fio}}}{k_w}$$

$$\text{Sendo: } N = 94 \text{ espiras, } n_{\text{condutores}} = 1, S_{\text{fio}} = 0,010379 \text{ cm}^2 \text{ e } k_w = 0,7$$

$$Aw_{\text{min}} = 1,3938$$

Agora, calcula-se a possibilidade de execução, definida como:

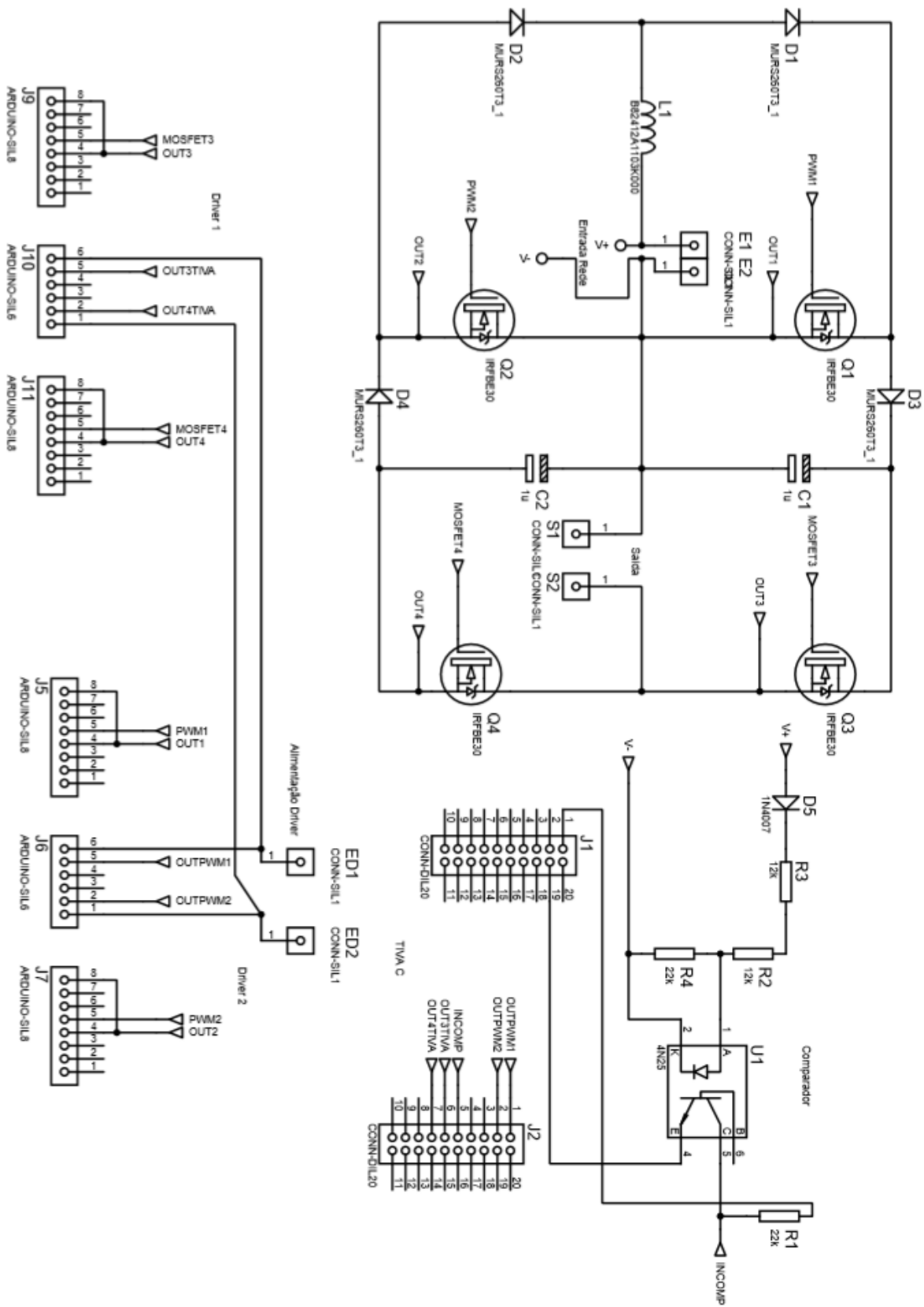
$$Exec = \frac{Aw_{\text{min}}}{Aw_{\text{nucleo}}} < 1$$

$$\text{Onde: } Aw_{\text{min}} = 1,3938 \text{ e } Aw_{\text{nucleo}} = 1,57$$

$$Exec = 0,88 < 1$$

Logo, é possível comprovar a viabilidade de construção do indutor com os parâmetros apresentados.

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DA PLACA PROTÓTIPO



APÊNDICE D – LAYOUT DA PLACA PROTÓTIPO

