

GABRIEL BOCARDO DE OLIVEIRA

**CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO
BIDIRECIONAL PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS HÍBRIDOS DE
ENERGIA SOLAR**

JOINVILLE, SC

2017

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GABRIEL BOCARDO DE OLIVEIRA

CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO
BIDIRECIONAL PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS HÍBRIDOS

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

Orientador: Dr. Marcello Mezaroba

JOINVILLE, SC

2017

GABRIEL BOCARDO DE OLIVEIRA

**CONVERTOR CC-CC NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO BIDIRECIONAL PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS HÍBRIDOS**

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

Banca Examinadora

Orientador:

Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do estado de Santa Catarina

Membro:

Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro:

Ms. Eng. Ilson Xavier Zanatta
Supplier Indústria e Comércio de Eletroeletrônicos LTDA

Joinville, SC, 30/06/2017

Dedico a todos que em algum momento no período de desenvolvimento deste trabalho dedicaram tempo a mim, tanto para me dar força ou me ensinar e guiar.

RESUMO

OLIVEIRA, Gabriel Bocardo. **Conversor CC-CC não isolado de alto ganho bidirecional para aplicação em sistemas híbridos**. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica - Área: Eletrônica de Potência) - Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2017.

Dentre diversos modos de geração de energia solar o trabalho de conclusão de curso exposto no presente documento visa o desenvolvimento de um conversor CC-CC de alto ganho bidirecional aplicável a sistemas híbridos de energia solar. O conversor é composto por dois estágios de processamento de energia, consistindo o primeiro estágio em um conversor CC-CC *Boost* entrelaçado bidirecional, e o segundo em um conversor CC-CC *Boost*, ambos não isolados. Será realizado o projeto de ambos os conversores para uma potência total de 1000W, entrada de menor valor de tensão 48V e entrada de maior valor 350V. Tal conversor possibilita a troca de energia bidirecional entre o barramento de baterias e o barramento CC o qual um inversor é implementado para que se tenha ao final da topologia 220Vac.

Palavras-chave: sistema híbrido, painéis fotovoltaicos, conversor CC-CC, inversor solar bidirecional, conversor em cascata.

ABSTRACT

Among several solar power generation modes, the course completion work presented in this paper aims at the development of a bidirectional high gain CC-CC converter applicable to hybrid solar energy systems. The converter consists of two stages of power processing, the first stage consisting of a bidirectional interleaved DC-Boost converter, and the second in a DC-Boost converter, both non-isolated. The design of both converters will be realized for a total power of 1000W, lower voltage input value 48V and higher voltage input value 350V. The converter enables bidirectional power exchange between the battery bus and the DC bus which an inverter is implemented to have at the end of the topology 220Vac

Palavras-chave: Hybrid system, photovoltaic panels, DC-DC converter, bidirectional solar inverter, cascade boost.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Curva da gigatoneladas de CO ₂ por ano	17
Figura 2 - Gráfico preço do Watt(U\$) por ano da energia fotovoltaica.	19
Figura 3 - Usina Solar Fotovoltaica.	19
Figura 4 - Esquemático de um Sistema fotovoltaico isolado, conectado e híbrido respectivamente.	21
Figura 5 - Gráfico demanda de carga, incidência de sol e fornecimento de energia para um sistema isolado.....	22
Figura 6 - Gráfico demanda de carga, incidência de sol e fornecimento de energia para um sistema híbrido	22
Figura 7 - Exemplo de modos de operações de um sistema híbrido em um dia usual.	23
Figura 8 - Configuração espera passiva.....	24
Figura 9 - Configuração de dupla conversão.....	24
Figura 10 - Configuração interativa com a rede com chave externa, com chave de desconexão interna respectivamente.....	25
Figura 11 - Inversores híbridos para diferentes potências	27
Figura 12 - Arquitetura convencional de estágios de um sistema híbrido.	28
Figura 13 - Conversor <i>Boost</i>	30
Figura 14 - Conversor <i>Boost</i> entrelaçado.....	31
Figura 15 - Célula de comutação de três estados.	32
Figura 16 - Conversor baseado na célula de comutação de três estados.....	32
Figura 17 - Conversor <i>Boost</i> quadrático.....	33
Figura 18 - Conversor <i>Boost</i> cascata	34
Figura 19 - Conversor <i>Boost</i> bidirecional	35
Figura 20 - Conversor <i>Boost</i> entrelaçado bidirecional.....	35
Figura 21 - Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados	36
Figura 22 - Conversor proposto.....	37
Figura 23 - Segundo estágio de potência.....	38
Figura 24 - Curva de ganho por razão cíclica para um conversor Boost.....	39
Figura 25 - Primeira etapa de operação (modo barramento - carga)	40
Figura 26 - Segunda etapa de operação (modo barramento - carga)	40
Figura 27 - Curva de ganho por razão cíclica para um conversor Buck.....	42

Figura 28 - Primeira etapa de operação (modo carga - barramento)	43
Figura 29 - Segunda etapa de operação (modo carga - barramento)	43
Figura 30 - Primeiro estágio de potência.....	54
Figura 31 - Comparação entre as correntes dos dois conversores no interruptor, indutor e diodo, respectivamente	55
Figura 32 - Corrente no capacitor de entrada do conversor entrelaçado e convencional no modo <i>Boost</i>	56
Figura 33 - Corrente no capacitor de saída do conversor entrelaçado e convencional no modo <i>Boost</i>	56
Figura 34 - Formas de onda para a entrada, saída antes do capacitor e tensão de saída para ângulo de 30°	57
Figura 35 - Simulação do conversor proposto no modo <i>Boost</i>	58
Figura 36 - Corrente em L_1 e L_2	58
Figura 37 - Corrente em L_1 e L_2 acoplados	59
Figura 38 - Tensão nos interruptores S_1 e S_2	59
Figura 39 - Tensão e corrente no barramento intermediário	60
Figura 40 - Tensão no interruptor S_5	60
Figura 41 - Tensão e corrente na saída	61
Figura 42 - Simulação do conversor proposto no modo <i>Buck</i>	62
Figura 43 - Tensão e corrente de entrada no modo <i>Buck</i>	62
Figura 44 - Tensão no interruptor S_6	63
Figura 45 - Tensão e corrente no barramento intermediário	63
Figura 46 - Corrente nos indutores L_1 e L_2	64
Figura 47 - Corrente no indutor L_1 e L_2 acoplados	64
Figura 48 - Tensão nos interruptores S_3 e S_4	65
Figura 49 - Tensão e corrente de saída	65
Figura 50 - Circuito térmico para o dimensionamento do dissipador.....	71
Figura 51 - Conversor implementado na prática	87
Figura 52 - Esquemático do circuito de comando	88
Figura 53 - Tensão V_{in} (amarelo) e corrente I_{in} (roxo).....	89
Figura 54 - Tensão V_{L1} (amarelo) e corrente I_{L1} (roxo)	90
Figura 55 - Tensão V_{L2} (azul) e corrente no indutor L_2 (roxo)	91
Figura 56 - Tensão V_{S1} (amarelo) e V_{S3} (azul)	91
Figura 57 - Tensão V_{S1} (amarelo) e V_{S2} (azul)	92
Figura 58 - Tensão V_{int} (amarelo) e corrente I_{int} (roxo).	92

Figura 59 - Tensão V_{L3} (amarelo) e corrente I_{L3} (roxo).....	93
Figura 60 - Tensão V_{S5} (azul) e V_{S6} (amarelo).....	93
Figura 61 - Tensão V_o (amarelo) e corrente I_o (roxo)	94
Figura 62 - Tensão V_{S5} (azul) e V_{S6} (amarelo)	95
Figura 63 - Tensão V_{L3} (amarelo) e corrente $-I_{L3}$ (roxo)	95
Figura 64 - Tensão V_{int} (amarelo) e corrente $-I_{int}$ (roxo)	96
Figura 65 - Tensão V_{S1} (azul) e V_{S3} (amarelo).....	96
Figura 66 - Corrente I_{L1} (verde) e I_{L2} (roxo).....	97
Figura 67 - Tensão V_{L1} (amarelo) e Corrente I_{L1} (verde).....	97
Figura 68 - Tensão V_{in} (azul) e corrente $-I_{in}$ (roxo)	98

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tabela de conversores híbridos	26
Tabela 2 - Regiões de operação.	34
Tabela 3 - Especificações gerais do conversor.	73
Tabela 4 - Especificações do conversor no modo <i>Boost</i>	73
Tabela 5 - Especificações do conversor no modo <i>Buck</i>	73
Tabela 6 - Especificações transistor IPP075N15N3 (100°C).....	79
Tabela 7 - Especificações transistor IRGP50B60PD (100°C)	81
Tabela 8 - Especificações do capacitor nichicon PL(M) 6.3	84
Tabela 9 - Especificações do capacitor PANASONIC EETED2D152EA.....	85
Tabela 10 - Especificações do capacitor Samsung B 43840 A447M	86

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCTE	Célula de comutação de três estados
CO ₂	Dióxido de Carbono
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Internacional de Eletrotécnica)
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de alimentação ininterrupta)
VFD	<i>Voltage and frequency dependent</i> (Dependente da tensão e frequência)
VFI	<i>Voltage and frequency independent</i> (Independente da tensão e frequência)
VI	<i>Voltage independent</i> (Independente da tensão)
TCC	Trabalho de conclusão de curso
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Ponto de máxima potência)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por largura de pulso)
MCC	Modo de condução contínua
MCCr	Modo de condução crítica
MCD	Modo de condução descontínua

LISTA DE SÍMBOLOS

V	Tensão
V_{AC}	Tensão alternada
I	Corrente
T	Período
$\underline{T}$	Tempo
D_{Boost}	Razão cíclica do conversor no modo <i>Boost</i>
D_{Buck}	Razão cíclica do conversor no modo <i>Buck</i>
DS	Razão cíclica
V_{in}	Tensão de entrada no modo <i>Boost</i>
V_{int}	Tensão de intermediária
V_o	Tensão de saída no modo <i>Boost</i>
I_{in}	Corrente de entrada no modo <i>Boost</i>
I_{int}	Corrente intermediária
I_o	Corrente de saída no modo <i>Boost</i>
P_{in}	Potência de entrada
P_{int}	Potência intermediária
P_{out}	Potência de saída
W	Energia
G_{Boost}	Ganho no modo <i>Boost</i>
G_{Buck}	Ganho no modo <i>Buck</i>
ΔI	Variação de corrente
$\Delta I\%$	Variação de percentual de corrente
ΔV	Variação de tensão
$\Delta V\%$	Variação de percentual de tensão
m	Ângulo de inclinação de uma reta
n	Número real
f	Frequência
R_{load}	Resistência de carga
Z_{bat}	Impedância da bateria
C	Capacitância
L	Indutância
S	Interruptor

D	Diodo intrínseco ao interruptor
A_e	Área da janela do núcleo
A_w	Área do núcleo do núcleo
$A_e A_w$	Produto das áreas
$J_{m\acute{a}x}$	Densidade de corrente máxima no indutor
K_w	Fator de enrolamento
K_p	Fator de ocupação
ΔB_L	Variação da densidade de fluxo magnético
μ_o	Permeabilidade magnética do ar
N	Número de espiras
$l_{entreferro}$	Comprimento do entreferro
$l_{entreferro_usado}$	Comprimento do entreferro utilizado
S_{cuL}	Mínima seção do cobre
Δ	Profundidade de penetração da corrente
$d_{m\acute{a}x}$	Diâmetro máximo do condutor
$n_{condutores}$	Número de condutores em paralelo
ρ_{cu}	Resistividade do cobre
l_{tl}	Comprimento médio de uma espira
K_h	Coeficiente de perdas por histerese
K_f	Coeficiente de perdas por correntes parasitas
V_{el}	Volume do núcleo
ΔT	Elevação de temperatura
EXE	Possibilidade de execução
R_{cd}	Resistência térmica cápsula-dissipador
R_{jc}	Resistência térmica junção-cápsula
R_{da}	Resistência térmica dissipador-ambiente
RSE	Resistência térmica série equivalente
Q	Carga

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA	17
1.2 A ENERGIA SOLAR	18
1.2.1 Sistemas de geração distribuída de energia elétrica fotovoltaica	20
1.2.2 Sistemas híbridos	21
1.2.3 Classificação de conversores fotovoltaicos bidirecionais	23
1.3 CONVERSORES COMERCIAIS	26
1.4 DELIMITAÇÃO DO PROBLEMA	28
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO	28
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	30
2.1 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO	30
2.1.1 Conversor elevador (<i>Boost</i>)	30
2.1.2 Conversor elevador entrelaçado (<i>Boost Interleaved</i>)	31
2.1.3 Conversor elevador baseado na célula de comutação de três estados. (<i>Boost using Three-State Switching Cells</i>)	31
2.2 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO DE ALTO GANHO	33
2.2.1 Conversor <i>Boost</i> Quadrático	33
2.2.2 Conversor <i>Boost</i> em cascata	33
2.3 CONVERSORES BIDIRECIONAIS	34
2.4 ESCOLHA DO CONVERSOR	36
3 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST BIDIRECIONAL	38
3.1 ANÁLISE QUALITATIVA	38
3.1.1 Etapas de operação (modo <i>Boost</i>)	39
3.1.2 Formas de onda do conversor <i>Boost</i> (modo <i>Boost</i>)	41
3.1.3 Etapas de operação (modo <i>Buck</i>)	42
3.1.4 Formas de onda do conversor (modo <i>Buck</i>)	44
3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA	45

	15
3.2.1 Ganho estático (modo <i>Boost</i>).....	45
3.2.2 Ganho estático (modo <i>Buck</i>).....	45
3.2.3 Determinação dos esforços de corrente e tensão sobre os componentes no modo <i>Boost</i>	46
3.2.4 Determinação dos esforços de corrente e tensão nos componentes no modo <i>Buck</i>	50
4 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST BIDIRECIONAL ENTRELAÇADO.	54
4.1 POTÊNCIA PROCESSADA.....	54
4.2 EQUACIONAMENTO DOS CAPACITORES.....	56
4.3 COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES.....	56
5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR.....	58
5.1 SIMULAÇÃO NO MODO <i>BOOST</i>	58
5.2 SIMULAÇÃO NO MODO <i>BUCK</i>	62
6 METODOLOGIA DO PROJETO DO CONVERSOR	66
6.1 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA.....	66
6.2 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES TIPO MOSFET.....	69
6.3 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES TIPO IGBT.....	69
6.4 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS.....	70
6.5 DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES.....	70
6.6 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE ENTRADA E SAÍDA.....	72
7 PROJETO DO CONVERSOR.....	73
7.1 ESPECIFICAÇÃO DO PROJETO DO CONVERSOR.....	73
7.2 PROJETO DAS INDUTÂNCIAS DE ENTRADA.....	74
7.2.1 Indutores L_1 e L_2	74
7.2.2 Indutor L_3	76
7.3 CÁLCULO PARA OS INTERRUPTORES.....	78
7.3.1 Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	78
7.3.2 Interruptores S_5 e S_6	80
7.4 CÁLCULO DOS DISSIPADORES.....	82
7.4.1 Cálculo para do dissipador para S_1 , S_2 , S_3 e S_4	82

	16
7.4.2 Cálculo dos dissipadores para S_5 e S_6 .	83
7.5 CÁLCULO DOS CAPACITORES.	84
7.5.1 Cálculo do capacitor C_1 .	84
7.5.2 Cálculo do capacitor C_2 .	85
7.5.3 Cálculo do capacitor C_3 .	86
8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
8.1 CIRCUITO DE COMANDO	87
8.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA	89
8.2.1 Modo <i>Boost</i>	89
8.2.2 Modo <i>Buck</i>	95
9 CONCLUSÃO	99
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	101

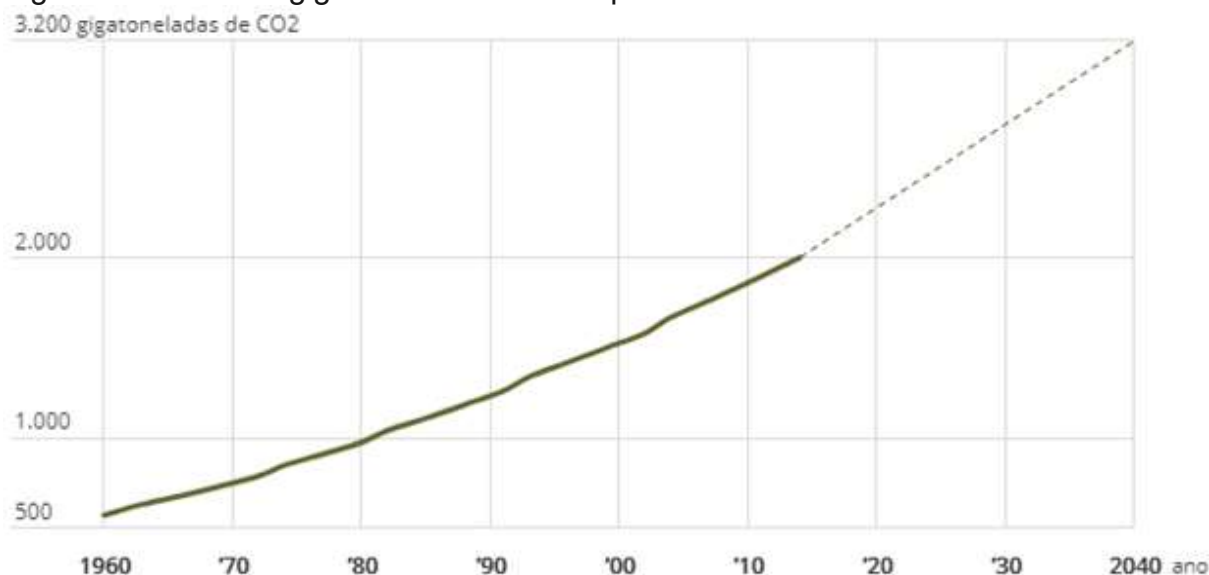
1 INTRODUÇÃO

O capítulo a seguir é dedicado a introdução do tema ao leitor. Será realizada uma contextualização histórica, apresentando os eventos que marcaram o início dos estudos sobre energias renováveis. A seguir será apresentada algumas características sobre a geração de energia solar, seus modos geração, e os tipos de sistemas de geração distribuída. Será feita uma classificação de conversores bidirecionais e por fim serão analisados inversores híbridos comerciais.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA

A revolução industrial no século XVIII deu início ao uso de máquinas a vapor a base de carvão. A utilização dessas máquinas em massa fez com que a emissão de poluentes como CO₂ crescesse exponencialmente e consequentemente o surgimento da poluição mundial. Conforme [1] a Figura 1 apresenta um gráfico de emissão de CO₂ por anos e mostra que, se projetada uma linha de aumento do CO₂, até 2040 irá haver cerca de 3200 gigatoneladas de CO₂ na atmosfera. Este valor condiz com o valor necessário para aumentar em 2°C a temperatura da terra, valor alarmantes conforme especialista.

Figura 1 - Curva da gigatoneladas de CO₂ por ano



Fonte: [1]

Em 1972, na cidade de Estocolmo, ocorreu a Conferência das Nações Unidas sobre o Meio Ambiente Humano. Neste evento as mudanças climáticas foram o cerne de discussões e apoiada nessas, as primeiras ações em proteção ao meio ambiente

foram tomadas. Ao passar dos anos outras convenções e encontros foram realizados entre governantes e cientistas para que em 1997, na III Conferência das Partes, em Kyoto, fosse elaborado o primeiro tratado ambiental, o tratado de Kyoto[2]. Foi acordado entre os países participantes o comprometimento de reduzir suas emissões de CO₂, diversos outros encontros e tratados foram feitos, como por exemplo, a Conferência das Partes que é realizada em diversos países como a cidade de Marrakesh em Marrocos a atual escolhida para sediar o evento em 2016[3].

Dentre todos esses encontros, a conferência Rio-92 ou Eco-92, realizada em julho de 1992, apresentou o documento Agenda 21[4], que teve como um dos objetivos determinar a necessidade de implementação de fontes renováveis de energia como fontes solares, eólicas, hidráulicas e de biomassa.

1.2 A ENERGIA SOLAR.

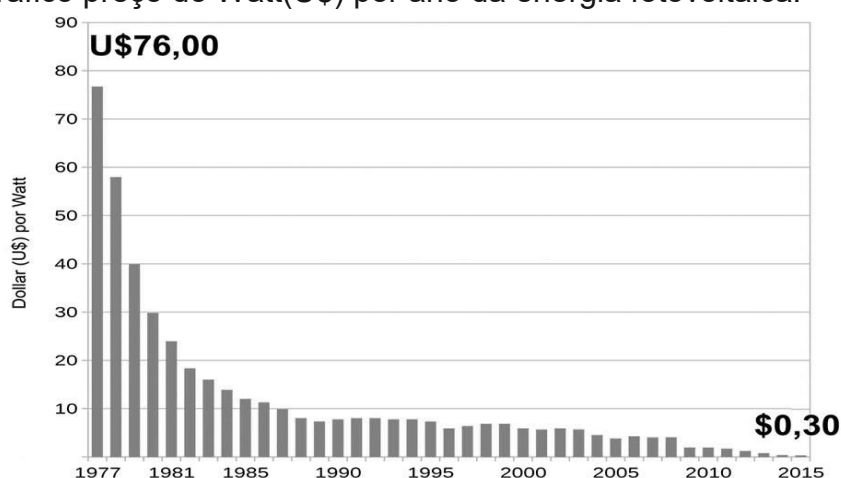
Entre as energias renováveis a energia solar fotovoltaica vem se destacando principalmente pela queda de seu custo e por sua modularidade. Dentre os modos de implantação da energia solar fotovoltaica os sistemas híbridos ganham espaço nas aplicações em casas de campo, carros elétricos e residências urbanas por trazer maiores possibilidades e vantagens ao usuário que implanta o sistema.

A energia solar, bem como a energia geotérmica e a nuclear, é uma energia primitiva. Dessa forma, qualquer energia proveniente da energia irradiada do sol, como por exemplo o aquecimento solar, a energia heliotérmica, a arquitetura solar, a fotossíntese artificial e a energia solar fotovoltaica, são energia solar. No entanto, a geração pode ser feita de modo direto, como os exemplos citados, sendo a energia adquirida diretamente do sol ou indiretamente por meio do aquecimento de fluídos. Conforme ANEEL(2004), *“Quase todas as fontes de energia - hidráulica, biomassa, eólica, combustível fóssil e energia dos oceanos - são formas indiretas de energia solar”*. Entre as técnicas diretas a energia solar fotovoltaica apresenta vantagens relevantes como a possibilidade de produzir energia em locais remotos, baixa necessidade de manutenção, disponibilidade da fonte de energia gratuita, operação em pequenas áreas e modularidade.

Em contrapartida a energia fotovoltaica apresenta custo elevado em comparação a outras formas de energia, fato que vem melhorando consideravelmente pelo constante estudo na área e evolução da tecnologia dos painéis, conversores e sistemas auxiliares. A Figura 2 apresenta um gráfico de preço do Watt(U\$) produzido

por energia solar por ano. Percebe-se que mesmo o preço sendo uma das desvantagens da energia solar, o custo vem decrescendo anualmente.

Figura 2 - Gráfico preço do Watt(U\$) por ano da energia fotovoltaica.



Fonte: [5]

Pela vantagem de a energia fotovoltaica ser modular, a geração pode ser feita de modo centralizado ou distribuído.

A geração centralizada é caracterizada pelo conglomerado de placas fotovoltaicas concentrados em apenas um local que configura o conceito de usina solar. Já a geração distribuída é caracterizada por pequenos conjuntos de placas fotovoltaicas instaladas próximas às cargas, isso possibilita que o cliente tenha em sua própria residência uma geração de energia. A Figura 3 apresenta uma usina solar fotovoltaica e mostra o meio com que a energia solar é convertida em elétrica.

Figura 3 - Usina Solar Fotovoltaica.



Fonte: <http://www.sunedison.es/>

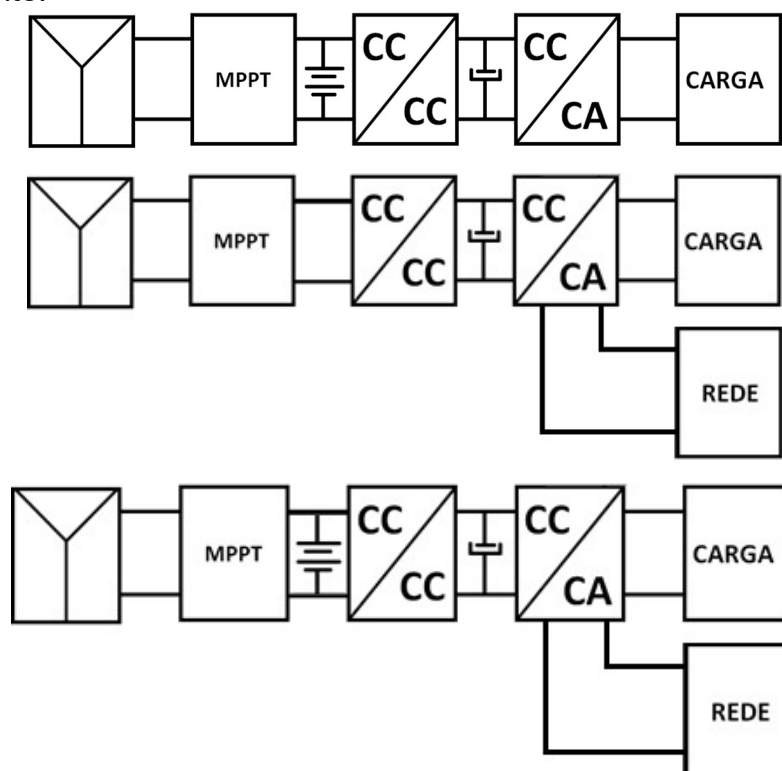
Devido à incidência da luz do sol ocorrer apenas em parte do dia, nos sistemas fotovoltaicos, técnicas de armazenamento de energia visam prolongar o tempo de utilização da energia solar e desta forma, prolongar o tempo de consumo com energia limpa. Para os sistemas ditos como distribuído são classificadas em três diferentes sistemas de geração. [6]

1.2.1 Sistemas de geração distribuída de energia elétrica fotovoltaica

Em um sistema classificado como isolado, os painéis fotovoltaicos se tornam a única fonte de geração de energia para as cargas e, caso a interrupção da energia seja indesejável, o uso de baterias se torna imprescindível. Essa categoria tem aplicação em regiões remotas onde não é possível o acesso à rede de distribuição de energia elétrica. No sistema conectado, os painéis são conectados com à rede de distribuição para que em momentos de pouca geração as cargas possam ser supridas pela rede e, em momentos de geração acima do consumo, a energia elétrica possa ser injetada na rede. A resolução 482 da ANEEL regulamenta a microgeração e minigeração de energia no Brasil, dispondo de um sistema de créditos de energia ativa para compensação do sistema elétrico brasileiro [7]. A ausência de baterias barateia o sistema, elimina a necessidade de manutenção e de trocas frequentes.

O sistema híbrido por sua vez apresenta conexão com a rede para troca de energia com o sistema elétrico, e baterias para o armazenamento próprio. Como vantagem o sistema apresenta uma menor dependência da rede e suas possíveis quedas além de garantir uma reserva de energia obtida nos momentos de pico de irradiação do sol [6]. A Figura 4 apresenta o esquemático de um sistema fotovoltaico isolado, conecta e híbrido respectivamente. O Bloco MPPT sugere um conversor CC-CC unidirecional com o algoritmo de controle do tipo MPPT, para que se tenha o melhor rendimento dos painéis fotovoltaicos.

Figura 4 - Esquemático de um Sistema fotovoltaico isolado, conectado e híbrido respectivamente.



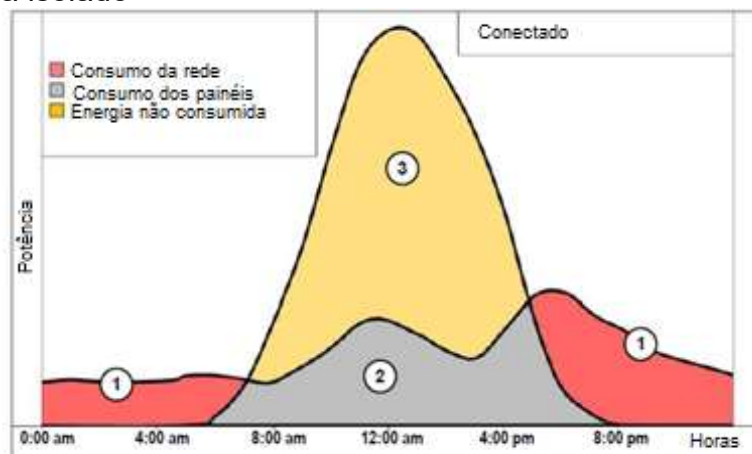
Fonte: Próprio autor

1.2.2 Sistemas híbridos

A característica do sistema híbrido ser conectado com a rede e com baterias faz esta topologia apresentar vantagens de ambos sistemas. Na Figura 5 e Figura 6, a demanda de uma residência durante 24 horas de um dia é apresentada pela linha que percorre todo o eixo de horas do dia. A curva que se inicia entre as 4:00 horas e 8:00 horas e vai até as 20:00 horas delimita o período de irradiação de energia solar. Na Figura 5, é apresentada a operação de um sistema conectado. Toda a energia gerada pelos painéis é utilizada pela carga no mesmo instante. Toda a energia solar representada pela cor amarela não é utilizada. Na Figura 6, está exibida a utilização da energia solar com um sistema híbrido e, percebe-se que, de forma idealizada, toda a energia solar é captada, armazenada em baterias e utilizada durante todo o período, retratado em azul, que compreende um espaço de tempo sem energia solar, mas que ainda tem demanda energética.

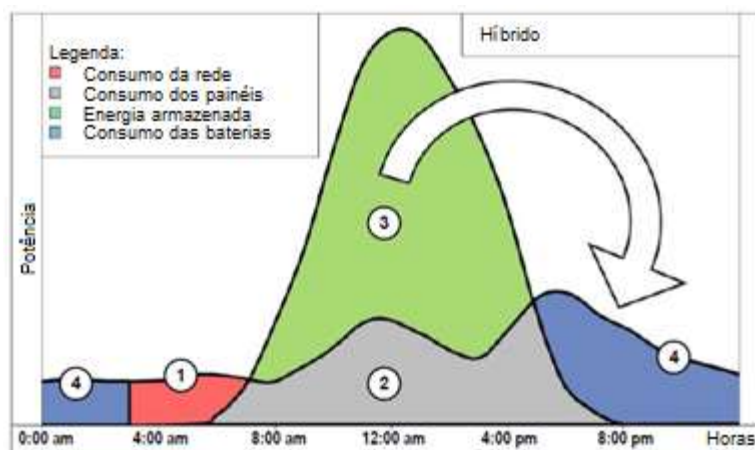
O sistema híbrido diminui a dependência da carga com a rede elétrica e pode manter o sistema em operação por meio das baterias durante os períodos de ponta estipulados pela PROCEL[8], os quais apresentam o custo de energia por hora elevado.

Figura 5 - Gráfico demanda de carga, incidência de sol e fornecimento de energia para um sistema isolado



Fonte: <http://critical-kinetics.pt/Marcas-inversores-hibridos/effekta.html>

Figura 6 - Gráfico demanda de carga, incidência de sol e fornecimento de energia para um sistema híbrido

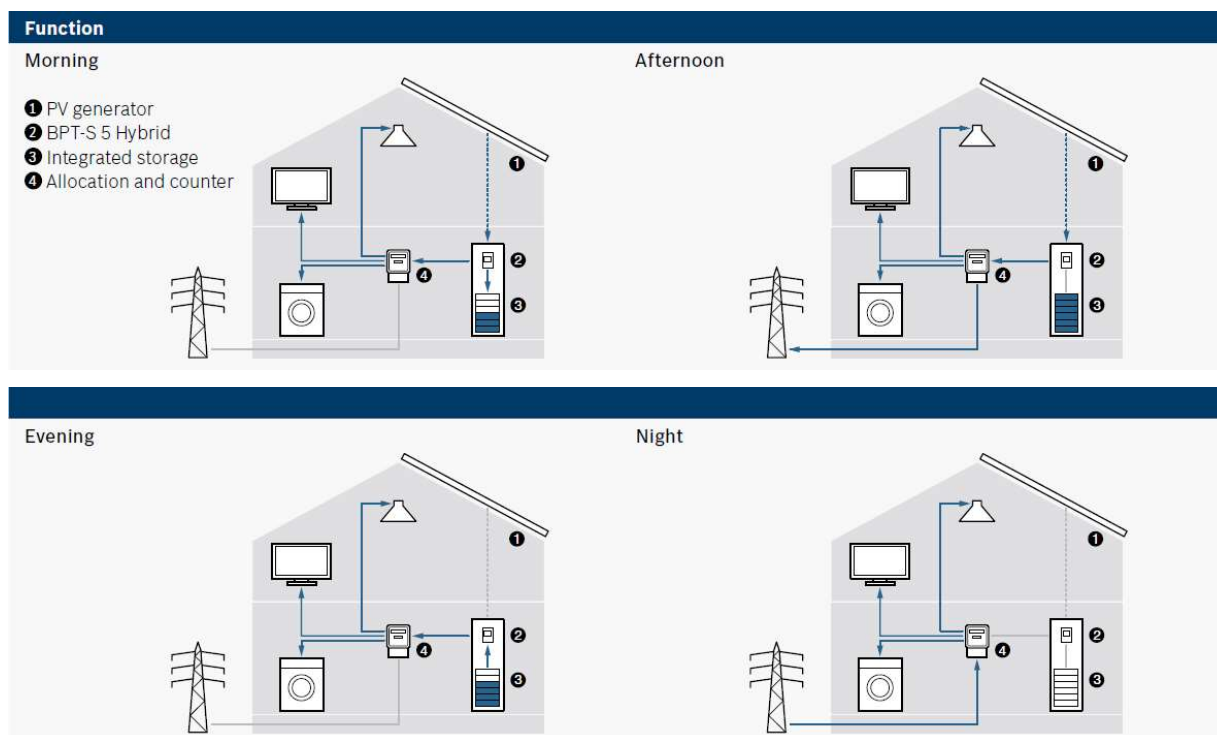


Fonte: <http://critical-kinetics.pt/Marcas-inversores-hibridos/effekta.html>

Figura 7 apresenta um esquema detalhado dos modos de utilização de um sistema híbrido para um dia ensolarado e sem encobrimento por nuvens. De manhã, pelo sistema já ter usado parte ou toda a carga da bateria durante a noite, o conversor volta a receber energia do painel e alimenta a bateria e cargas simultaneamente até que a bateria se carregue por completo. Durante a tarde, quando as baterias já estão totalmente carregadas, o conversor recebe a energia das placas fotovoltaicas e distribui a energia tanto para as cargas como para a rede elétrica. Ao entardecer e início da noite, as baterias são usadas para alimentar as cargas até que toda a energia gasta nas baterias seja consumida. Ocorre durante a noite, quando as baterias se encontram descarregadas e então a rede elétrica é utilizada.

A utilização de toda a carga da bateria diariamente diminui a vida útil da bateria e eleva o custo do sistema. É aconselhável que o período da utilização das baterias não seja longo e que ela seja prioritariamente utilizada em momentos de necessidade que o uso da rede não é viável.

Figura 7 - Exemplo de modos de operações de um sistema híbrido em um dia usual.



Fonte: <http://critical-kinetics.pt/marcas-inversores-hibridos/bosch.html>

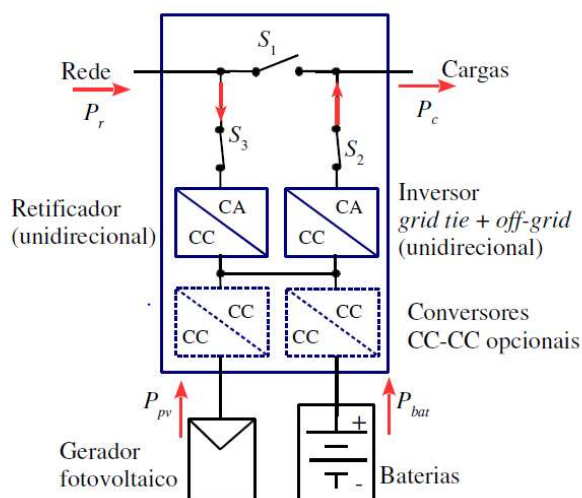
1.2.3 Classificação de conversores fotovoltaicos bidirecionais

Em [9], os sistemas híbridos são classificados seguindo os critérios da IEC 62040-3 para UPSs, esses são espera passiva (*passive stand-by*), dupla conversão (*double conversion*) e interativa com a rede (*line interactive*).

Na configuração de espera passiva (*passive stand-by*), conforme é visto na

Figura 8, a rede permanece conectada com a carga a todo o momento e o conversor opera apenas quando há falta de rede elétrica. A estrutura é baseada em um retificador unidirecional responsável por carregar as baterias com potência reduzida. O inversor na saída pode alimentar a carga ou a própria rede. A tensão na saída é definida pela rede quando a chave S_1 está fechada, essa propriedade classifica a configuração como VFD (*voltage and frequency dependent*) pela IEC 62040-3.

Figura 8 - Configuração espera passiva

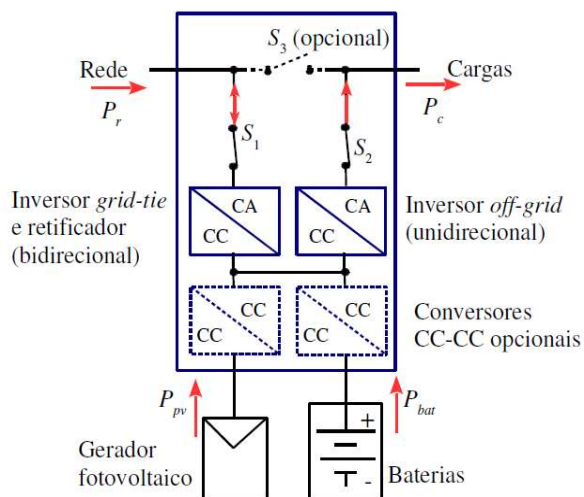


Fonte: [9]

A configuração dupla conversão (*double conversion*), conforme a Figura 9, apresenta um retificador na entrada e um inversor na saída, assim como na configuração espera passiva. As cargas são alimentadas pelo inversor garantindo qualidade e confiabilidade na tensão e frequência transferidas, fato que classifica dupla conversão como VFI (*Voltage and frequency independent*) pela IEC 62040-3.

O retificador na entrada também opera como inversor *grid tie*, e necessita atender todas as normas de conexão com a rede. A desvantagem desse sistema é que a energia disponibilizada aos consumidores necessita passar por pelo menos duas conversões que intrinsicamente reduzem a eficiência do sistema. Para diminuir esse efeito a chave S_3 pode ser utilizada.

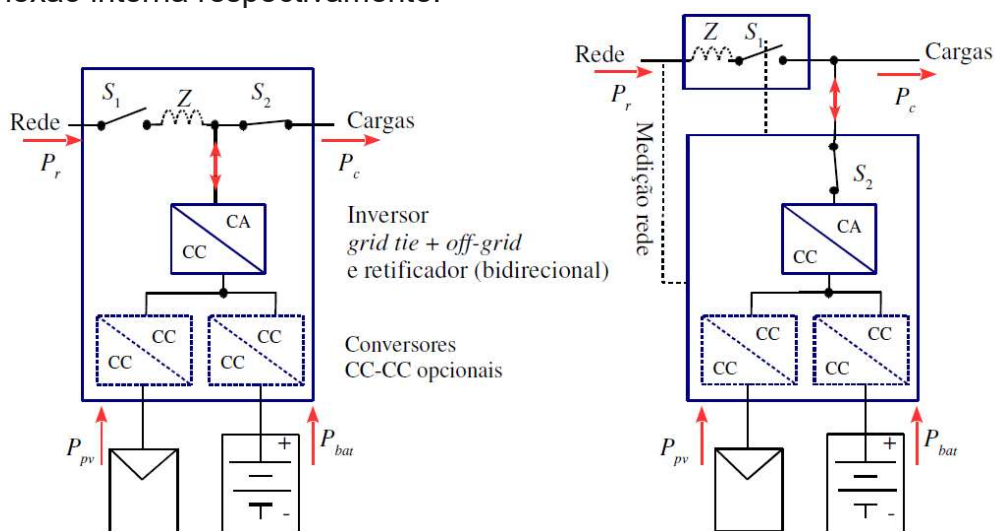
Figura 9 - Configuração de dupla conversão.



Fonte: [9]

A configuração interativa com a rede, diferente das outras configurações, apenas apresenta um conversor CC-CA bidirecional em sua entrada/saída. A tensão e frequência normalmente dependem da rede sendo assim classificada como VFD. Há casos onde uma impedância Z pode ser implementada no sistema, dentro de um limite de valores, o sistema se torna VI (*voltage independent*) seguindo a mesma classificação da IEC62040-3. A adição dessa impedância tem o propósito de reduzir a distorção harmônica, corrente da rede, limitar a corrente de curto circuito e permitir a regulação da tensão nas cargas prioritárias.

Figura 10 - Configuração interativa com a rede com chave externa, com chave de desconexão interna respectivamente.



Fonte: [9]

1.3 CONVERSORES COMERCIAIS.

O mercado de inversores está em constante procura por inovações e tecnologias que melhorem a topologia e características do produto. Os *datasheets* de inversores híbridos feitos pelas marcas ASD, BOSCH, CIRCUTOR, East, EFTEKTA, FRONIUS, GOODWE, HYE, LEONICS, MOSO, Outback, RBT, SHARP, SMA, SUNWINDS, Vmapower e XPI[10][11][12] foram analisados e serviram de base para a Tabela 1.

Tabela 1 - Tabela de conversores híbridos

Marca	Potência (kW)	Rendimento	Tensão carga (Vac)	Corrente carga(A)	Tensão baterias(V)	Corrente bateria(A)	Tensão PV(V)	Corrente PV(A)
BOSCH	5	0,9 - 0,977	230	22	96 - 288	-	240 - 940	-
CIRCUTOR	4,25	-	230	-	36 - 60	50	170 - 500	máximo 20
East	1,0 - 3,0	0,97	220 - 240	-	56	-	62 - 120	20 - 62
EFTEKTA	0,8 - 4,0	0,9 - 0,93	230	-	24 - 48	10 - 30	75 - 145	25 - 60
FRONIUS	3,0 - 5,0	-	220 - 400	4,3 - 7,2	-	-	150 - 1000	16
GOODWE	3,6 - 4,6	0,97 - 0,976	180 - 270	máximo 20	40 - 60	5 - 50	125 - 550	15
HYE	04 - 0,6	máximo 0,9	220	17	24	-	-	-
LEONICS	3,5 - 5,0	>0,94	220 - 240	15,9 - 22,7	48	100 - 145	>64	72 - 104
MOSO	2,0 - 3,0	0,935	220 - 240	8,7 - 13	48	-	-	-
Schneider	2,5 - 3,4	0,915 - 0,92	230	24,3 - 42	24 - 48	65 - 90	-	-
SHARP	3,68 - 4,6	0,9 - 0,95	230	16 - 20	-	-	máximo 550	15
SMA	5,2 - 6,6	0,98	180 - 280	16 - 22	150	-	-	-
SUNWINDS	2,0 - 3,0	0,94 - 0,96	88 - 264,5	13 - 18	101 - 240	máximo 25	150 - 450	13 - 18
Outback	3,5 - 7,0	0,92	210 - 250	15,2 - 30	40 - 64	15 - 30	-	-
RBT		0,9	230	20	48		125 - 500	11
XPI	0,5 - 7,0	>0.8	110 - 230	-	-	-	30 - 300	30 - 50
- = não especificado								

Fonte: Próprio autor.

A potência dos inversores comerciais não apresenta um padrão definido. Um exemplo é a marca XPI que apresenta inversores de 0,5kW até 7kW em seu catálogo. Os diversos níveis de potência buscam abranger a maior parcela do mercado de inversores possível.

Figura 11 - Inversores híbridos para diferentes potências



Fonte: <http://www.effekta.com.de>

O rendimento, em geral, apresenta valores próximos a 90% ou mais elevados, o que mostra que as topologias utilizadas presam por um alto rendimento.

A tensão da saída CA dos conversores visa, no geral, atender a tensão de 220V, a diferença entre os conversores, no entanto, se apresenta na variação que essa tensão pode sofrer, como exemplo, os inversores da SUNWINDS, que habilitam a variação da tensão de saída de 88Vac a 264,5Vac. A corrente da saída CA tem valores variados, visto que a potência varia de inversor para inversor, mas a tensão permanece em um valor fixo.

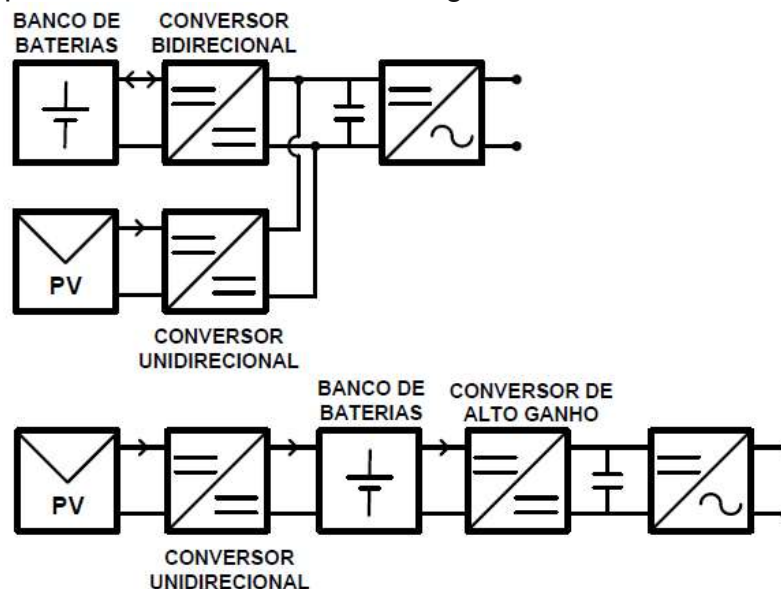
A tensão nas baterias usualmente é de 24V ou 48V. Entretanto, há também inversores para sistemas maiores onde é utilizado banco de baterias em série que elevam a tensão de barramentos. As correntes nas baterias variam de produto, para produto juntamente com a potência de entrada

A faixa de tensão e corrente admitida para os painéis fotovoltaicos mostra que a grande maioria dos inversores utiliza associações de painéis em série para elevar a tensão e eliminar a necessidade de inversores de alto ganho. Essa característica mostra que internamente o inversor pode apresentar a possibilidade de haver dois conversores, um conversor CC-CC de alto ganho que eleva a tensão das baterias ao valor necessário para obter-se 220V alternado e outro conversor elevador e abaixador que regula a tensão dos painéis ao mesmo valor.

1.4 DELIMITAÇÃO DO PROBLEMA

Para o projeto de um sistema híbrido diversos estudos estão sendo elaborados há anos e geram diversas propostas de topologias a serem implementadas. Especificamente [14] explica que a única forma de aproveitar a energia solar é utilizando, no mínimo, dois estágios de processamento. A Figura 12 apresenta as arquiteturas convencionais de sistemas híbridos com no mínimo dois estágios CC-CC.

Figura 12 - Arquitetura convencional de estaágios de um sistema híbrido.



Fonte: [19]

Visto que tanto as topologias usadas no conversor unidirecional, como as utilizadas no inversor, já são muito difundidas, este trabalho tem como foco o desenvolvimento do conversor CC-CC de alto ganho bidirecional.

Para a implementação prática deste estágio de potência CC-CC será projetado um conversor *Boost* de alto ganho bidirecional, baseado na topologia *Boost* em cascata. Maiores detalhes serão apresentados em seu estudo na seção 2.4.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

No intuito de realizar uma abordagem estruturada no assunto, este trabalho é dividido em oito capítulos que auxiliam no entendimento do projeto proposto

No capítulo 2 é realizada uma análise de conversores CC-CC não isolados para um embasamento teórico e posteriormente auxiliar na definição do conversor final ou possibilidade de implementação no projeto final. No final do capítulo o conversor proposto é apresentado.

O capítulo 3 apresenta a análise quantitativa e qualitativa do segundo estágio de potência do conversor. Na análise quantitativa é feito o estudo da topologia proposta, as etapas de operação e formas de onda. Na análise qualitativa é equacionado os cálculos de ganho e esforços de tensão e corrente nos componentes.

No capítulo 4 é feita a análise do primeiro estágio de potência do conversor, comparando as suas disparidades com o conversor do segundo estágio.

No capítulo 5 é apresentado os resultados de simulação computacional como forma secundária de validar o estudo teórico.

No capítulo 6 é apresentada a metodologia do projeto dos componentes do conversor.

No capítulo 7 é realizado o projeto do circuito de potência e comando. Os esforços de tensão e corrente são analisados para o dimensionamento do conversor.

No capítulo 8 são apresentados os resultados teóricos obtidos pelo conversor projetado como forma de validar o estudo teórico e observar as singularidades presentes no projeto prático.

Por fim, as conclusões do trabalho são apresentadas, sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.

Neste capítulo são apresentados os conversores CC-CC não isolados, que servem de base para o projeto de conversor CC-CC não isolado bidirecional de alto ganho que atenda às necessidades de um sistema híbrido, apresentado ao final do capítulo.

2.1 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO.

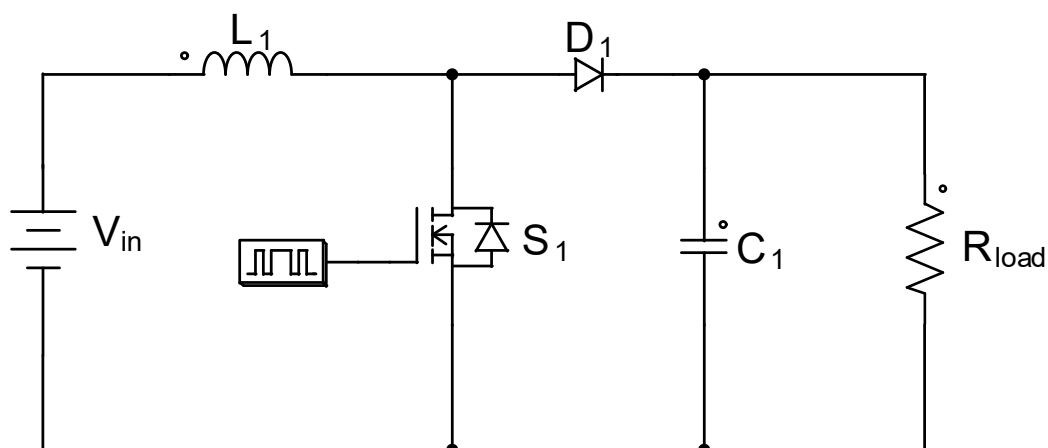
Os conversores elevadores são aqueles que disponibilizam em sua saída um valor de tensão maior que o valor de tensão da entrada. Os conversores com capacidade de elevação de tensão são necessários nos sistemas solares *on-grid* onde a tensão nos painéis fotovoltaicos e baterias são inferiores aos da rede.

2.1.1 Conversor elevador (*Boost*)

O conversor *Boost* apresenta a estrutura mais simplificada para conversores elevadores de tensão, o indutor se carrega quando a chave está conduzindo e, quando a mesma se abre, a energia é transferida para a saída pelo diodo.

Matematicamente, o ganho pode variar de unitário a infinito, porém, um ganho de seis, na prática, é considerado alto em virtude do fato de que para razões cíclicas maiores que 0,6 os conversores elevadores apresentam uma grande dificuldade de controle. O conversor *Boost* tem aplicação em sistemas fotovoltaicos quando a configuração dos painéis fotovoltaicos consegue disponibilizar uma tensão que quando elevada, apresenta a necessária do barramento intermediário, sem necessidade de conversor que tenha alto [15].

Figura 13 - Conversor *Boost*.

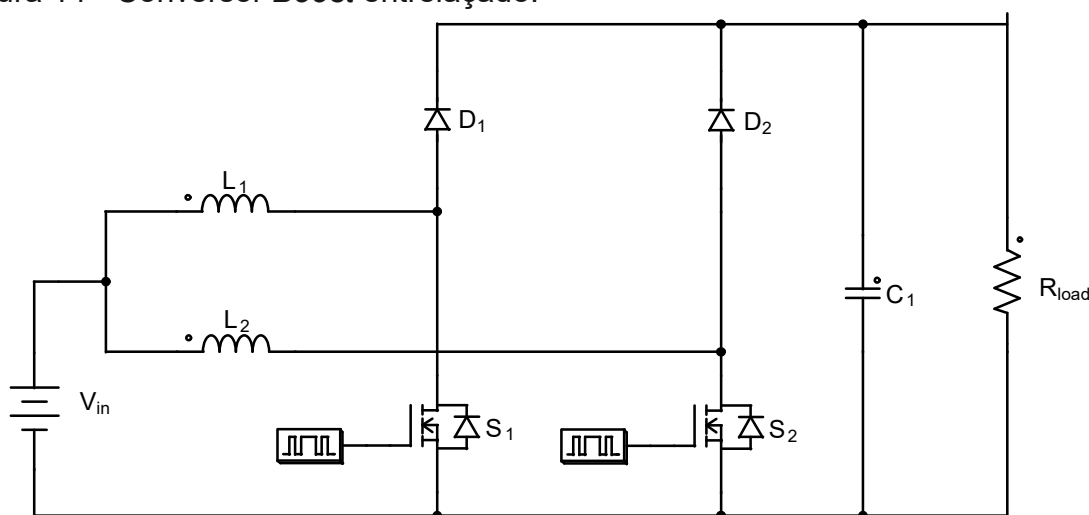


Fonte: Próprio autor

2.1.2 Conversor elevador entrelaçado (*Boost Interleaved*)

O conversor *Boost* entrelaçado apresenta a estrutura de dois *Boost* convencionais em paralelo, compartilhando a mesma entrada e saída. O entrelaçamento dos conversores ocorre por meio da defasagem em 180° entre a comutação das chaves.

Figura 14 - Conversor *Boost* entrelaçado.



Fonte: Próprio autor

Por conta dessa defasagem entre as correntes dos dois conversores, a corrente de entrada do circuito opera com o dobro da frequência de comutação. Essa característica diminui a ondulação de corrente da entrada e prolonga a vida útil da fonte geradora. Os indutores e semicondutores processam apenas metade da potência do conversor, tendo seu tamanho e perdas. Assim, como ocorre na fonte, a ondulação de tensão no barramento de saída apresenta o dobro da frequência de chaveamento aumentando a vida útil dos capacitores de saída. O conversor *Boost* entrelaçado é usado em aplicações onde a corrente nos componentes gera perdas suficientes para que a quantidade de componentes a mais no circuito seja um fator benéfico.

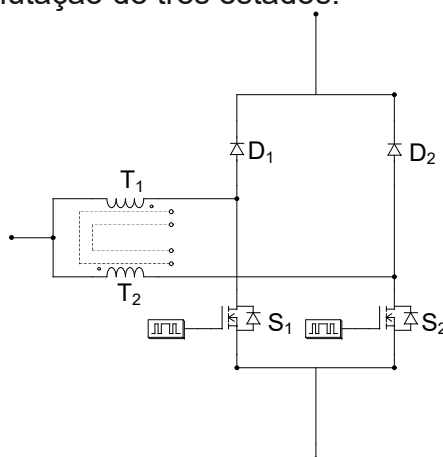
A topologia apresenta o mesmo ganho do conversor *Boost* Convencional, bem como o problema de instabilidade para ganhos estáticos elevados.

2.1.3 Conversor elevador baseado na célula de comutação de três estados. (*Boost using Three-State Switching Cells*)

A célula de comutação de três estado foi proposta inicialmente por [16] e até então diversos trabalhos como [14], [18] e [19] usam como base essa topologia por

conta de suas vantagens. Em [17] o autor examina a estrutura como um componente singular e mostra que a CCTE pode ser aplicada a todos os seis conversores CC-CC convencionais (*Buck*, *Boost*, *Buck Boost*, *cúk*, *sephic* e *zeta*). Este circuito apresenta características semelhantes ao conversor *Boost* entrelaçado, a citar, sua entrada e saída operando com o dobro da frequência de comutação e metade dos esforços de corrente sobre os semicondutores. Entretanto, pelo indutor ser acoplado, o componente opera com o dobro da frequência de comutação, essa característica diminui o tamanho do componente, mas aumenta as perdas por condução e perdas magnéticas também, uma vez que o componente esteja sempre processando energia.

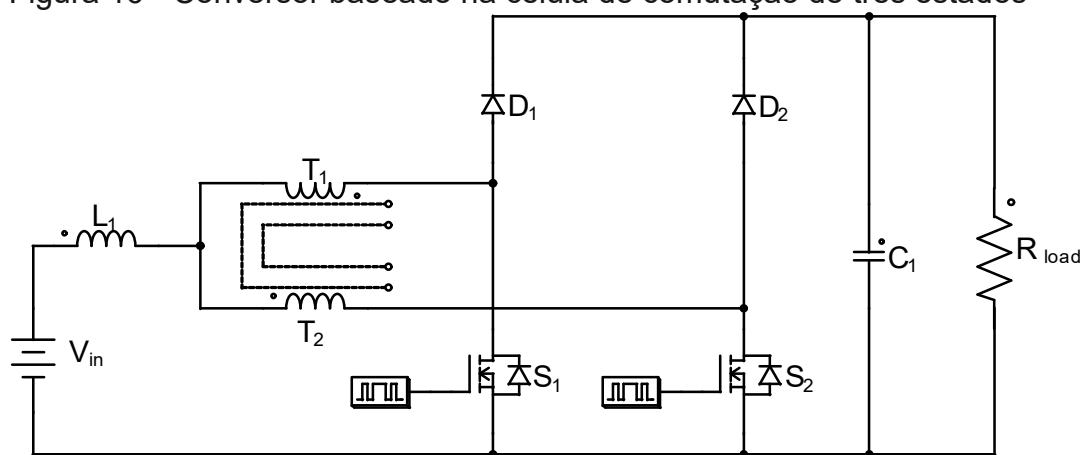
Figura 15 - Célula de comutação de três estados.



Fonte: Próprio autor

A Figura 16 apresenta um conversor *Boost* com célula de comutação de três estados. Assim como o conversor apresentado anteriormente, o seu ganho é igual ao conversor *Boost* Convencional [16].

Figura 16 - Conversor baseado na célula de comutação de três estados



Fonte: Próprio autor

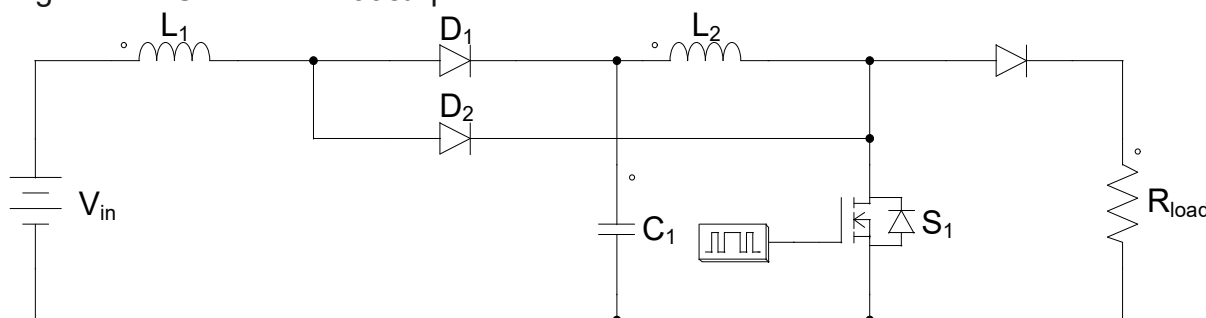
2.2 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO DE ALTO GANHO.

O sistema híbrido usualmente necessita de um alto ganho para converter a tensão das baterias a um valor utilizável pelo inversor na saída. Em contrapartida, os conversores até então analisados neste trabalho apresentam instabilidade quando sujeitos a uma razão cíclica elevada. Por esse fato, é necessário que o conversor final seja estável mesmo com valores de ganho estático elevado. Para que isso seja possível, as topologias conversor *Boost* quadrático e conversor *Boost* em cascata serão analisadas por serem simples e garantirem excelentes resultados no ponto de vista dos esforços de corrente e tensão [13].

2.2.1 Conversor *Boost* Quadrático

O *Boost* quadrático, também chamado de *Boost* em cascata integrado, tem a vantagem de operar com apenas um interruptor e necessitar de apenas uma malha de controle. A topologia simplificada faz com que o esforço de tensão seja o mesmo que o da carga, e a corrente que passa pelo interruptor seja a soma da corrente dos indutores. Esses aspectos ligados a perda por condução e comutação reduzem a eficiência do conversor [13].

Figura 17 - Conversor *Boost* quadrático



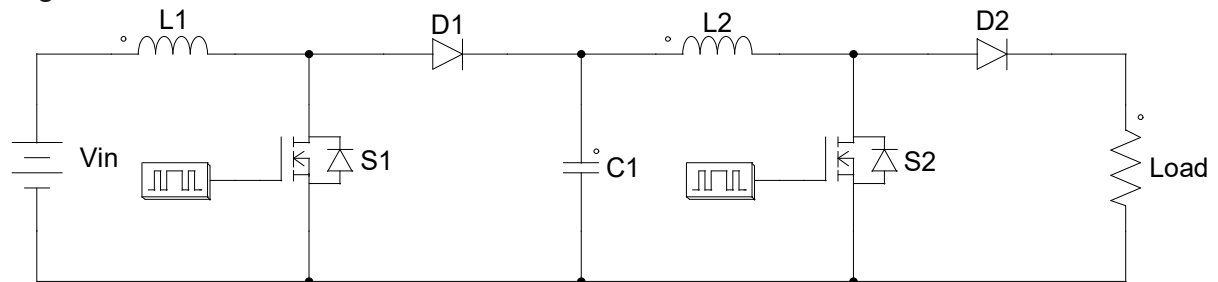
Fonte: Próprio autor.

2.2.2 Conversor *Boost* em cascata.

O *Boost* em cascata, ou *Boost* de dois estágios, apresenta a topologia de dois *Boost* convencionais ligados em séries. Esta topologia possibilita a utilização de dois tipos de conversores distintos em cada estágio o que oferece uma maior flexibilidade ao projeto e facilita a adequação das necessidades de cada etapa, como a alta corrente que é processada pelos interruptores do primeiro estágio do conversor ou a elevada tensão nos interruptores do segundo. O controle de cada estágio deve ser

feito separadamente, o que dificulta o projeto, mas aumenta a estabilidade do sistema e diminui as perdas por comutação [13].

Figura 18 - Conversor *Boost* cascata



Fonte: Próprio autor.

2.3 CONVERSORES BIDIRECIONAIS.

Conversores usuais como *Boost* e *Buck* operam em apenas um quadrante sendo denominados unidirecionais por garantir uma corrente e tensão em um sentido garantido. No entanto, analisando a Figura 10 verifica-se que o sistema em estudo necessita que a saída do conversor possa em um momento alimentar a carga e em outro ser o gerador de energia. Diante dessas necessidades os conversores bidirecionais em corrente garantem tal característica.

O gráfico de tensão por corrente de saída, apresentado na Tabela 2 possibilita identificar os modos de operação de um circuito elétrico na qual cada quadrante significa um sentido de corrente e polaridade de tensão.

Tabela 2 - Regiões de operação.

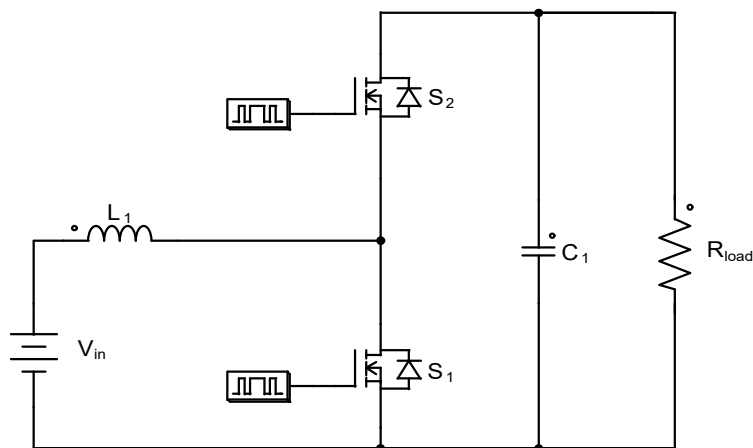
Região de operação	Tipo de conversor
	Unidirecional
	Bidirecional

Fonte: Próprio autor:

Diante de tal necessidade, o conversor *Boost* convencional apresentado na seção 2.1.1 pode ter sua versão bidirecional ao substituir-se o diodo de saída por outro interruptor que opera complementar ao interruptor já existente na topologia. A troca do componente possibilita a inversão da corrente de saída e acrescenta um novo funcionamento ao conversor.

O conversor *Boost* bidirecional quando analisado com o sentido de corrente contrário, atua como conversor *Buck*.

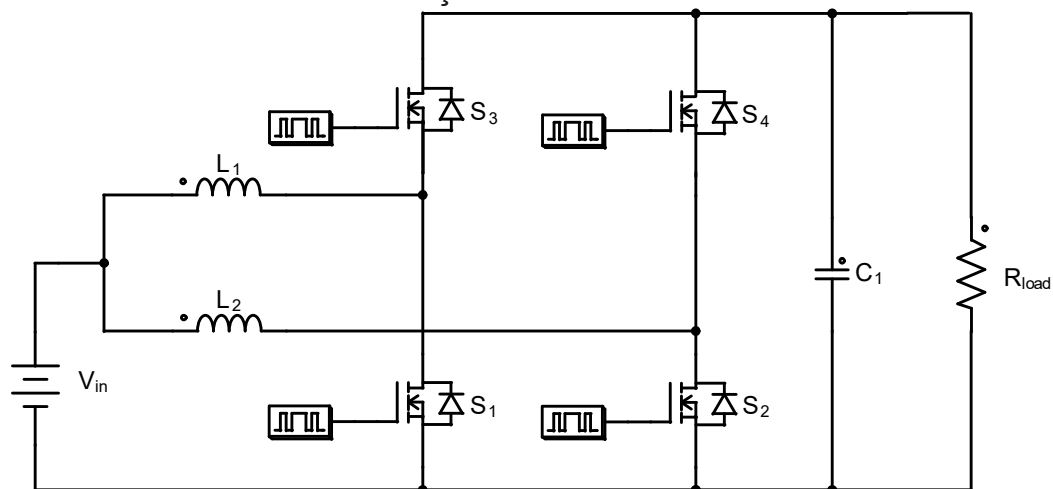
Figura 19 - Conversor *Boost* bidirecional



Fonte: Próprio autor

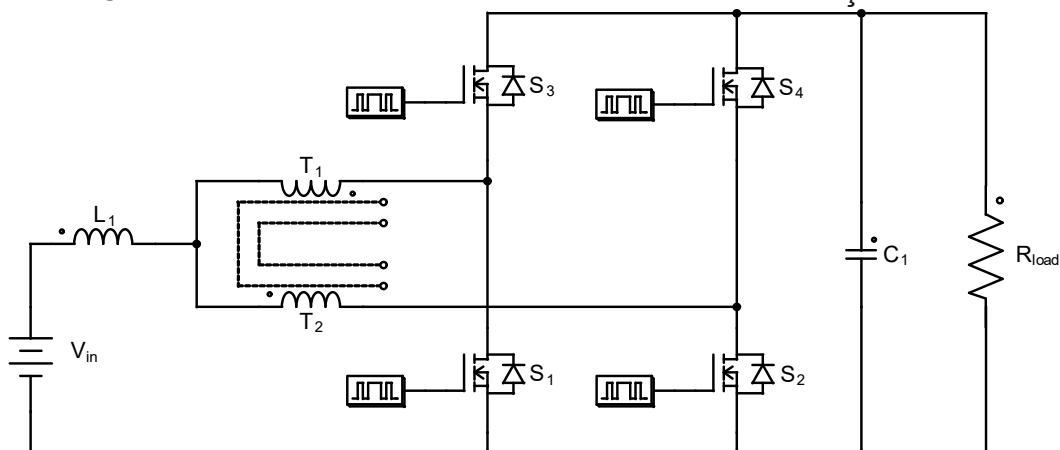
O conversor *Boost* entrelaçado e conversor *Boost* com célula de comutação de três estados também são configurados como bidirecional caso seus diodos sejam substituídos por chaves.

Figura 20 - Conversor *Boost* entrelaçado bidirecional



Fonte: Próprio autor

Figura 21 - Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados



Fonte: Próprio autor

2.4 ESCOLHA DO CONVERSOR.

Dentre as duas topologias de conversores de alto ganho, o conversor boost de dois estágios ou boost em cascata foi o escolhido, pois apresenta uma estrutura simplificada e passível da implementação dos três tipos de conversores elevadores bidirecionais já estudados. O conversor Boost quadrático não se mostrou eficaz para a proposta pelo fato da sua topologia não apresentar uma versão bidirecional definida, e necessitar de grandes mudanças que descaracterizariam o próprio conversor e dificultariam o estudo de sua operação. Outras estruturas de conversores como as encontradas em [14], [18] e [19] foram estudadas, porém suas particularidades dificultariam o projeto e não apresentariam expressivas mudanças no rendimento ou ganho da estrutura.

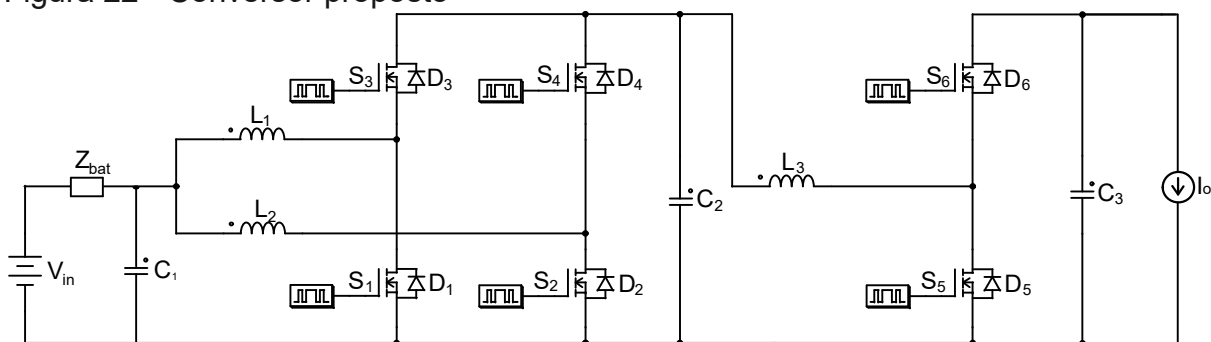
Escolhida a topologia do conversor, foram simulados diversos circuitos nos quais as topologias *Boost*, *Boost* entrelaçado e *Boost* com CCTE foram dispostos tanto no primeiro como no segundo estágio de potência.

Para o primeiro estágio, o conversor *Boost* entrelaçado foi escolhido por dividir a corrente de entrada entre os dois braços de condução e assim diminuir a corrente em cada interruptor. O conversor *Boost* com célula de comutação de três estados não foi utilizado nesse estágio, pois analisadas as respostas de tensão e corrente nos componentes não se notou vantagem em utilizar um conversor mais complexo.

No segundo estágio, o conversor *Boost* convencional foi utilizado por ter uma quantidade menor de componentes que os outros dois, e ser mais simples para o controle que atua no interruptor, onde as perdas por comutação são grandes.

A aplicação do conversor propõe a utilização de baterias em sua entrada. Conforme [20] apresenta, a carga de uma bateria não pode conter derivadas abruptas de tensão, sendo assim, é necessário a utilização de um capacitor de entrada para suavizar a tensão imposta nos terminais da bateria quando o conversor opera em modo *Buck*. A impedância intrínseca da bateria Z_{bat} , é adicionada ao esquemático da topologia apresentado na Figura 22 para que a análise teórica e a simulação sejam melhores estudadas.

Figura 22 - Conversor proposto



Fonte: Próprio autor.

Analizadas as propostas de configurações de sistemas feitas por [9] conclui-se que a configuração interativa com a rede contempla a proposta delimitada no projeto pois apresenta apenas um inversor com retificador bidirecional. A configuração dupla conversão também pode fazer uso do inversor em estudo mas destoa do foco do projeto por necessitar de outro inversor com retificador unidirecional.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR *BOOST* BIDIRECIONAL.

Este capítulo é destinado à análise qualitativa e quantitativa do conversor *Boost* bidirecional, presente no segundo estágio de potência. Este conversor processa a energia do barramento intermediário e disponibiliza em sua saída um barramento de tensão mais elevada.

Na análise qualitativa é analisada a cada etapa de operação do conversor e formas de ondas dos principais componentes.

Na análise quantitativa é realizado o equacionamento do ganho estático e esforços de corrente e tensão nos componentes.

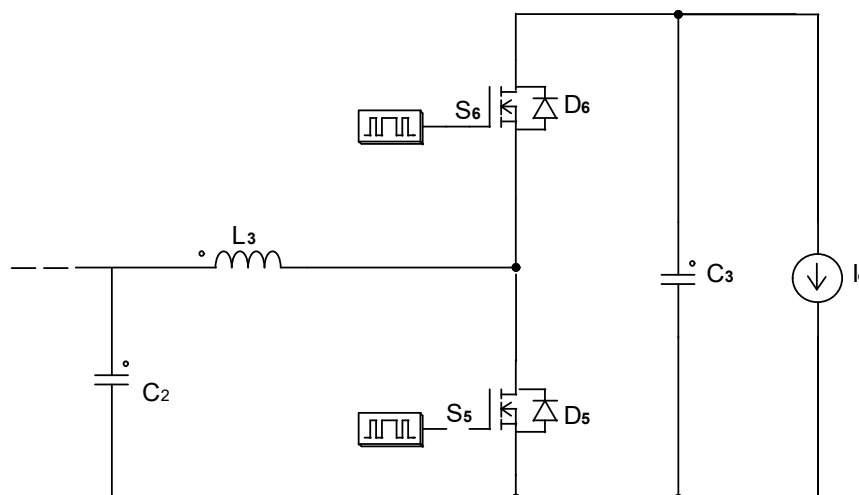
3.1 ANÁLISE QUALITATIVA

A topologia do conversor é formada pelo indutor L_3 , interruptores S_5 e S_6 , capacitor de entrada e saída, respectivamente C_2 e C_3 e fonte de corrente I_o como carga representando o inversor a ser acoplado. Para simplificar as análises serão feitas as seguintes considerações:

- Componentes passivos e ativos são ideais;
- O sinal de comando é do tipo PWM com frequência constante..

Por conta da bidirecionalidade do sistema em corrente, a energia pode fluir do barramento intermediário para a carga ou receber a energia da rede elétrica e transferir para o barramento intermediário. Os modos de operação irão depender apenas da direção em que a corrente é imposta.

Figura 23 - Segundo estágio de potência

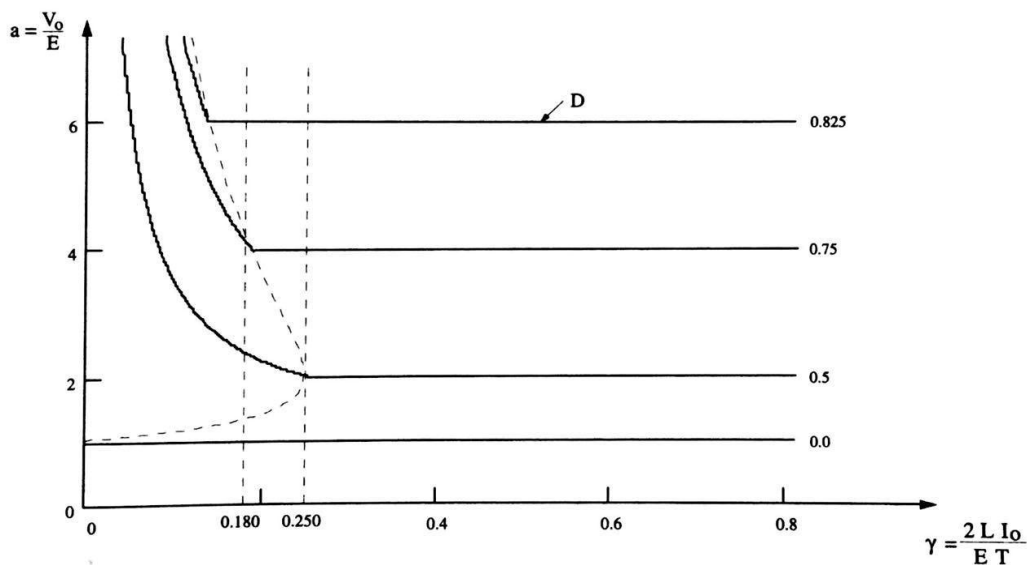


Fonte: Próprio autor

3.1.1 Etapas de operação (modo Boost).

O conversor *Boost* pode operar com três modos de condução distintos, esses são condução contínua (MCC), crítica (MCCr) e descontinua (MCD). Conforme [15] expõe, a tensão de saída no modo de condução descontínuo ou crítico varia conforme a corrente de carga e torna o ganho não linear, o que dificulta o controle do sistema.

Figura 24 - Curva de ganho por razão cíclica para um conversor Boost



Fonte: [15]

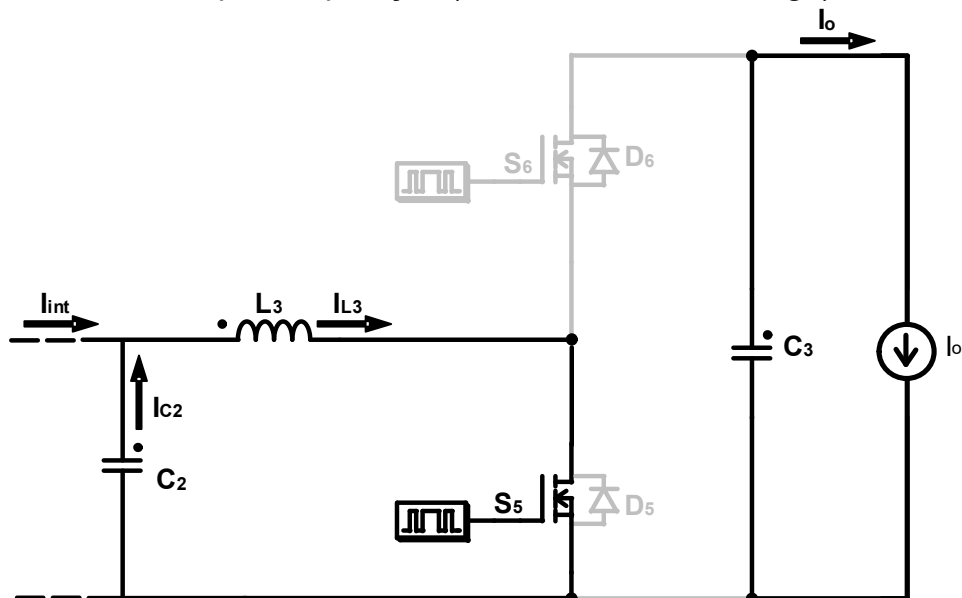
Devido à não linearidade encontrada no MCD e MCCr, o modo de condução do conversor será contínuo. Em um período de tempo (T) ocorrem duas etapas de condução descritas a seguir:

Primeira etapa ($t_0 < t < t_1$)

No instante $t=t_0$, o interruptor S_5 entra em condução e o diodo D_6 é bloqueado. A tensão de saída do primeiro estágio é considerada constante pela presença de C_2 . Nesta etapa o indutor L_3 tem sua corrente I_{L3} crescendo linearmente até que chegue em $I_{máx}$. A parcela CC da corrente do indutor é denominada I_{int} e a alternada é a corrente instantânea no capacitor C_2 . Nesse intervalo o indutor acumula energia, a energia já armazenada no capacitor de filtro C_3 é fornecida à carga. A

Figura 25 exibe a etapa de condução.

Figura 25 - Primeira etapa de operação (modo barramento - carga)

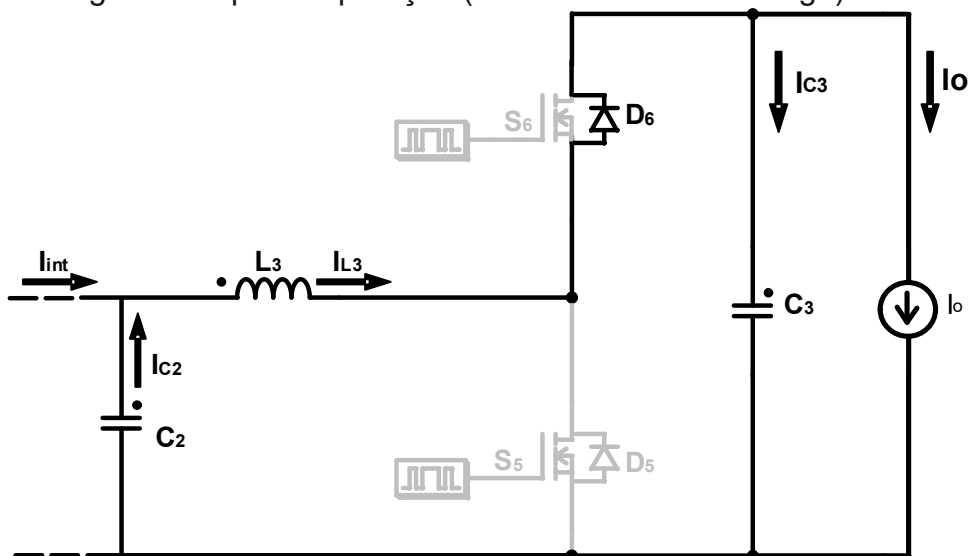


Fonte: Próprio autor.

Segunda etapa ($t_1 < t < T$)

No instante $t=t_1$, o interruptor S_5 entra em bloqueio e o indutor L_3 inverte sua polaridade para que não haja grandes derivadas de corrente, e I_{L3} decresce até I_{min} . Com o somatório da tensão de entrada e do indutor o diodo D_6 é polarizado diretamente. Nesse intervalo, a energia do primeiro estágio e a armazenada no indutor carregam o capacitor C_3 e a carga por meio de D_6 . A Figura 26 demonstra a etapa de condução.

Figura 26 - Segunda etapa de operação (modo barramento - carga)



Fonte: Próprio autor.

3.1.2 Formas de onda do conversor Boost (modo Boost)

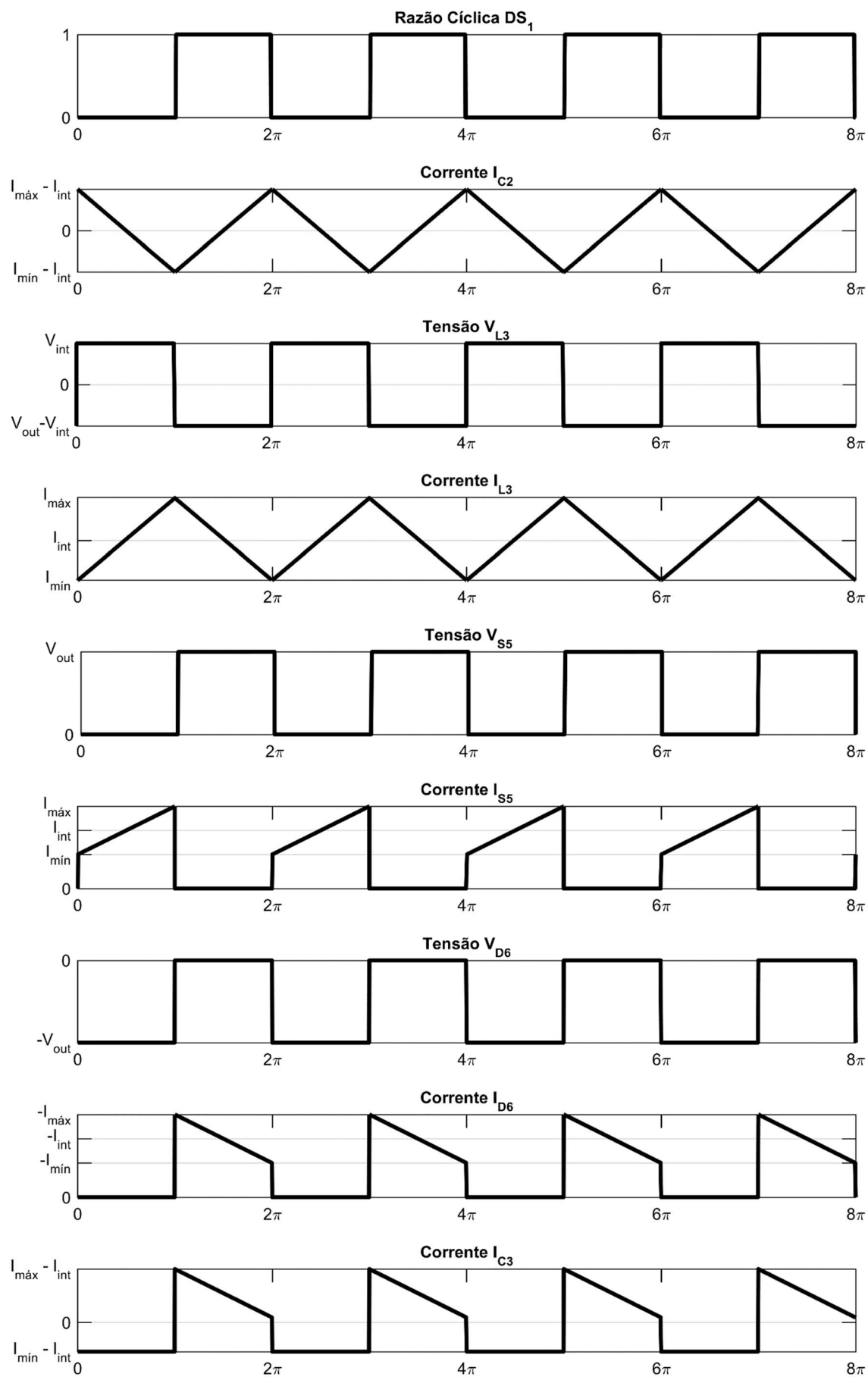
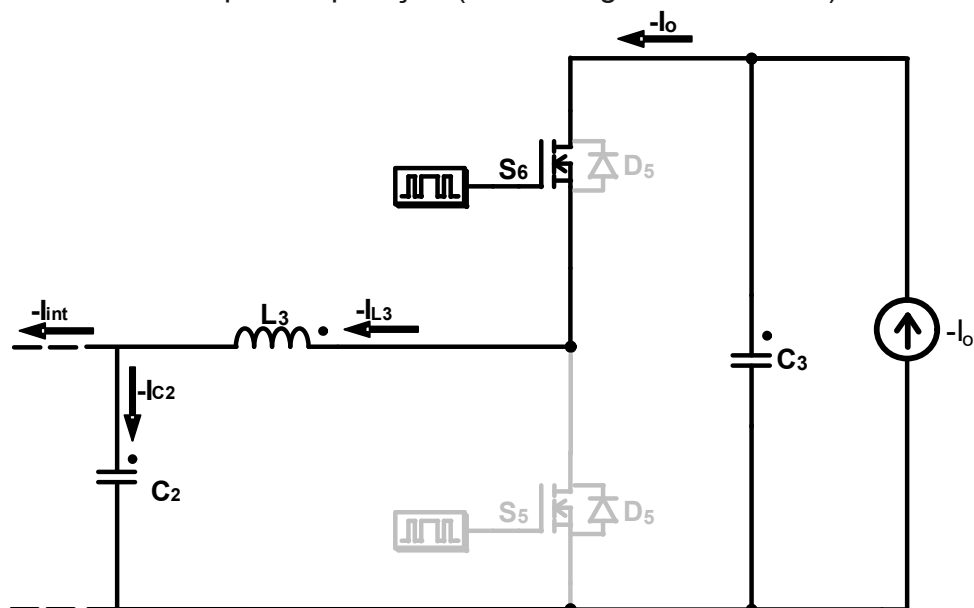


Figura 28 - Primeira etapa de operação (modo carga - barramento)

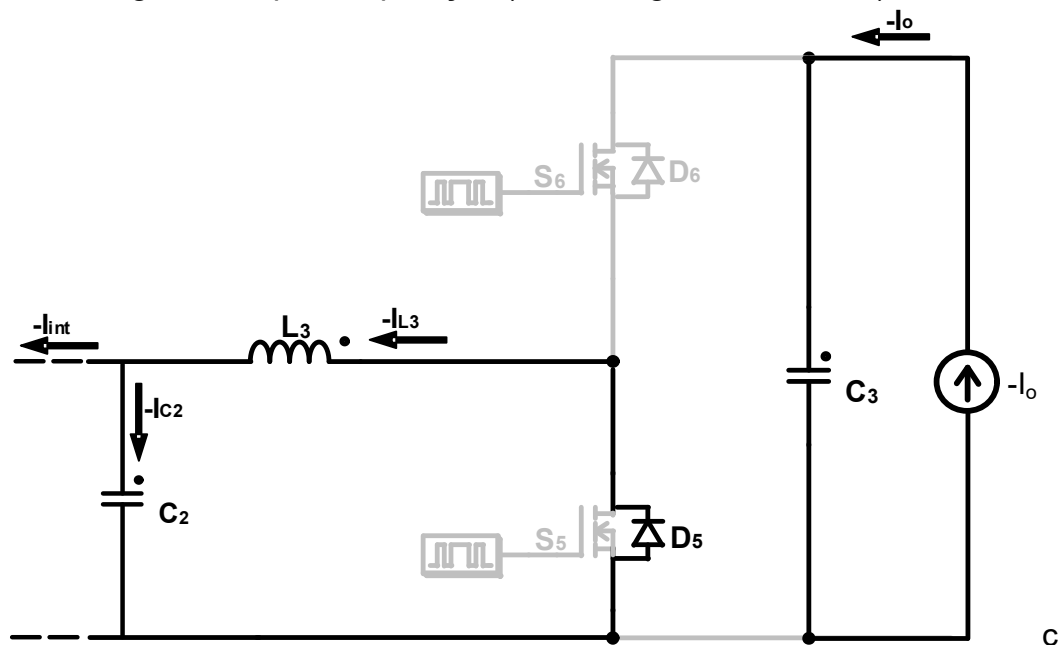


Fonte: Próprio autor.

Segunda etapa ($t_1 < t < T$)

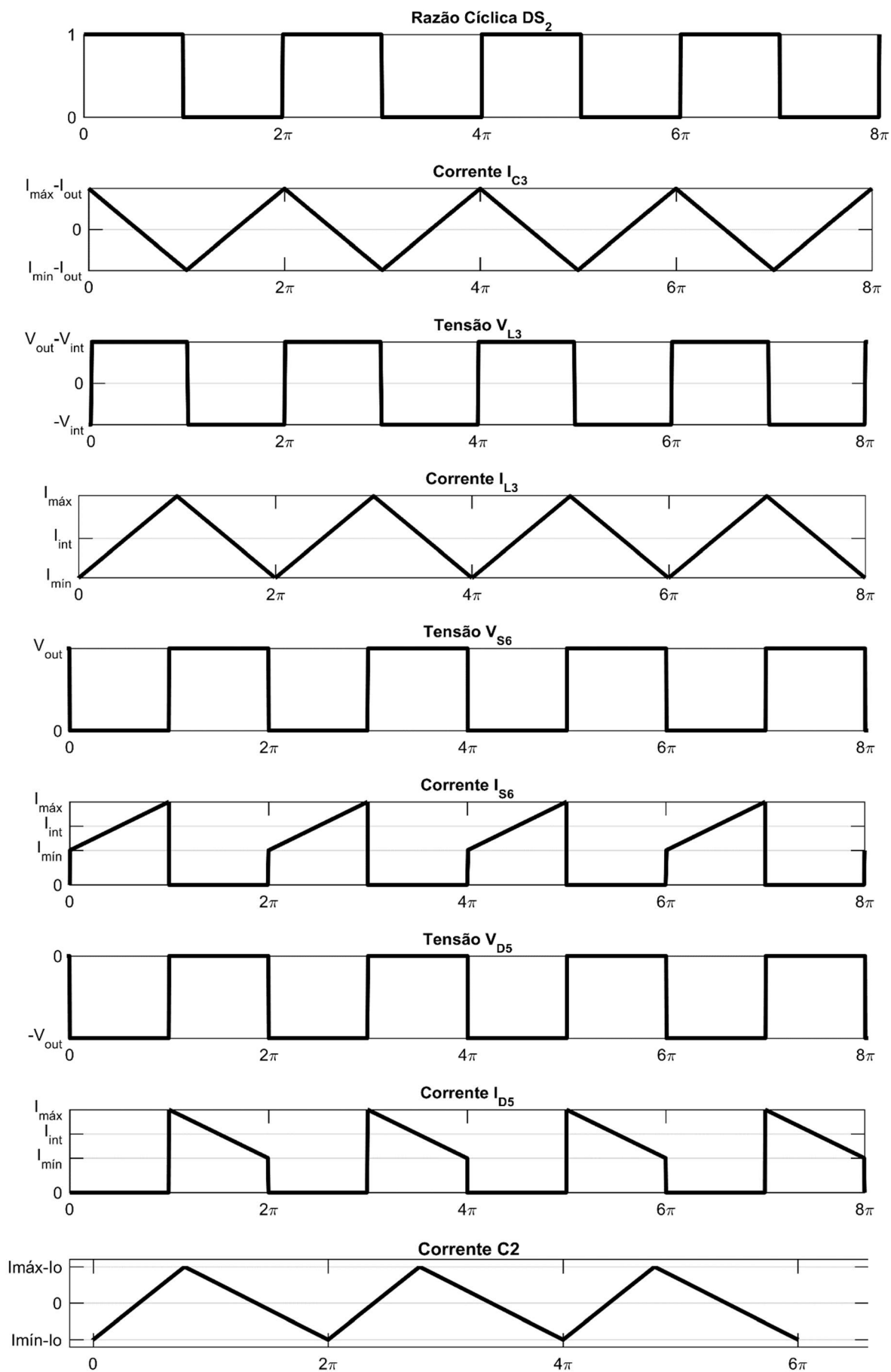
No instante $t=t_1$, o interruptor S_6 entra em bloqueio e o indutor inverte sua tensão para que a corrente permaneça constante. Com isso, o diodo D_5 é polarizado diretamente. Nesta etapa apenas o indutor fornece energia para o capacitor C_2 e para o segundo estágio de potência. A Figura 29 mostra a etapa de operação. A expressão através do indutor de entrada é dada por:

Figura 29 - Segunda etapa de operação (modo carga - barramento)



Fonte: Próprio autor.

3.1.4 Formas de onda do conversor (modo Buck).



3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA.

Na análise quantitativa os ganhos estáticos para o conversor no modo *Boost* e *Buck* serão equacionados por meio da relação entre a energia de entrada e saída e, os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor são calculados.

3.2.1 Ganho estático (modo *Boost*)

A energia de entrada do conversor é dada por:

$$w_{int} = V_{int} \cdot I_{int} \cdot T \quad (1)$$

Onde T é um período completo de comutação.

E que a energia consumida pela carga é dada por:

$$w_o = V_o \cdot I_{int} \cdot t_a = V_o \cdot I_{int} \cdot (T - t_c) \quad (2)$$

Onde t_c é o período em que o interruptor S_5 está fechado e, t_a é o período em que o interruptor S_5 está aberto.

Considerando um sistema ideal e que não há perdas nos componentes, a igualdade da energia da entrada e da saída resulta no ganho:

$$w_o = w_{int} \quad (3)$$

$$V_{int} \cdot I_{int} \cdot T = V_o \cdot I_{int} \cdot (T - t_c) \quad (4)$$

$$G_{boost} = \frac{V_o}{V_{int}} = \frac{T}{T - t_c} \quad (5)$$

Substituindo os períodos pela razão cíclica do interruptor S_5 , $D_{boost} = \frac{t_c}{T}$, o ganho estático do conversor para o modo *Boost* é encontrado:

$$G_{boost} = \frac{V_o}{V_{int}} = \frac{T}{T - t_c} = \frac{1}{1 - D_{boost}} \quad (6)$$

3.2.2 Ganho estático (modo *Buck*)

Levando em consideração as mesmas premissas, frequência fixa e razão cíclica variável, a energia no barramento intermediário neste modo é dada por:

$$w_{int} = V_{int} \cdot (-I_o) \cdot t_c \quad (7)$$

A energia que vem da entrada do conversor, é dada por:

$$w_o = V_o \cdot (-I_o) \cdot T \quad (8)$$

Onde t_c é o periodo de operação em que o interruptor S_5 está fechad
Desse modo, o ganho do conversor no modo *Buck* é dado por:

$$G_{buck} = \frac{V_{int}}{V_o} = \frac{t_c}{T} \quad (9)$$

Substituindo os períodos pela razão cíclica do interruptor S_6 dada por $D_{buck} = \frac{t_c}{T}$, o ganho estático do conversor *Boost* convencional para o modo *Buck* é dado por:

$$G_{buck} = \frac{V_{int}}{V_o} = \frac{t_c}{T} = D_{buck} \quad (10)$$

3.2.3 Determinação dos esforços de corrente e tensão sobre os componentes no modo *Boost*

Nesta seção são realizados os cálculos para determinar os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor do segundo estágio no modo *Boost*. Os equacionamentos são baseados nos circuitos equivalentes que cada etapa de operação apresenta.

3.2.3.1 Esforços no indutor L_3

A tensão máxima no indutor é igual a tensão de entrada na primeira etapa.

$$V_{L3} = V_{int} \quad (11)$$

Considerando que a ondulação de corrente no indutor é igual a porcentagem de ondulação de corrente a ser especificada multiplicada pela corrente cc de entrada:

$$\Delta_{IL3} = \Delta_{Iint} = \Delta_{Iint\%} \cdot I_{int} \quad (12)$$

O valor de pico da corrente do indutor é igual ao somatório do valor médio da corrente de entrada mais a ondulação de corrente no indutor e a corrente mínima do indutor é igual a corrente média de entrada menos a ondulação de corrente de entrada.

$$I_{L3máx} = I_{máx} = I_{int} + \frac{\Delta_{IL3}}{2} \quad (13)$$

$$I_{L3mín} = I_{mín} = I_{int} - \frac{\Delta_{IL3}}{2} \quad (14)$$

O indutor de entrada se carrega na primeira etapa e descarrega na segunda de forma linear, deste modo a sua corrente média é o valor médio das rampas de corrente da primeira e segunda etapa de condução.

$$m_1 = \frac{(I_{máx} - I_{mín})}{t_c} \quad (15)$$

$$m_2 = \frac{(I_{mín} - I_{máx})}{t_a} \quad (16)$$

$$\overline{I_{L3}} = \frac{1}{t_s} \left[\int_0^{t_c} (I_{mín} + m_1 \cdot t) dt + \int_{t_c}^{t_s} (I_{máx} + m_2 \cdot t - m_2 \cdot t_c) dt \right] \quad (17)$$

De forma análoga, o valor eficaz da corrente no indutor é calculado.

$$I_{L3ef} = \sqrt{\frac{1}{t_s} \left[\int_0^{t_c} (I_{mín} + m_1 \cdot t)^2 dt + \int_{t_c}^{t_s} (I_{máx} + m_2 \cdot t - m_2 \cdot t_c)^2 dt \right]} \quad (18)$$

3.2.3.2 Esforços no capacitor de entrada C₂.

A tensão máxima no capacitor é igual a tensão de entrada mais a ondulação de tensão de entrada, assim:

$$V_{C2} = V_{int} + \frac{\Delta V_{int}}{2} \quad (19)$$

O capacitor de entrada forma um caminho de baixa impedância para a corrente alternada que circula pelo indutor, deste modo a corrente no capacitor é igual a parcela alternada do indutor. Como a corrente no capacitor é igual a corrente no indutor menos a corrente de entrada, e o valor médio da corrente no indutor é a corrente de entrada, então o valor da corrente média no capacitor é zero. A corrente eficaz é calculada pela raiz quadrática dos termos do valor da corrente média ao quadrado.

$$\overline{I_{C2}} = \frac{1}{t_s} \left[\int_0^{t_c} (m_1 \cdot t + I_{mín} - I_{int}) dt + \int_{t_c}^{t_s} (m_2 \cdot t + I_{máx} - I_{int} - m_2 \cdot t_c) dt \right] \quad (20)$$

$$I_{C2ef} = \sqrt{\left[\frac{1}{T_s} \int_0^{t_c} (m_1 \cdot t + I_{mín} - I_{int}) dt \right]^2 + \left[\frac{1}{T_s} \int_{t_c}^{t_s} (m_2 \cdot t + I_{máx} - I_{int} - m_2 \cdot t_c) dt \right]^2} \quad (21)$$

A corrente máxima no capacitor é igual a corrente máxima menos o a corrente de entrada de constante.

$$I_{C2m\acute{a}x} = I_{m\acute{a}x} - I_{int} \quad (22)$$

3.2.3.3 Esforços no interruptor S_5 .

A máxima tensão que o interruptor está submetido ocorre na segunda etapa de operação onde sua tensão é igual à tensão de saída mais ondulação da tensão de saída.

$$V_{S5} = V_o = \frac{V_{int}}{(1 - D_{boost})} + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (23)$$

O interruptor S_5 conduz corrente apenas na primeira etapa de condução e, neste momento, o formato corrente no interruptor segue a forma de onda da corrente do indutor. Na segunda etapa de operação sua corrente é nula.

$$\overline{I_{S5}} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_c} I_{mín} + \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \, dt \right) \quad (24)$$

Como a ondulação de corrente é muito baixa, a corrente na primeira etapa de operação pode ser aproximada para uma reta com amplitude do tamanho da corrente de entrada. Assim a corrente média no interruptor é igual à corrente média de entrada multiplicado pela razão cíclica em que o interruptor opera.

$$\overline{I_{S5}} = D_{boost} \cdot I_{int} \quad (25)$$

Fazendo as mesmas considerações, corrente eficaz no interruptor S_5 é definida pela expressão:

$$I_{S5ef} = \sqrt{\left(\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_c} I_{mín} + \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \, dt \right) \right)^2} = \sqrt{D} \cdot I_{int} \quad (26)$$

A corrente máxima no interruptor é igual ao pico da corrente no indutor.

$$I_{S5m\acute{a}x} = I_{m\acute{a}x} = I_{int} + \frac{\Delta I_{int}}{2} \quad (27)$$

3.2.3.4 Esforços no diodo D_6 .

No modo *Boost*, o interruptor S_6 realiza esforços apenas por meio de seu diodo intrínseco, assim, a tensão máxima sobre o diodo ocorre na primeira etapa de condução onde o componente se encontra bloqueado com a tensão de saída mais sua ondulação invertida em seus terminais.

$$V_{D6} = -V_o = -\left(\frac{V_{int}}{1 - D_{boost}}\right) + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (28)$$

O diodo conduz apenas na segunda etapa de operação, neste momento a corrente no diodo é igual a corrente no indutor. As mesmas aproximações feitas para o interruptor podem ser feitas para o diodo.

$$\overline{I_{D6}} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{ta} I_{m\acute{a}x} - \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \, dt \right) = (1 - D_{boost}) \cdot I_{int} \quad (29)$$

A corrente eficaz no diodo é definida pela equação:

$$I_{D6ef} = \sqrt{\left(\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{ta} I_{m\acute{a}x} - \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \, dt \right) \right)^2} = \sqrt{(1 - D_{boost})} \cdot I_{int} \quad (30)$$

Sua corrente máxima é igual a corrente máxima no indutor .

$$I_{D6m\acute{a}x} = I_{m\acute{a}x} = I_{int} + \frac{\Delta I_{int}}{2} \quad (31)$$

3.2.3.5 Esforços do capacitor C_3 .

O capacitor C_3 atua como filtro para manter a tensão de saída com uma baixa ondulação. O capacitor se encontra em paralelo com a carga assim tem a mesma tensão máxima.

$$V_{C3} = V_o = \frac{V_{int}}{(1 - D_{boost})} \quad (32)$$

O capacitor na saída do conversor apresenta um caminho de baixa impedância para as correntes alternadas. Dessa forma a corrente no componente é igual à corrente do diodo menos a corrente da carga.

A corrente média e eficaz no capacitor de saída C_3 é dada por:

$$\overline{I_{C3}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{ta} \left((I_{m\acute{a}x} - I_o) - \frac{V_{int}}{L} \cdot t \right) dt = (1 - D_{boost}) \cdot I_{int} - I_o = 0 \quad (33)$$

$$I_{C3ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{ta} \left((I_{m\acute{a}x} - I_o) - \frac{V_{int}}{L} \cdot t \right)^2 dt} = \sqrt{(1 - D_{boost})} \cdot I_{int} - I_o \quad (34)$$

A corrente máxima no C_3 é igual a corrente de pico do indutor menos a componente DC da saída.

$$I_{C3máx} = I_{máx} - I_o \quad (35)$$

3.2.4 Determinação dos esforços de corrente e tensão nos componentes no modo *Buck*.

Nesta seção são realizados os cálculos para determinar os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor no modo *Buck*. Os equacionamentos são baseados nos circuitos equivalentes que cada etapa de operação apresenta

3.2.4.1 Esforços no indutor de entrada L_3 .

A tensão máxima ocorre na segunda etapa onde:

$$V_{L3} = V_{int} \quad (36)$$

Como no conversor *Boost*, a ondulação de corrente é regulada na saída, pelo indutor. A ondulação de saída será a mesma que a ondulação de entrada do conversor para o modo *Boost*:

$$\Delta_{IL3} = \Delta_{Int} = \Delta_{Int\%} \cdot I_{int}$$

A corrente de pico do indutor é igual ao somatório da corrente média de saída mais a ondulação de corrente de saída. A corrente mínima do indutor é igual a corrente média de saída menos a ondulação da corrente média de saída.

$$-I_{L3máx} = -I_{máx} = -\left(I_{int} + \frac{\Delta_{int}}{2}\right) \quad (37)$$

$$-I_{L3mín} = -\left(I_{int} - \frac{\Delta_{int}}{2}\right) \quad (38)$$

O indutor de saída se carrega na primeira etapa de operação e descarrega na segunda de operação, de forma linear. Deste modo a sua corrente média é o somatório das rampas de corrente da primeira e segunda etapa de operação.

$$m_1 = \frac{(I_{máx} - I_{mín})}{t_c} \quad (39)$$

$$m_2 = \frac{(I_{mín} - I_{máx})}{t_a} \quad (40)$$

$$-\overline{I_{L3}} = -\frac{1}{t_s} \left[\int_0^{t_c} (I_{mín} + m_1 \cdot t) dt + \int_{t_c}^{t_s} (I_{máx} + m_2 t - m_2 \cdot t_c) dt \right] \quad (41)$$

De forma análoga, o valor eficaz da corrente no indutor é calculado.

$$-I_{L3ef} = -\sqrt{\frac{1}{t_s} \left[\int_0^{t_c} (I_{mín} + m_1 \cdot t)^2 dt + \int_{t_c}^{t_s} (I_{máx} + m_2 t - m_2 \cdot t_c)^2 dt \right]} \quad (42)$$

A corrente máxima é a mesma que o pico da corrente do indutor

$$-I_{C3máx} = -(I_{máx} - I_o) = -\left[\left(I_{int} + \frac{\Delta I_{int}}{2} \right) - I_o \right] \quad (43)$$

3.2.4.2 Esforços sobre o interruptor S₆.

A máxima tensão que o interruptor está submetido ocorre na segunda etapa, neste momento o interruptor está em paralelo com a fonte de entrada e tem tensão igual.

$$V_{S6} = V_o \quad (44)$$

O interruptor processa corrente apenas na primeira etapa de condução do sistema, nesse momento a corrente cresce linearmente por conta do indutor à jusante.

A corrente média no interruptor S₆ é definida pela expressão:

$$-\overline{I_{S6}} = -\frac{1}{T_s} \int_0^{t_c} \left(I_{mín} + \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \right) dt = -D_{buck} \cdot I_{int} \quad (45)$$

A corrente eficaz no interruptor S₆ é definida pela expressão:

$$-I_{S6ef} = -\sqrt{\left[\frac{1}{T_s} \int_0^{t_c} \left(I_{mín} + \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \right) dt \right]^2} = -\sqrt{D_{buck}} \cdot I_{int} \quad (46)$$

A corrente máxima no interruptor é igual à corrente máxima no indutor.

$$-I_{S6máx} = -I_{L3máx} = -\left(I_{int} + \frac{\Delta I_{int}}{2} \right) \quad (47)$$

3.2.4.1 Esforços no capacitor de entrada C₃.

A tensão máxima no capacitor C₃ é igual à tensão de entrada mais sua ondulação:

$$V_{C3} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (48)$$

O capacitor na primeira etapa processa a corrente alternada imposta pelo indutor na saída do conversor e na segunda é carregado pela fonte de corrente de entrada constante. Desta forma a corrente no componente é igual a corrente do interruptor menos o nível constante da fonte de entrada.

$$-\overline{I_{C3}} = -[(1 - D_{buck}) \cdot I_{int} - I_o] \quad (49)$$

$$-I_{C3ef} = -\sqrt{[(1 - D_{buck}) \cdot I_{int}]^2 - (I_o)^2} \quad (50)$$

3.2.4.2 Esforços no diodo intrínsecos D_5 .

No modo *Buck*, o interruptor S_5 realiza esforços apenas por meio de seu diodo intrínseco, assim, a tensão máxima sobre o diodo ocorre na primeira etapa de condução onde o componente se encontra bloqueado com a tensão de saída invertida em seus terminais.

$$V_{D5} = -V_o = -\left(\frac{V_o}{1 - D_{buck}}\right) \quad (51)$$

O diodo conduz apenas na segunda etapa de operação, dessa forma a corrente média no componente é igual a segunda etapa de condução do indutor, as mesmas aproximações feitas para o interruptor podem ser feitas para o diodo.

$$\overline{I_{D6}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_a} \left(I_{máx} - \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \right) dt = (1 - D_{buck}) \cdot I_{int} \quad (52)$$

A corrente eficaz no diodo é definida pela equação:

$$-I_{D6ef} = \sqrt{\left[\frac{1}{T_s} \int_0^{t_a} \left(I_{máx} - \frac{V_{int}}{L_3} \cdot t \right) dt \right]^2} = \sqrt{(1 - D_{buck})} \cdot I_{int} \quad (53)$$

3.2.4.3 Esforços do capacitor C_2 .

O capacitor se encontra em paralelo com o barramento intermediário e tem mesma tensão

$$V_{C2} = V_{int} \quad (54)$$

O capacitor na saída apresenta um caminho de baixa impedância para a parcela alternada de corrente do indutor L_3 . Dessa forma a corrente no componente é igual a corrente do indutor menos a corrente I_{int} que é transmitida para o segundo estágio de potência.

A corrente média e eficaz no capacitor de saída C_3 é dada por:

$$\overline{I_{C2}} = -\frac{1}{t_s} \left[\int_0^{t_c} (m_1 \cdot t + I_{mín} - I_{int}) dt + \int_{t_c}^{t_s} (m_2 \cdot t + I_{máx} - I_{int} - m_2 t_c) dt \right] \quad (55)$$

$$I_{C2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s^2} \left[\int_0^{t_c} (m_1 \cdot t + I_{mín} - I_{int}) dt \right]^2 + \left[\int_0^{t_a} (m_2 \cdot t + I_{máx} - I_{int} - m_2 t_c) dt \right]^2} \quad (56)$$

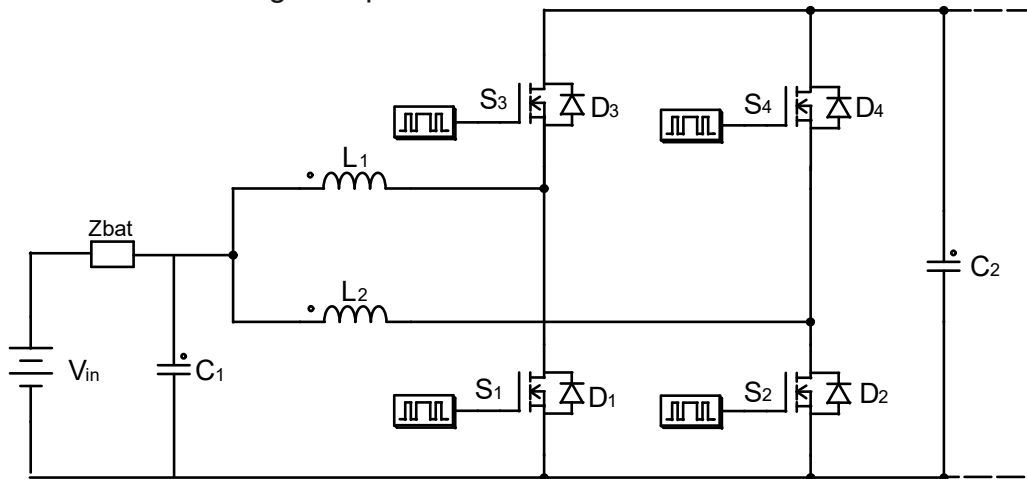
A corrente máxima no capacitor é igual a corrente máxima do indutor subtraído da corrente de saída constante.

$$I_{C2máx} = I_{L3máx} - I_{int} \quad (57)$$

4 ANÁLISE DO CONVERSOR *BOOST* BIDIRECIONAL ENTRELACADO.

A análise de cada etapa de operação, formas de onda, cálculo do ganho estático e determinação dos esforços não são necessários para este conversor por serem semelhantes ao conversor *Boost* convencional analisado anteriormente. As únicas diferenças entre os conversores é o dobro da frequência nos capacitores e a metade da corrente nos componentes

Figura 30 - Primeiro estágio de potência



Fonte: Próprio autor.

Os tópicos 4.1 e 4.3 apresentam as diferenças citadas entre os conversores e 4.2 apresenta o motivo pelo qual a defasagem em 180° é definida para este circuito

4.1 POTÊNCIA PROCESSADA.

O conversor *Boost* entrelaçado se diferencia do convencional por ter dois conversores idênticos em paralelo. Essa característica faz com que cada conversor processe metade da potência de entrada, dessa forma os indutores e semicondutores processam metade da corrente da entrada e diminuem suas perdas.

$$I_{L3} = I_{L1} + I_{L2} \quad (58)$$

$$I_{S5} = I_{S1} + I_{S2} \quad (59)$$

$$I_{D6} = I_{D3} + I_{D4} \quad (60)$$

Para observar a diferença entre a topologia do primeiro e segundo estágio de potência foram realizadas simulações com o software PSIM e apresentadas na Figura 31, avaliando a corrente nos indutores, interruptores e diodos de cada topologia. Verifica-se que para uma mesma tensão e potência de entrada a corrente de pico no

conversor *Boost* convencional é expressivamente maior que a do conversor entrelaçado e, como as formas de onda nos dois conversores são iguais, o valor da corrente eficaz nos semicondutores também é maior.

Onde:

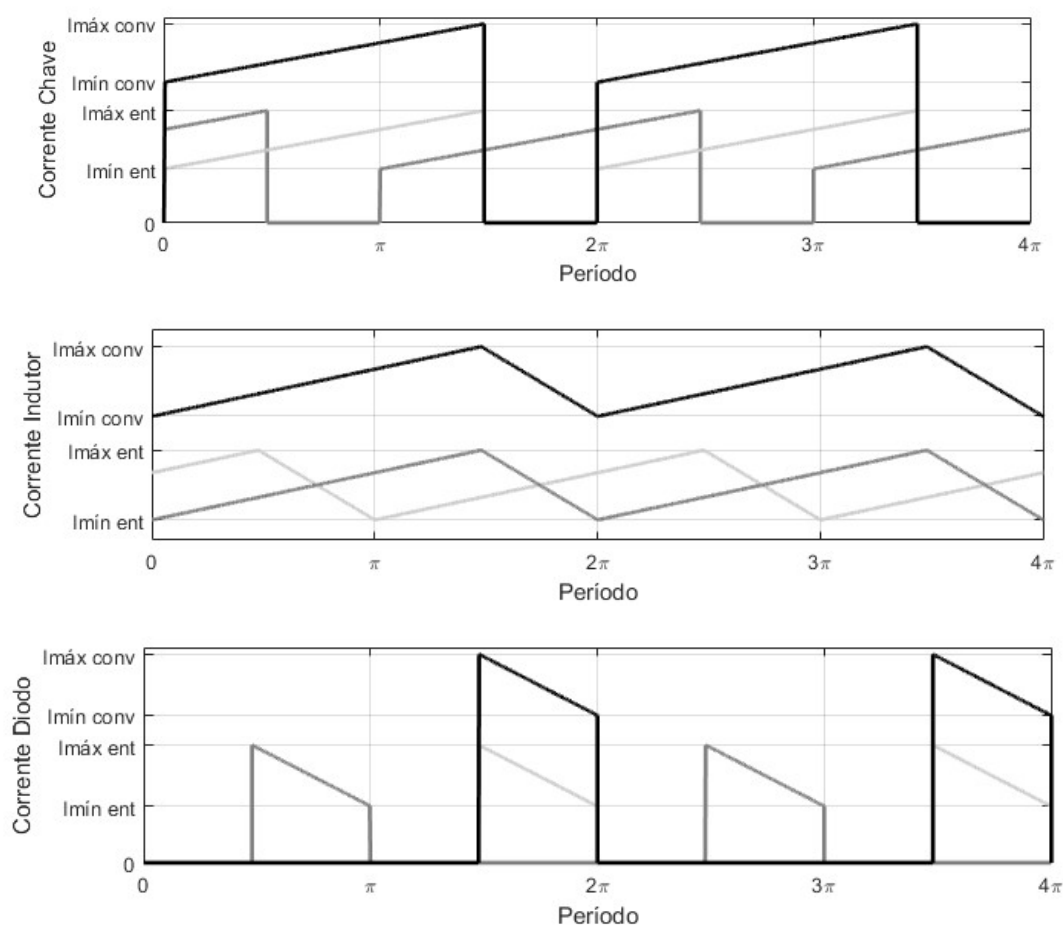
Corrente máxima do conversor convencional: $I_{m\acute{a}x\ conv}$

Corrente máxima do conversor entrelaçado: $I_{m\acute{a}x\ ent}$

Corrente mínima do conversor convencional: $I_{m\acute{i}n\ conv}$

Corrente mínima do conversor entrelaçado: $I_{m\acute{i}n\ ent}$

Figura 31 - Comparação entre as correntes dos dois conversores no interruptor, indutor e diodo, respectivamente



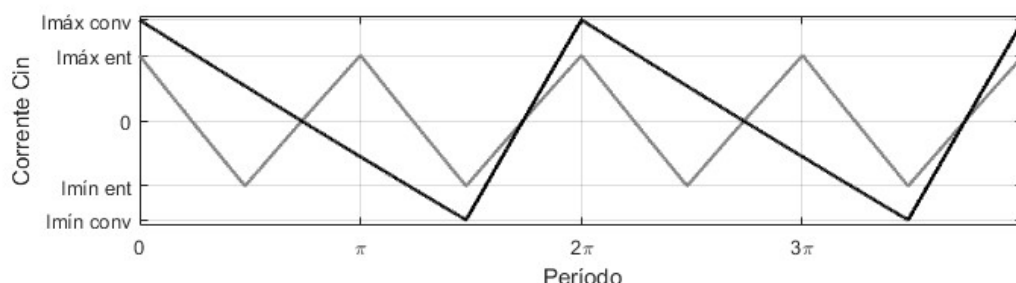
Fonte: Próprio Autor

Assim, os gráficos expostos na Figura 31 demonstram a vantagem do conversor entrelaçado compartilhar a corrente entre os componentes do circuito. Entretanto, um fato importante a ser notado, é que caso as correntes não sejam grandes o suficiente, as perdas nos componentes dependerão mais das resistências de componente, e ainda, a adição de componentes extras ao circuito pode piorar os resultados de rendimento ao invés de apresentar uma melhora.

4.2 EQUACIONAMENTO DOS CAPACITORES.

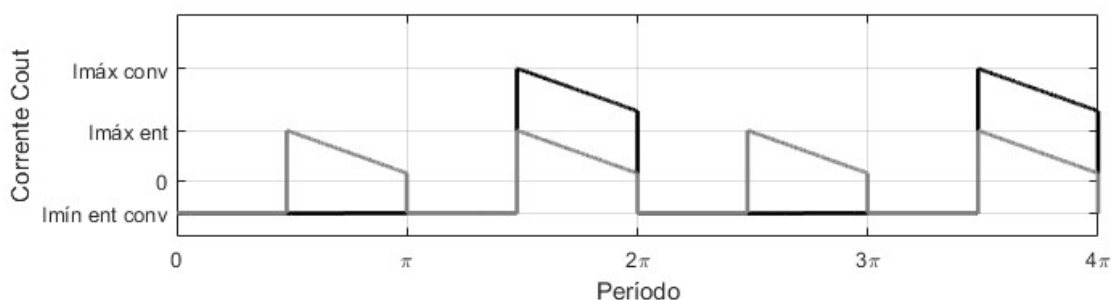
O dobro da frequência na entrada do conversor, como já citado, altera a forma de onda no capacitor de entrada e saída, desse modo a corrente média continua zero, mas a corrente eficaz diminui pelo período ser metade do período de comutação. A equação da corrente média e eficaz para dos capacitores de entrada e saída mostram que suas correntes são diminuídas pela metade neste conversor. A Figura 32 e Figura 33 apresentam, respectivamente, uma comparação entre as correntes dos capacitores de entrada e saída de um conversor *Boost* convencional e outro entrelaçado.

Figura 32 - Corrente no capacitor de entrada do conversor entrelaçado e convencional no modo *Boost*.



Fonte: Próprio Autor

Figura 33 - Corrente no capacitor de saída do conversor entrelaçado e convencional no modo *Boost*



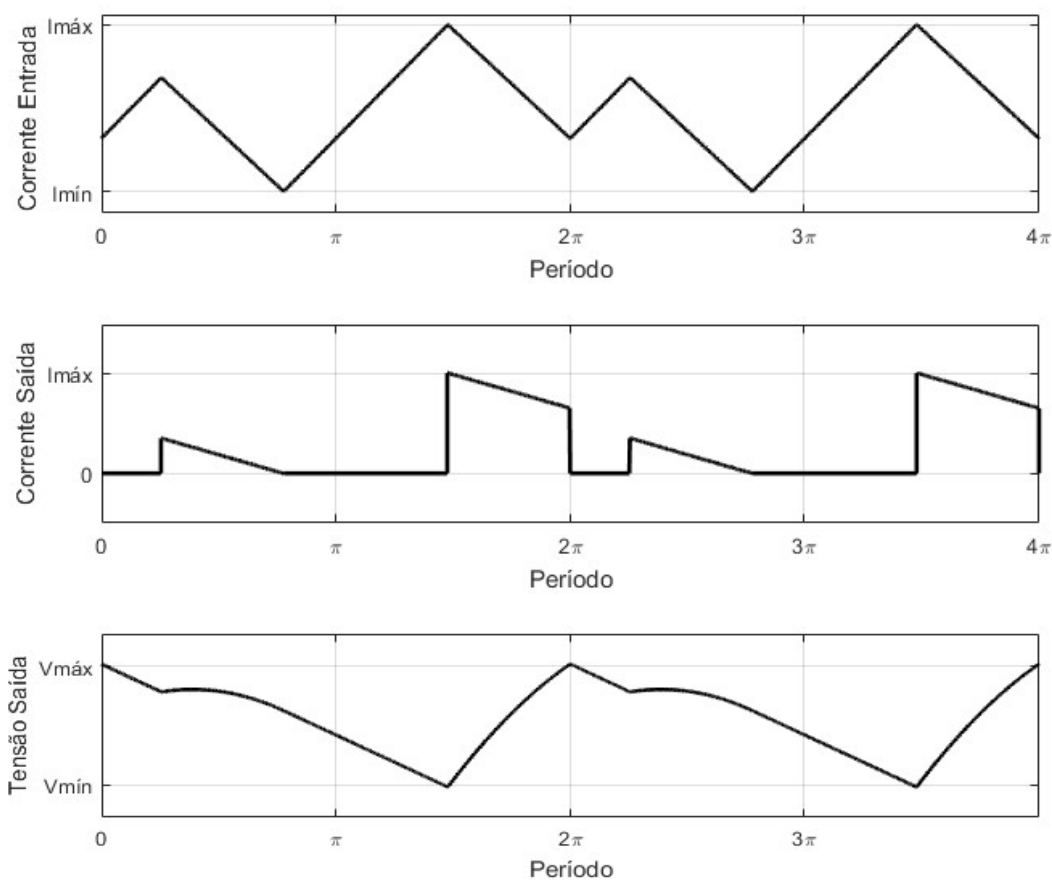
Fonte: Próprio Autor

4.3 COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES.

Quando dois conversores são conectados em paralelo, a comutação dos interruptores inferiores tem efeito direto nas formas de onda dos componentes do circuito. Para uma aplicação na qual os dois interruptores operam sem defasagem entre elas, as correntes nos componentes têm as mesmas formas que as encontras no *Boost*. Caso a defasagem entre os interruptores for diferente de 0° ou 180° as

correntes nos componentes, na entrada e saída (antes do capacitor) não apresentam formas definidas e dependente da defasagem. Esse fator além de dificultar cálculos, modifica os esforços para cada elemento do circuito. A escolha da defasagem pode também levar o circuito à condução descontínua, que reflete em um ganho não linear como já visto em 3.1.1 e 3.1.3. A Figura 34 apresenta as formas de onda para a entrada, saída antes do capacitor e tensão de saída para ângulo de 140°

Figura 34 - Formas de onda para a entrada, saída antes do capacitor e tensão de saída para ângulo de 140°



Fonte: Próprio autor

A defasagem de 180° além de dividir a corrente no indutor e semicondutores também duplica a ondulação nos elementos passivos na entrada e na saída do circuito, subdimensionando os capacitores de entrada e saída. Quando o conversor opera em modo *Buck*, o dobro da frequência diminui a ondulação de corrente na saída e aumenta a vida útil da bateria.

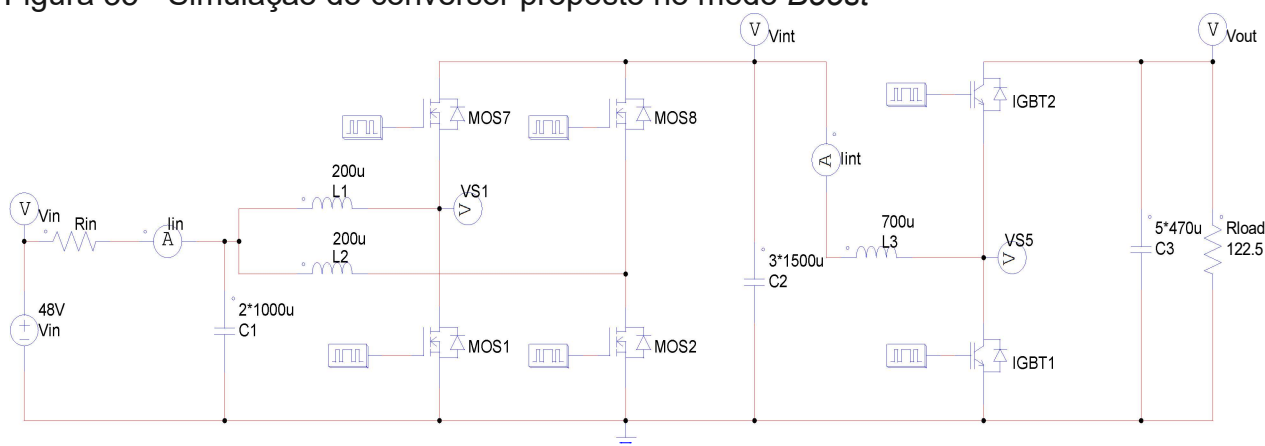
5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR.

Nesta seção serão apresentadas as simulações do conversor cc-cc de dois estágios bidirecional de alto ganho realizadas no software *PSIM*.

As simulações serão apresentadas primeiramente no modo *Boost* do conversor e posteriormente na versão *Buck*. As simulações apresentadas foram definidas de acordo com as medidas possíveis de serem obtidas no protótipo e também as formas de onda que definem o bom funcionamento do projeto.

5.1 SIMULAÇÃO NO MODO *BOOST*

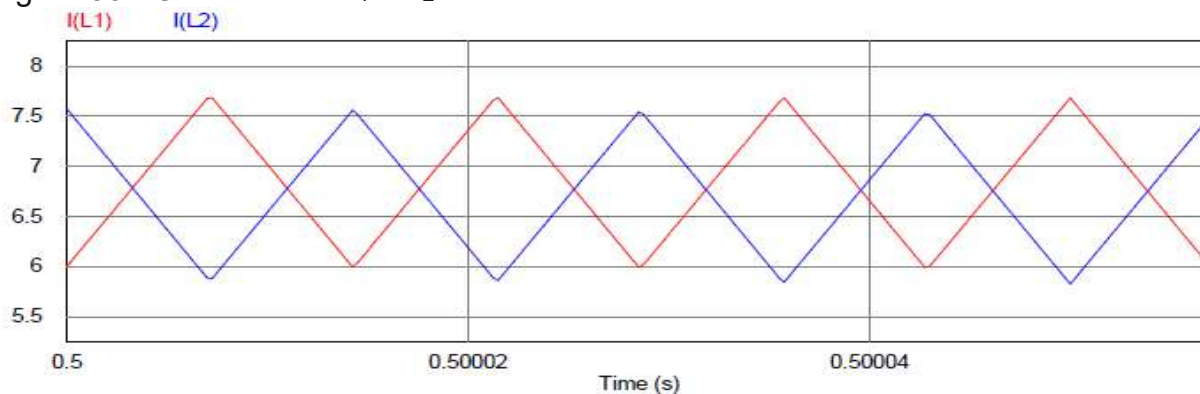
Figura 35 - Simulação do conversor proposto no modo *Boost*



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 36 está apresentada a forma da corrente nos indutores de entrada L_1 e L_2 . Percebe-se que as duas formas de ondas estão defasadas em 180° decorrente do entrelaçamento dos conversores. A corrente eficaz em L_1 tem valor eficaz de 10,45A e a corrente em L_2 tem valor de 10,36A. A ondulação em ambas as correntes é de 15,9%.

Figura 36 - Corrente em L_1 e L_2

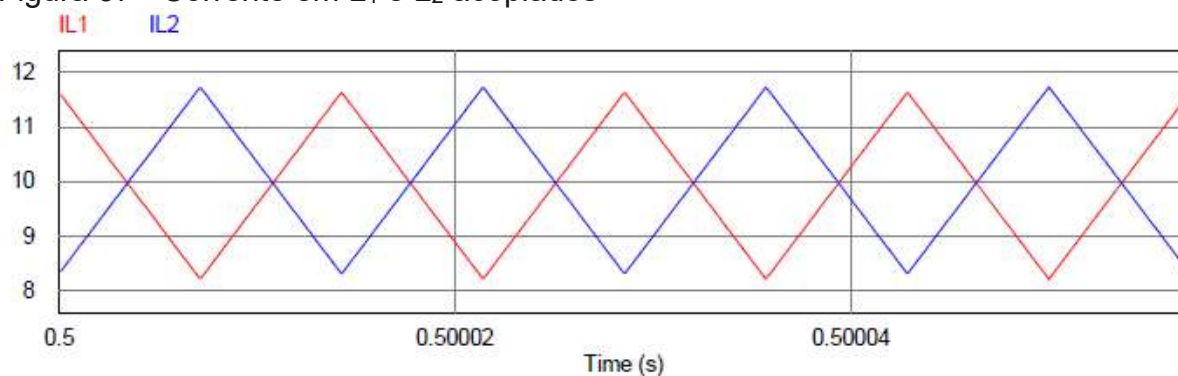


Fonte: Próprio autor

Observa-se que o nível CC das formas de onda de cada indutor são diferentes. Supõe-se que este problema é causado devido um reativo circulante no primeiro estágio de potência ocorrido pelos modos de operação do segundo estágio de potência. Este reativo faz com que as indutância magnetizantes sejam diferentes em cada indutor. Os circuitos foram simulados de forma separada e este efeito não era visível.

Como este efeito aumenta a corrente de um dos braços de interruptores as perdas serão maiores que as cálculas e o semicondutor poderá queimar por aumento da temperatura. Dessa forma, para reparar essa singularidade, o mesmo circuito foi simulado com indutores acoplados e o resultado é apresentado na Figura 37.

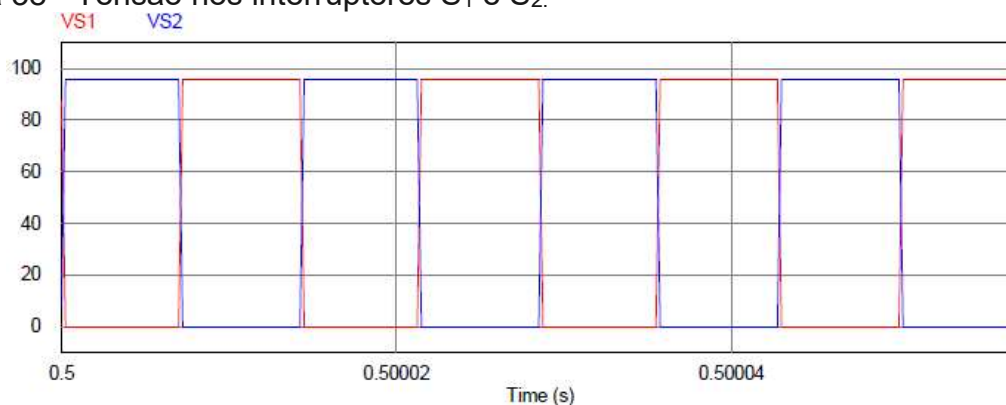
Figura 37 - Corrente em L_1 e L_2 acoplados



Fonte: Próprio autor

A corrente média obtida é de 10,07A para cada um dos indutores com ondulação de 34%, valor próximo do calculado. Na Figura 38 é apresentada a comutação dos interruptores S_1 e S_2 , que operam defasadas em 180° . A tensão de bloqueio é de 96V, valor esperado para a razão cíclica de 0,5.

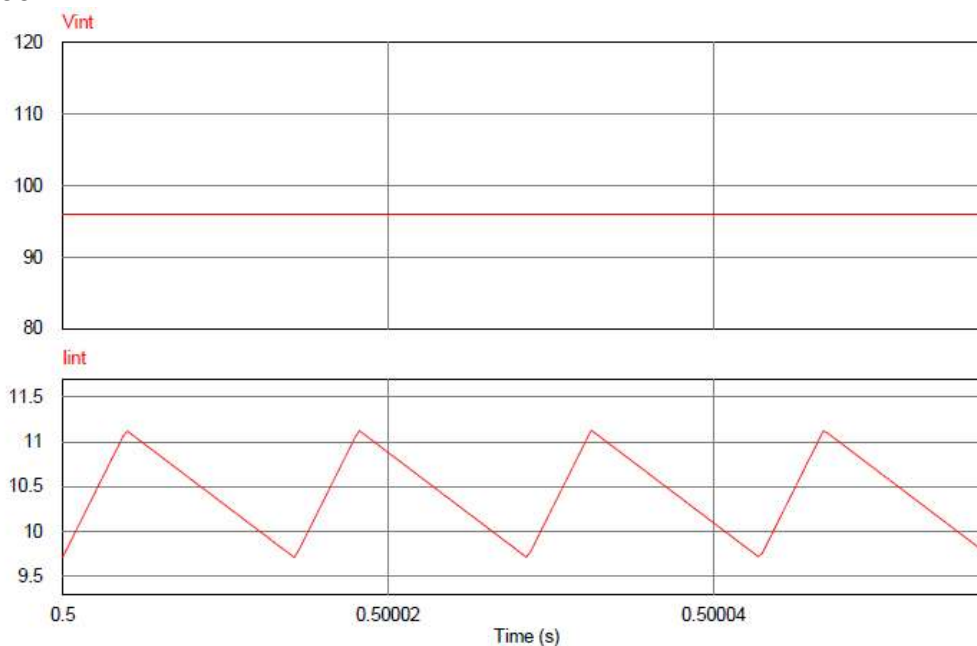
Figura 38 - Tensão nos interruptores S_1 e S_2 .



Fonte: Próprio autor

Na Figura 39 estão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no barramento intermediário. A alta capacitância mantém o barramento com baixas ondulações de tensão e valor médio de 96V. A corrente no barramento é a mesma que o indutor I_{L3} . A ondulação da corrente é de cerca de 6%, valor menor do que o definido, isso se deve ao cálculo da indutância ser feito para a indutância modo *Buck*.

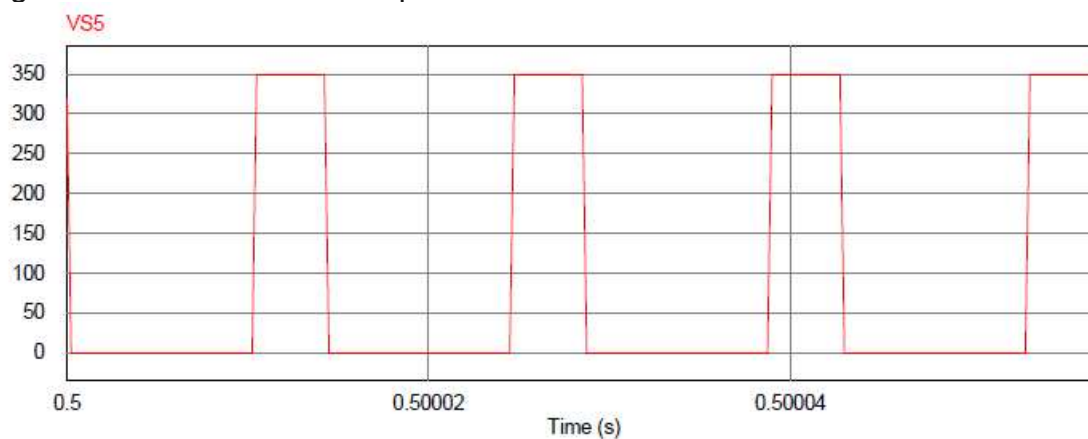
Figura 39 - Tensão e corrente no barramento intermediário



Fonte: Próprio autor

A apresenta a tensão no interruptor S_5 . Sua tensão de bloqueio é igual ao barramento de saída, 350V.

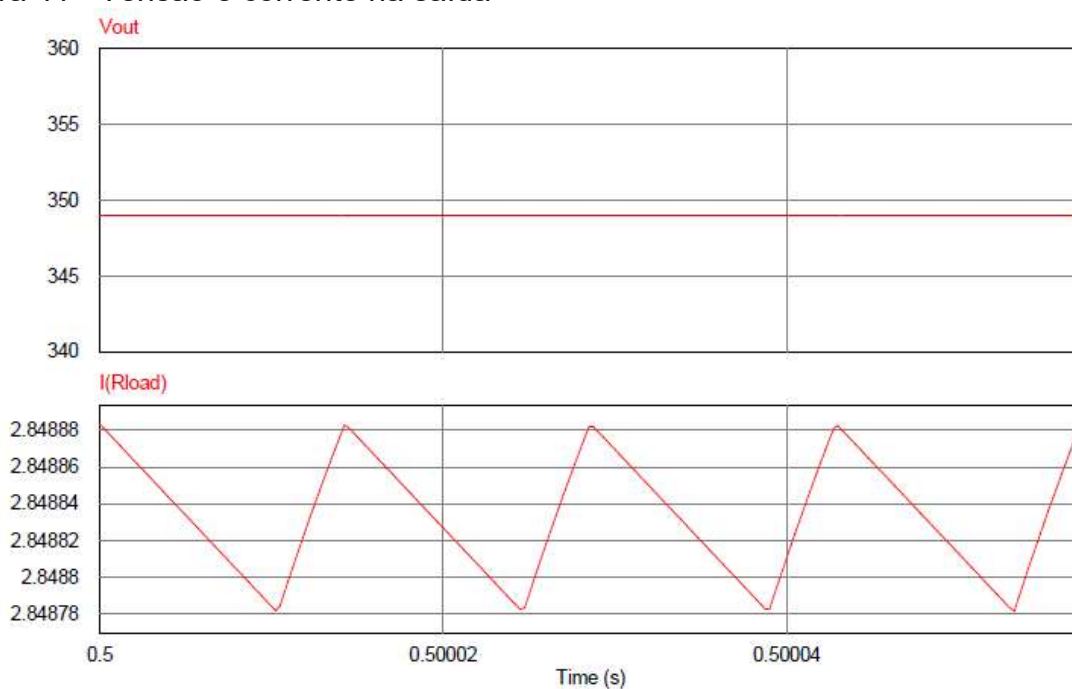
Figura 40 - Tensão no interruptor S_5



Fonte: Próprio autor

Na Figura 41 são apresentadas a tensão e corrente de saída do conversor no *Boost*. Pela alta capacitância na saída a tensão apresenta ondulação desprezível e tem valor de 349V um pouco abaixo do esperado pelo arredondamento no valor das razões cíclicas. A corrente na carga também apresenta baixa ondulação, próxima de 1,74%.

Figura 41 - Tensão e corrente na saída

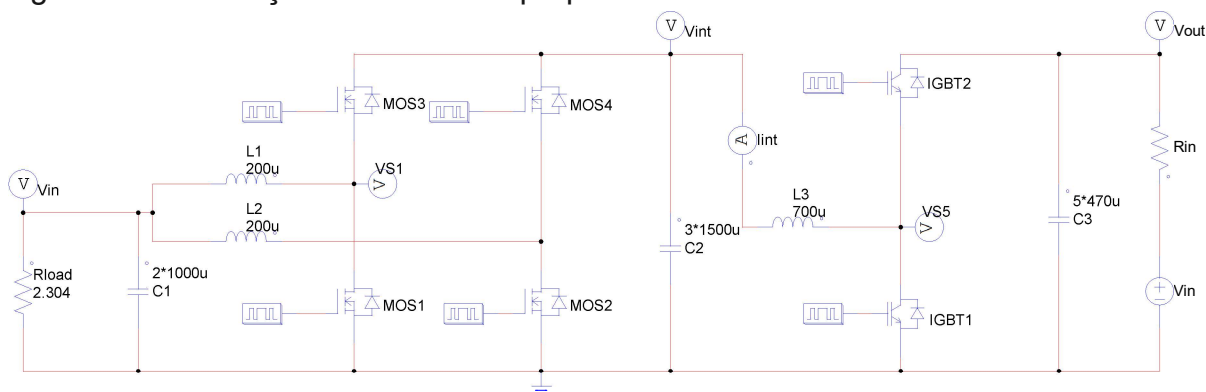


Fonte: Próprio autor

5.2 SIMULAÇÃO NO MODO *BUCK*.

A seguir são apresentadas as formas de onda da simulação no modo *Buck*, as correntes nos componentes foram medidas no sentido contrário ao do conversor no modo *Boost* para que se possa verificar de forma mais apropriada o funcionamento como conversor *Buck*. Uma resistência R_{in} é de 50Ω

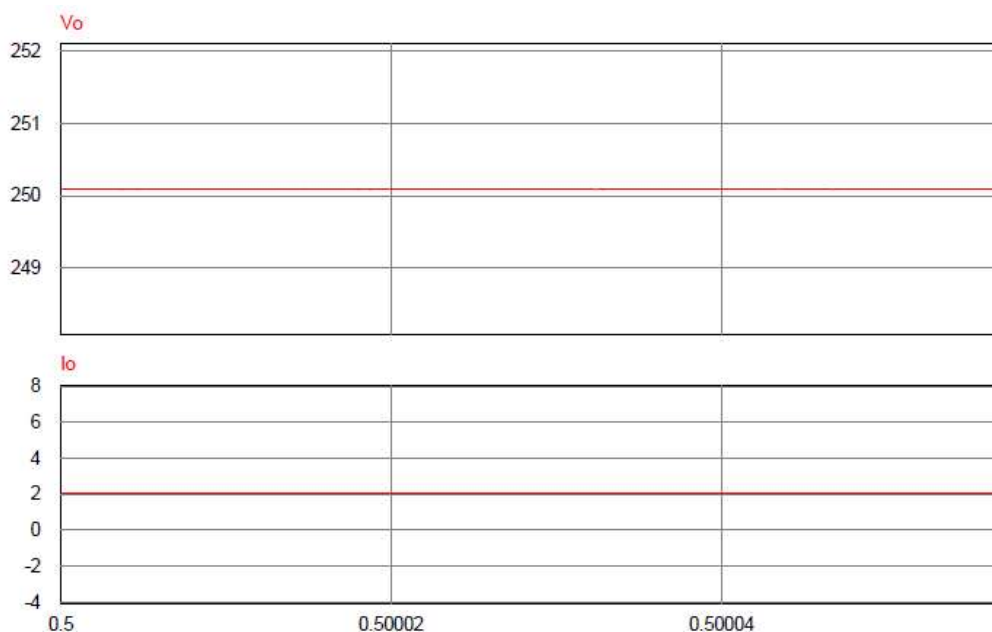
Figura 42 - Simulação do conversor proposto no modo *Buck*



Fonte: Próprio autor

Na Figura 43 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada para o conversor proposto no modo *Buck*. A tensão de entrada é 350V e tem ondulação desprezível e a corrente de entrada tem valor eficaz de 2,08A e ondulação desprezível.

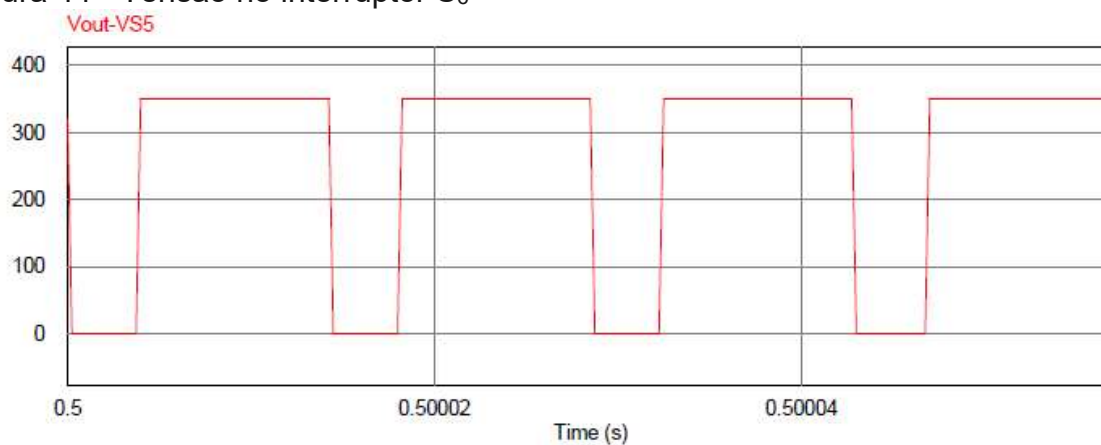
Figura 43 - Tensão e corrente de entrada no modo *Buck*



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 44 é apresentada a tensão no interruptor S_6 , a tensão de bloqueio é igual à entrada de 350V, sua comutação tem razão cíclica de 0,72 conforme projetado.

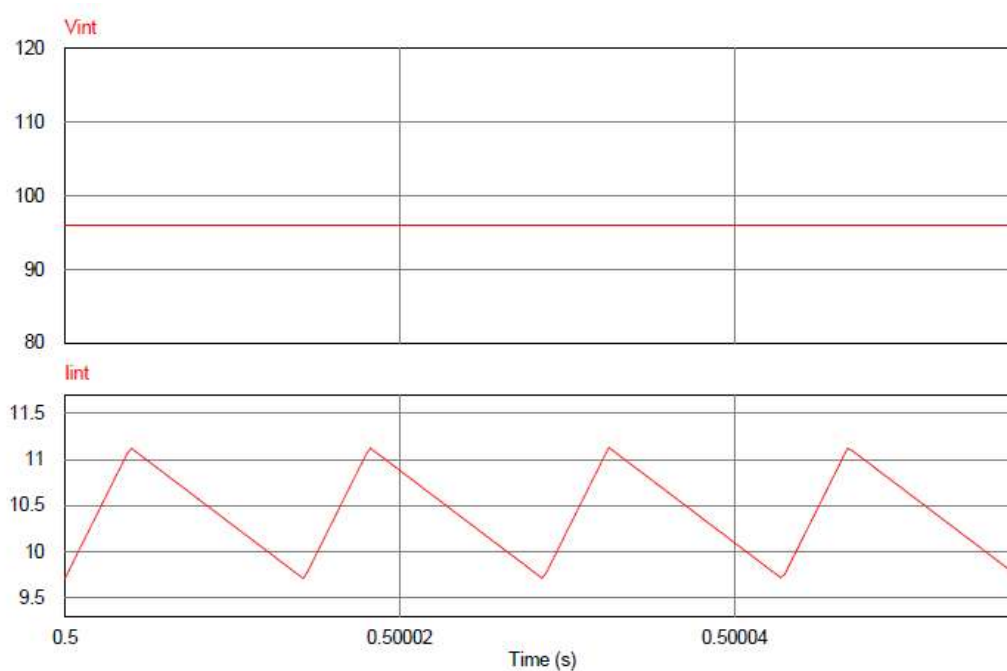
Figura 44 - Tensão no interruptor S_6



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 45 estão apresentadas as formas de onda da tensão e corrente no barramento intermediário. A tensão de no barramento intermediário é de 96V. A corrente tem valor eficaz de 10,43A e ondulação de 13,6% valor um pouco menor que o estipulado mas já esperado visto que a indutância L_3 calculada é de 614 μ H e a obtida na prática foi de 700 μ H.

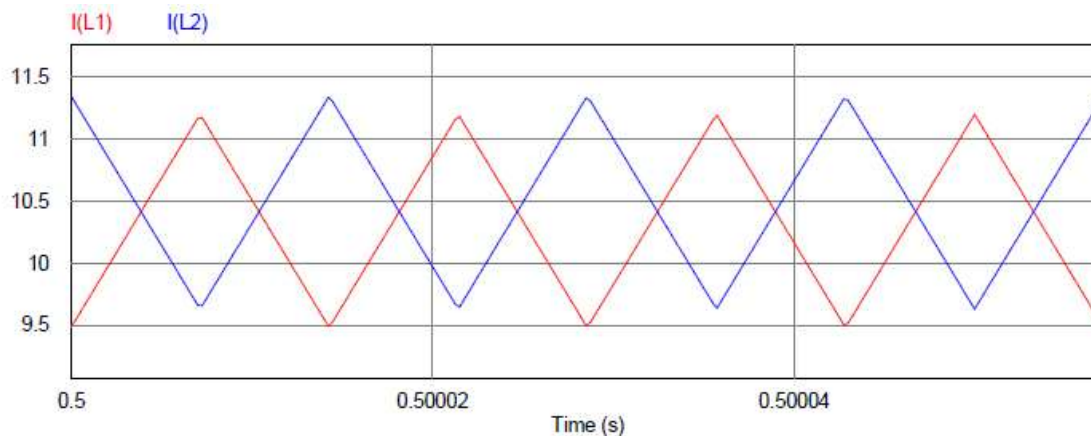
Figura 45 - Tensão e corrente no barramento intermediário



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 46 são apresentadas as correntes nos indutores L_1 e L_2 , a corrente eficaz no indutor L_1 é de 10,3A e no indutor L_2 10,55A. A ondulação da corrente é de 16,2%. Percebe-se que para o modo *Buck* as correntes no indutores também sofrem influência do primeiro estágio de potência bem como o modo *Boost*.

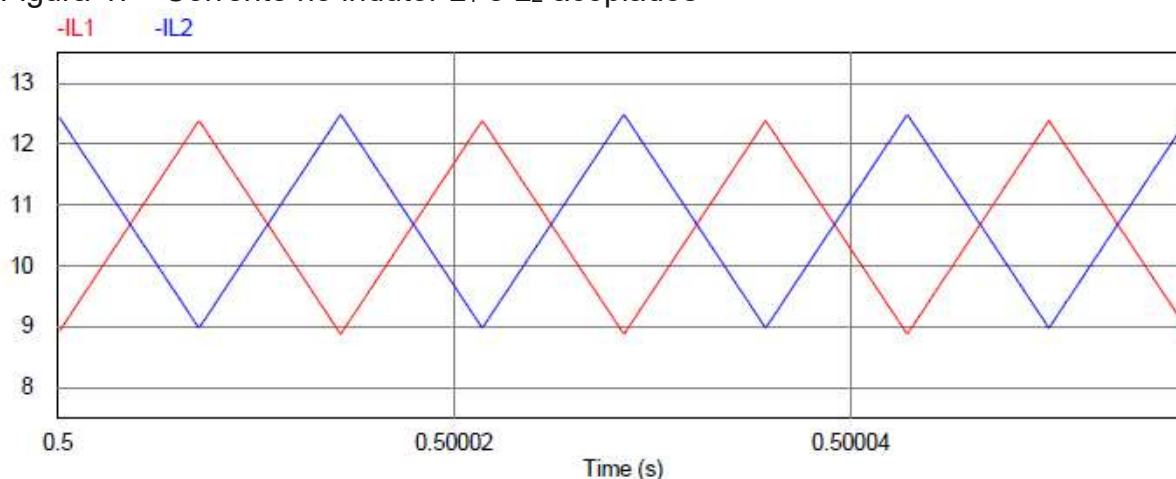
Figura 46 - Corrente nos indutores L_1 e L_2



Fonte: Próprio Autor

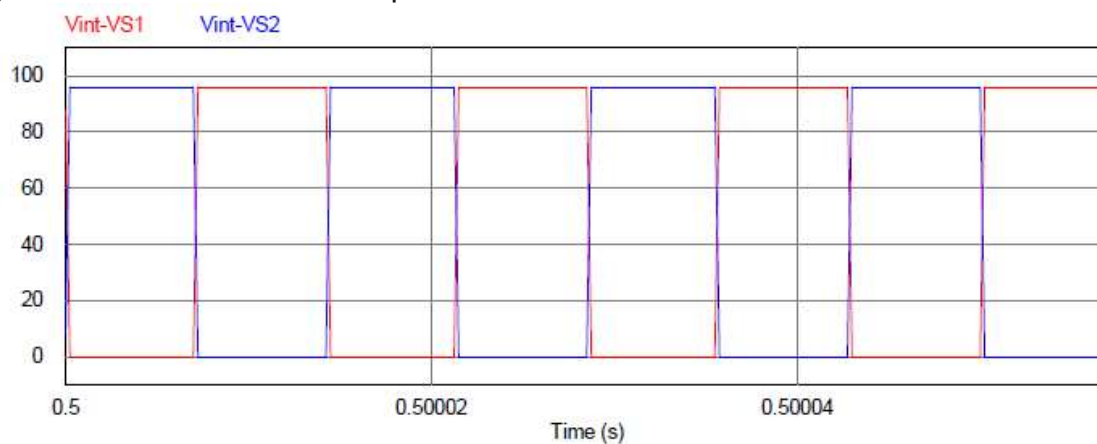
Foi utilizado o mesmo indutor acoplado para o circuito no modo buck e o valor de corrente eficaz encontrada para os dois indutores foi de 10,06A e ondulação de corrente de 32,3%, valor próximo do calculado.

Figura 47 - Corrente no indutor L_1 e L_2 acoplados



Fonte: Próprio Autor

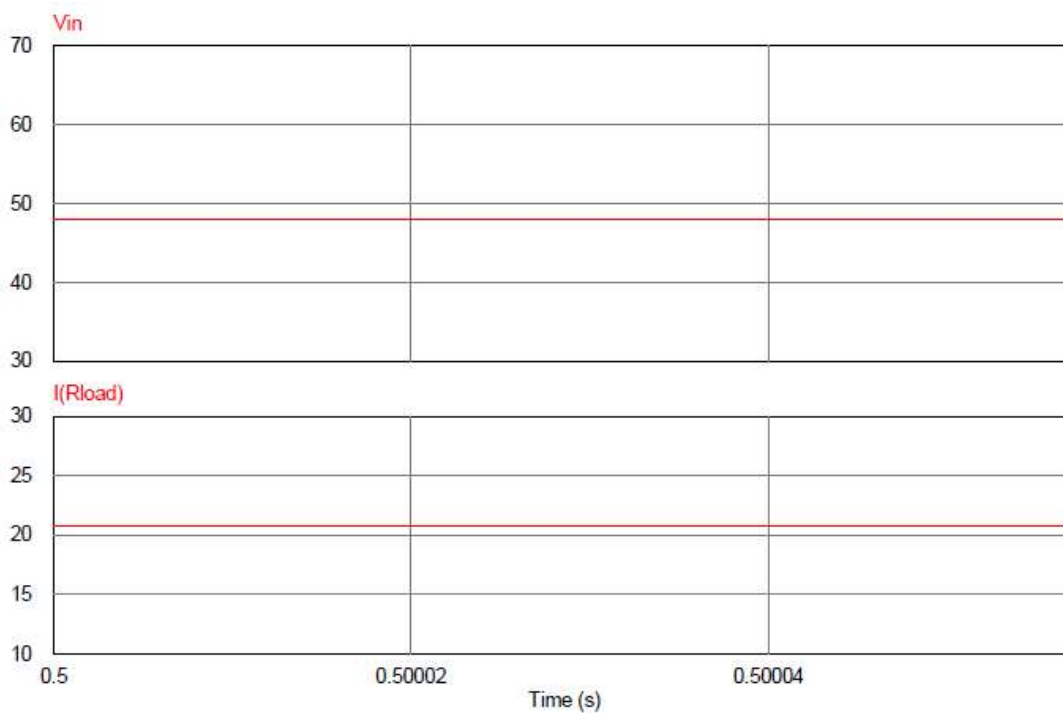
Na Figura 48 são apresentadas as formas de onda da tensão nos interruptores S_3 e S_4 . A tensão de bloqueio do interruptor é igual à tensão do barramento intermediário, sendo de 96V.

Figura 48 - Tensão nos interruptores S_3 e S_4 

Fonte: Próprio Autor

Na Figura 49 são apresentadas as formas de tensão e corrente da saída do conversor no modo *Buck*, a tensão de saída é de 48V e a corrente saída de 20,83A. A ondulação na saída é desprezível por conta da alta capacitância.

Figura 49 - Tensão e corrente de saída



Fonte: Próprio Autor

6 METODOLOGIA DO PROJETO DO CONVERSOR

A metodologia do projeto dos componentes do conversor apresenta as equações que foram introduzidas no escopo do projeto e as não equacionadas ainda.

Como o projeto de um componente é feito repetidas vezes para os demais componentes semelhantes do circuito, será exposto na metodologia apenas o cálculo para um dos componentes. Os componentes do segundo estágio de potência serão utilizados na metodologia do projeto do conversor, visto que o cálculo para os componentes do primeiro estágio é semelhante, podendo mudar apenas o período.

A sequência de dimensionamento dos componentes é realizada de forma que se obtenha os dados necessários para as próximas etapas de projeto.

6.1 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA.

O cálculo da indutância é feito considerando os dois modos de operação:

Frequência de comutação: f_s .

$$L_{3Boost} = \frac{V_{int} \cdot D_{boost}}{\Delta I_{int} \cdot f_s} \quad (61)$$

$$L_{3Buck} = \frac{V_{int} \cdot D_{buck} \cdot (1 - D_{buck})}{\Delta I_{int} \cdot f_s} \quad (62)$$

Considera-se para a indutância o maior valor, pois ela irá garantir a ondulação especificada para os dois modos.

As equações referentes ao projeto do indutor podem ser encontradas em [15]. O projeto do indutor inicia-se pelo cálculo do produto da área de janela (A_e) e da área do núcleo (A_w) de um núcleo EE. As dimensões do núcleo são diretamente proporcionais a corrente processada pelo circuito. A equação para a determinação do produto das áreas é dada por:

$$A_e A_{wL3} = \frac{L_3 \cdot I_{m\acute{a}x} \cdot I_{L3ef}}{K_w \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{maxL}} \quad (63)$$

Onde:

Fator de enrolamento: K_w ;

Variação da densidade de fluxo magnético: ΔB_L ;

Fluxo magnético máximo: $B_{m\acute{a}x}$;

Densidade de corrente máxima no indutor: J_{maxL} ;

Permeabilidade magnética do ar: μ_o .

Com o valor encontrado escolhe-se um núcleo que tenha um valor de $A_e A_w$ igual ou superior ao encontrado.

Com os parâmetros do núcleo escolhido calcula-se o número de espiras necessários para obter a indutância quista.

$$N_{L3} = \frac{L_3 \cdot I_{m\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \quad (64)$$

Os entreferros são responsáveis por armazenar a energia do indutor, o cálculo do entreferro é feito por (72). O resultado desta equação refere ao entreferro total. Como o fluxo magnético passa duas vezes pelo entreferro, o valor desta equação deve ser dividido por dois.

$$l_{entreferroL3} = \frac{(N_{L3}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{el})}{L_3} \quad (65)$$

$$l_{entreferro_usadoL3} = \frac{l_{entreferroL3}}{2} \quad (66)$$

Dando continuidade ao cálculo dos dados necessários, a secção do cobre necessária para suportar a corrente do indutor é calculada por:

$$S_{cuL3} = \frac{I_{L3ef}}{J_{maxL}} \quad (67)$$

O raio do condutor é definido em função do efeito pelicular decorrente da alta frequência de comutação. Deste modo, a profundidade de penetração da corrente no condutor, para uma temperatura de 100°C, é definida pela expressão:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (68)$$

O diâmetro máximo do condutor, em centímetros, é definido de acordo com a expressão

$$d_{m\acute{a}xL3} = 2\Delta \quad (69)$$

Com o diâmetro máximo do condutor calcula-se sua área $A_{cuM\acute{a}x}$, define-se o número de condutores em paralelo

$$n_{condutoresL3} = \frac{S_{cuL3}}{A_{cuM\acute{a}x}} \quad (70)$$

As perdas no indutor ocorrem por meio do condutor de cobre e por meio do núcleo magnético utilizado.

Para o cálculo das perdas no indutor pelo cobre calcula-se a resistência do condutor utilizado.

$$R_{cuL3} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_{tLL3} \cdot N_{L3}}{n_{condutoresL3}} \quad (71)$$

Onde:

Resistividade do cobre: ρ_{cu} ;

Comprimento de uma espira média: l_{tLL1} .

A potência dissipada no condutor de cobre do indutor é então dada por:

$$P_{L3cond} = R_{cuL3} \cdot I_{L3ef}^2 \quad (72)$$

A potência dissipada no núcleo se deve prioritariamente pelas suas perdas por histerese e pelas suas correntes parasitas. Dessa forma a perda no núcleo é dada por:

$$P_{L3núcleo} = \Delta I_{int} \cdot (-I_{L3}) \cdot [\Delta B_{L3}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{el}] \quad (73)$$

Sendo que:

Coeficiente de perdas por histerese: K_h ;

Coeficiente de perdas por correntes parasitas: K_f ;

Volume do núcleo: V_{el} .

A elevação térmica deve ser considerada no componente. Caso o indutor se aqueça demais, alguns materiais como isolamento do cobre, podem ser denegridos e podem resultar em um mau funcionamento do componente.

A resistência térmica do indutor com núcleo de ferrite é dada por:

$$R_{L3} = 23 \cdot A_e A_{wL3}^{-0,37} \quad (74)$$

A elevação de temperatura então pode ser dada por:

$$\Delta T_{L3} = (P_{L3cond} + P_{L3núcleo}) \cdot R_{L3} \quad (75)$$

Por fim, o parâmetro possibilidade de execução pode ser calculado para que se tenha uma noção da possibilidade de construir o componente.

$$Exe_{L3} = \frac{A_w \cdot K_w}{N_{L3} \cdot n_{condutoresL3} \cdot A_{CUIsoL3}} \quad (76)$$

Onde:

Área do condutor de cobre e seu revestimento: $A_{CUIsoL3}$.

6.2 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES TIPO MOSFET.

Para os níveis de tensão do primeiro estágio de potência do conversor os transistores de potência do tipo *MOSFET* apresentam os melhores resultados. Suas perdas em condução, estão diretamente relacionadas à resistência de condução entre o dreno e fonte. Deste modo, o interruptor escolhido deve apresentar a menor resistência dreno-fonte possível para as especificações de tensão máxima, corrente eficaz e perdas associadas.

De acordo com as formas de ondas dos interruptores nos dois modos de operação. Utilizando como exemplo o interruptor S_1 no modo *Boost* de conversão, as perdas por condução relacionam a resistência dreno-fonte com a corrente eficaz do componente:

$$P_{S1cond} = R_{ds_{on}} \cdot I_{S1ef}^2 \quad (77)$$

As perdas por comutação são relacionadas ao período de troca de estado do interruptor, onde em certo momento corrente e tensão tem valor diferente de zero.

$$P_{S1com} = \frac{V_{S1máx} \cdot I_{1máx}}{2} \cdot (t_f + t_r) \cdot f_s \quad (78)$$

Onde,

Tempo de transição para o nível alto: t_f ;

Tempo de transição para o nível baixo: t_r ;

Corrente máxima no primeiro estágio de potência: $I_{1máx}$.

6.3 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES TIPO IGBT.

Por conta dos níveis mais elevados de tensão, para o segundo estágio de potência utiliza-se um transistor de potência do tipo IGBT por apresentar melhores resultados de rendimento, peso e volume de dissipadores devido à menores perdas. As perdas do componente são relacionadas à diferença de potencial, intrínseca a sua operação, entre o coletor e emissor e a corrente de valor médio no coletor. O interruptor deve apresentar o menor valor possível de tensão entre coletor e emissor tomados os devidos valores de tensão e corrente eficaz máximos.

Deste modo, as perdas por condução são dadas por.

$$P_{S5cond} = V_{CE} \cdot \overline{I_{S5}} \quad (79)$$

As perdas por comutação são equacionadas da mesma forma que a utilizada para os interruptores do tipo MOSFET conforme a equação (7880).

6.4 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS.

Os diodos intrínsecos aos transistores de potência, seja do tipo MOSFET ou IGBT, processam energia em ambos os modos de operação. A potência dissipada nos diodos também ocorre por meio da condução e comutação.

As perdas por condução ocorrem por meio de uma tensão entre o ânodo e catodo do diodo e o valor médio da corrente no diodo. Conforme (81).

$$P_{D6cond} = V_{DR} \cdot \overline{I_{D6}} \quad (81)$$

Os diodos de forma geral são rápidos em sua entrada em condução. Entretanto, em seu fechamento ocorre o efeito de corrente reversa no componente fazendo com que o diodo tenha uma perda por comutação relacionada ao pico de corrente reverso e o tempo que este pico leva para se estabilizar e ser zerado. O valor da perda por comutação do diodo é aproximado para a equação (82), sendo Q_{rr} a carga de recuperação reversa.

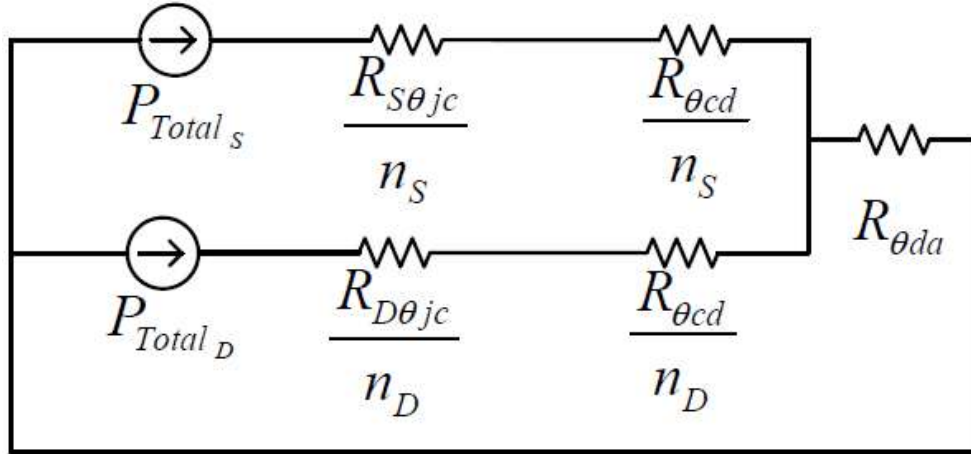
$$P_{D6com} = P_{RRM} = \frac{1}{2} \cdot V_{DR} \cdot I_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot f_s = Q_{rr} \cdot V_o \cdot f_s \quad (82)$$

A seleção dos interruptores deve atender os limites de tensão máxima, corrente média e eficaz do conversor, de forma a se levar em consideração possíveis picos nesses valores e deve apresentar os melhores valores possíveis para a resistência R_{DSon} ou tensão V_{CE} , e também para os menores valores de V_{DR} , Q_{rr} e t_{rr} .

6.5 DIMENSIONAMENTO DOS DISSIPADORES.

Prevendo o aquecimento dos interruptores, o dimensionamento de dissipadores deve ser levado em consideração. Como há transistores operando como interruptores e outros como diodo, o cálculo térmico é feito levando em consideração diferentes potências. O esquemático do circuito térmico é feito por [21], conforme a Figura 50 mostra.

Figura 50 - Circuito térmico para o dimensionamento do dissipador



Fonte: [21]

Os seguintes parâmetros são apresentados e serão necessários para o cálculo da resistência térmica dissipador-ambiente:

Temperatura ambiente: T_{amb} ;

Temperatura junção: T_j ;

Temperatura da dissipador: T_d ;

Resistência térmica junção-cápsula: R_{jc} ;

Resistência térmica cápsula-dissipador: R_{cd} ;

Número de transistores associados em paralelo como interruptores: n_s ;

Número de transistores associados em paralelo como diodos: n_d ;

Potência dissipada pelos transistores como interruptores: P_{TotalS} ;

Potência dissipada pelos transistores como diodos: P_{TotalD} .

A temperatura no dissipador é determinada pela malha que apresentar menor valor de temperatura. Com essa escolha o dissipador projetado atenderá a necessidade de dissipação de todos os componentes anexados a ela:

$$T_{dissS} = T_j - \frac{P_{TotalS} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_s} \quad (83)$$

Ou,

$$T_{dissD} = T_j - \frac{P_{TotalD} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_d} \quad (84)$$

Determinada a menor temperatura possível para o dissipador, encontra-se a resistência térmica dissipador-ambiente que permite a dissipação de calor de todos os componentes anexados ao dissipador.

$$R_{thda} = \frac{(T_{diss} - T_{amb})}{(P_{TotalS} + P_{TotalD})} \quad (85)$$

6.6 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE ENTRADA E SAÍDA.

As capacitâncias do conversor são definidas pelas equações, encontradas em [15], para os conversores *Boost* e *Buck* equação. A escolha da capacitância é feita pelo máximo valor encontrado. Sendo ΔV_o a variação de tensão na saída.

$$C_3 = \frac{I_o \cdot D_{boost}}{\Delta V_o \cdot f_s} \quad (86)$$

$$C_2 = \frac{V_o \cdot (1 - D_{buck}) D_{buck}}{8 \cdot L_3 \cdot \Delta V_o} \quad (87)$$

A potência dissipada nos capacitores ocorre pela resistência interna do componente. Para evitar o sobreaquecimento do componente é necessário que a sua resistência interna seja o menor possível e dentro do limite especificado por (88).

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{int}} \quad (88)$$

A potência perdida no capacitor sendo n_{c2} a quantidade de capacitores em paralelo é dada por:

$$P_{C2} = RSE \cdot \left(\frac{I_{C2ef}}{n_{c2}} \right)^2 \quad (89)$$

7 PROJETO DO CONVERSOR.

Nesta seção é apresentado o projeto do conversor *Boost* Entrelaçad, responsável pelo primeiro estágio de processamento de energia do conversor. Tais equacionamentos foram realizados por meio do software Mathcad.

7.1 ESPECIFICAÇÃO DO PROJETO DO CONVERSOR.

As especificações do projeto do conversor determinam os valores das grandezas de entrada e saída do conversor. Os valores definidos para o projeto são baseados no estudo de conversores comerciais feitos em 1.3.

Tabela 3 - Especificações gerais do conversor.

Especificação	Valor
Potência de saída (P_o)	1000W
Rendimento teórico de cada estágio(η)	0,95
Frequência de comutação (f_s)	70kHz
Ondulação máxima da corrente de entrada ($\Delta I_{in}\%$)	15%
Ondulação da tensão de saída ($\Delta V_o\%$)	3%
Tensão do barramento de baixa tensão (V_{in})	48V
Tensão do barramento intermediário (V_{int})	96V
Tensão do barramento de alta tensão (V_o)	350V

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4 - Especificações do conversor no modo *Boost*.

Especificação	Valor
Razão cíclica primeiro estágio (D_{1_Boost})	0,5
Razão cíclica segundo estágio (D_{2_Boost})	0,723
Resistência de carga para o modo <i>Boost</i> (R_{load_Boost})	122,5 Ω

Fonte: Próprio autor.

Tabela 5 - Especificações do conversor no modo *Buck*.

Especificação	Valor
Razão cíclica primeiro estágio (D_{1_Buck})	0,274
Razão cíclica segundo estágio (D_{2_Buck})	0,50
Resistência de carga para o modo <i>Buck</i> (R_{load_Buck})	2,3 Ω

Fonte: Próprio autor.

A tensão do barramento intermediário de 96V e a utilização de razões cíclicas diferentes para os dois estágios de potência foram definidos por conta das especificações dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 melhores explicações em 0.

A razão cíclica de 0,723, no segundo estágio de potência no modo Boost, não apresenta problemas, isto porque o conversor em projeto está sendo operado em malha aberta.

7.2 PROJETO DAS INDUTÂNCIAS DE ENTRADA.

A seguir são apresentados os cálculos para o projeto do indutor L_1 , L_2 e L_3 . O projeto das indutâncias de entrada L_1 e L_2 serão iguais para que se mantenha as especificações calculas.

7.2.1 Indutores L_1 e L_2 .

A maior indutância necessária para garantir a ondulação de corrente é definida pelo conversor no modo *Buck*:

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{int} \cdot D_{1_buck} \cdot (1 - D_{1_buck})}{\Delta I_{in\%} \cdot (-I_{L1}) \cdot f_s} = 178,3\mu H \quad (90)$$

Para o cálculo do indutor, o valor dos seguintes parâmetros foram definidos para o projeto:

- Fator de enrolamento: $K_w = 0,7$;
- Fluxo magnético máximo: $B_{m\acute{a}x}=0,3T$
- Variação da densidade de fluxo magnético: $\Delta B_L=0,045 T$;
- Densidade de corrente máxima no indutor: $J_{maxL}= 350 A/cm^2$;

E a permeabilidade magnética do meio utilizada foi a do ar:

- Permeabilidade magnética do ar: $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$.

Calcula-se então o produto das áreas $A_e A_w$ do indutor:

$$A_e A_{wL1} = A_e A_{wL2} = \frac{L_1 \cdot (-I_{L1m\acute{a}x}) \cdot (-I_{L1ef})}{K_w \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot J_{maxL}} = 4.7954cm^4 \quad (91)$$

O valor mais próximo e maior do $A_e A_w$ encontrado para este projeto foi do núcleo Thornton NEE55/28/21 com:

- $A_e A_w = 8,85cm^4$;
- $A_e = 3,54cm^2$;
- $A_w = 2,5 \cdot 10^{-4}cm^2$.

Os dados para o projeto do indutor de entrada são descritos abaixo.

Número de espiras no indutor:

$$N_{L1} = N_{L2} = \frac{L_1 \cdot I_{L1_pico}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} = 25 \quad (92)$$

O comprimento do entreferro é de:

$$l_{entreferroL1} = l_{entreferroL2} = \frac{(N_{L1}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{el})}{L_1} = 1,56mm \quad (93)$$

$$l_{entreferro_usadoL1} = l_{entreferro_usadoL2} = \frac{l_{entreferroL1}}{2} = 0,78mm \quad (94)$$

A seção do cobre necessária para um condutor do indutor:

$$S_{cuL1} = S_{cuL2} = \frac{I_{L1ef}}{J_{maxL}} = 0,038cm^2 \quad (95)$$

O diâmetro máximo por condutor em paralelo do indutor:

$$d_{m\acute{a}xL1} = d_{m\acute{a}xL2} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,0567cm \quad (96)$$

O cabo selecionado na prática para o indutor foi o cabo de cobre AWG25 com:

- Diâmetro do cobre: $d_{cu25} = 0,051cm$;
- Área da seção do cobre: $A_{cu25} = 2,070 \cdot 10^{-3}cm^2$;
- Área da seção do cobre com revestimento: $A_{cuisol25} = 2,78 \cdot 10^{-3}cm^2$.
- Volume do núcleo: $V_e = 42,5cm^3$.

Quantidade de condutores em paralelo para o condutor do indutor:

$$n_{condutoresL1} = n_{condutoresL2} = \frac{S_{cuL1}}{A_{CU25}} = 25 \quad (97)$$

Considerando as perdas para o indutor, calcula-se:

A resistência do cobre:

$$R_{cuL1} = R_{cuL2} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_{tLL1} \cdot N_{L1}}{n_{condutoresL1}} = 0,01715\Omega \quad (98)$$

A perda por condução no cobre:

$$P_{condL1} = P_{condL2} = R_{cuL1} \cdot I_{L1} = 3.17W \quad (99)$$

Para o cálculo das perdas do núcleo do indutor são utilizadas as constantes abaixo:

- $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$;
- $K_f = 4 \cdot 10^{-10}$;

A perda no núcleo do indutor:

$$P_{núcleoL1} = P_{núcleoL2} = \Delta I_{int} \cdot (I_{L1}) \cdot [\Delta B_L^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{el}] = 0,0355W \quad (100)$$

A potência total dissipada calculada no indutor:

$$P_{totalL1} = P_{totalL2} = P_{L1cond} + P_{L1núcleo} = 3,17 + 3,375 = 3,2023W \quad (101)$$

A resistência térmica é encontrada:

$$R_{L1} = R_{L2} = 23 \cdot A_e A_w^{-0,37} = 10,265 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (102)$$

A elevação de temperatura conforme os valores encontrados é de:

$$\Delta T_{L1} = \Delta T_{L2} = (P_{L1cond} + P_{L1núcleo}) \cdot R_{L1} = 32,8712^{\circ}C \quad (103)$$

A possibilidade de execução teórica representa a possibilidade de o indutor ser projetado na prática, seu valor para este indutor é de:

$$Exe_{L1} = Exe_{L2} = \frac{A_w \cdot k}{N_{L1} \cdot n_{condutoresL1} \cdot A_{CUIsol25}} = 0,712 \quad (104)$$

O indutor realizado em laboratório teve valor de indutância medido de $200\mu H$.

7.2.2 Indutor L3.

A maior indutância necessária para garantir a ondulação de corrente é definida pelo conversor no modo *Buck*:

$$L_3 = \frac{V_{in} \cdot D_{2_buck} \cdot (1 - D_{2_buck})}{\Delta I_{in\%} \cdot (-I_{L3})^2 \cdot f_s} = 614\mu H \quad (105)$$

Utilizando os mesmos valores já definidos para K_w , ΔB_L , J_{maxL} e μ_o . Calcula-se então o produto das áreas $A_e A_{wL3}$ do indutor:

$$A_e A_{wL3} = \frac{L_3 \cdot (-I_{L3máx}) \cdot (-I_{L3ef})}{K_w \cdot B_{máx} \cdot J_{maxL}} = 11.6494cm^4 \quad (106)$$

O valor mais próximo e maior do $A_e A_{wL3}$ encontrado para este projeto foi do núcleo Thornton NEE65/33/26, visto que não havia núcleo menor que este disponível no laboratório:

- $A_e A_{wL3} = 29,14 \text{ cm}^4$;
- $A_e = 5,32 \text{ cm}^2$;
- $A_w = 5,48 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$.
- $V_{el} = 42,5 \text{ cm}^3$.

Os dados para o projeto do indutor de entrada são descritos abaixo.

Número de espiras no indutor:

$$N_{L3} = \frac{L_3 \cdot I_{L3\text{máx}}}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} = 51 \quad (107)$$

O entreferro é de:

$$l_{\text{entreferro}L3} = \frac{(N_{L3}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{el})}{L_3} = 1,74 \text{ mm} \quad (108)$$

$$l_{\text{entreferro_usado}L3} = \frac{l_{\text{entreferro}L3}}{2} = 0,87 \text{ mm} \quad (109)$$

A seção do cobre necessária para um condutor do indutor:

$$S_{cuL3} = \frac{I_{L3\text{ef}}}{J_{\text{max}L}} = 0,038 \text{ cm}^2 \quad (110)$$

O diâmetro máximo por condutor em paralelo do indutor:

$$d_{\text{máx}L3} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,0567 \text{ cm} \quad (111)$$

O fio selecionado na prática para constituir o cabo do indutor foi o fio de cobre AWG25 com:

- Diâmetro do cobre: $d_{cu25} = 0,051 \text{ cm}$;
- Área da seção do cobre: $A_{cu25} = 2,070 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$;
- Área da seção do cobre com revestimento: $A_{cu\text{isol}25} = 2,78 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$.

Quantidade de condutores em paralelo para o condutor do indutor:

$$n_{\text{condutores}L3} = \frac{S_{cuL3}}{A_{CU25}} = 19 \quad (112)$$

Considerando as perdas para o indutor, calcula-se:

A resistência do cobre:

$$R_{cuL3} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_{tLL3} \cdot N_{L3}}{n_{condutoresL3}} = 0,038\Omega \quad (113)$$

A perda por condução no cobre:

$$P_{condL3} = R_{cuL3} \cdot I_{L3} = 4,22W \quad (114)$$

As seguintes constantes foram utilizadas para o cálculo das perdas no núcleo

- $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$;
- $K_f = 4 \cdot 10^{-10}$;

A perda no núcleo do indutor:

$$P_{núcleoL3} = \Delta I_{int} \cdot I_{L3} \cdot [\Delta B_L^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{el}] = 0,0254W \quad (115)$$

A potência total dissipada calculada no indutor:

$$P_{totalL3} = P_{condL3} + P_{núcleoL3} = 4,22 + 2,41 = 4,2434W \quad (116)$$

A resistência térmica é encontrada:

$$R_{L3} = 23 \cdot A_e A_{wL3}^{-0,37} = 6,65 \frac{^\circ C}{W} \quad (117)$$

A elevação de temperatura conforme os valores encontrados é de:

$$\Delta T_{L1} = (P_{L1cond} + P_{L1núcleo}) \cdot R_{L1} = 28,027^\circ C \quad (118)$$

A possibilidade de execução teórica representa a possibilidade de o indutor ser projetado na prática, seu valor para este indutor é de:

$$Exe_{L1} = \frac{A_w \cdot k}{N_{L1} \cdot n_{condutoresL1} \cdot A_{CUIsol25}} = 0,525 \quad (119)$$

O indutor realizado em laboratório teve valor de indutância medido de $700\mu H$.

7.3 CÁLCULO PARA OS INTERRUPTORES.

A seguir são apresentados os cálculos para os interruptores S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 e S_6 . Para os interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 os cálculos são feitos para o interruptor do tipo MOSFET e para os interruptores do S_5 e S_6 os cálculos feitos são para o interruptor do tipo IGBT.

7.3.1 Interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 .

Tensão máxima nos interruptores:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{S4} = V_{int} = 96,00V \quad (120)$$

Corrente eficaz nos os interruptores:

$$I_{S1ef} = I_{S2ef} = \sqrt{D_{1_boost}} \cdot \frac{I_{in}}{2} = 10,45A \quad (121)$$

$$-I_{S3ef} = -I_{S4ef} = \sqrt{D_{2_buck}} \cdot \frac{(-I_{int})}{2} = 6,90A \quad (122)$$

Corrente de pico sobre nos os interruptores:

$$I_{S1m\acute{a}x} = I_{S2m\acute{a}x} = \frac{(1 + \Delta I_{in\%})I_{in}}{2} = 14,60A \quad (123)$$

$$-I_{S3m\acute{a}x} = -I_{S4m\acute{a}x} = \frac{(1 + \Delta I_{in\%})I_{int}}{2} = 13,87A \quad (124)$$

Corrente média nos os diodos intrínsecos:

$$\overline{-I_{D1}} = \overline{-I_{D2}} = (1 - D_{2_buck}) \cdot \frac{(-I_{in})}{2} = 9,21A \quad (125)$$

$$\overline{I_{D3}} = \overline{I_{D4}} = (1 - D_{1_boost}) \cdot \frac{I_{int}}{2} = 5,54A \quad (126)$$

Escolheu-se o transistor de potência MOSFET IPP075N15N3:

Tabela 6 - Especificações transistor IPP075N15N3 (100°C)

Especificação	Valor
Tensão máxima dreno-fonte (V_{DS})	150V
Resistência dreno-fonte (R_{DSon})	7.2m0
Corrente máxima no dreno (I_D)	100A
Tempo de subida (t_r)	21ns
Tempo de descida (t_f)	52ns
Queda de tensão no diodo (V_{DR})	1,2V
Tempo de recuperação reversa (I_{rrm})	146ns
Carga de recuperação reversa (Q_{rr})	478nC
Resistência térmica junção-cápsula(K/W)	0,5

Fonte: [22]

Em pesquisa por componentes que atendessem as especificações necessárias para este projeto, o interruptor IPP075N15N3 apresentou valor de R_{DSon} , I_{rr} e Q_{rr} muito mais adequados ao projeto do que os outros componentes disponíveis. Caso outro interruptor disponível fosse utilizado, as perdas no componentes, no mínimo, dobrariam. O projeto inicial tinha como proposta a utilização de razões cíclicas iguais para os dois estágios de potência, porém, pela baixa tensão máxima admissível no componente, optou-se por utilizar o valor de 96V no barramento intermediário. Tal

escolha, mesmo que tenha aumentado a corrente nos componentes do segundo estágio, ainda ofereceu melhores resultados de rendimento. Caso fosse possível, a utilização dos transistores mosfet de potência IPP120N20NFD seriam a melhor escolha por apresentarem tensão máxima de operação de 200V.

Assim, feita a escolha dos interruptores, as perdas totais no modo *Boost*:

$$\begin{aligned}
 P_{Stotal_boost} &= P_{S1} + P_{S2} \\
 &= R_{DS} \cdot (I_{S1e}^2 + I_{S2ef}^2) + \frac{(I_{S1m\acute{a}x} + I_{S2m\acute{a}x}) \cdot V_{int}}{2} \cdot (t_f + t_r) \quad (127) \\
 &\cdot f_s = 9,10W
 \end{aligned}$$

$$P_{Dtotal_boost} = V_{DR} \cdot (\overline{I_{D3}} + \overline{I_{D4}}) + (Q_{rr3} + Q_{rr4}) \cdot V_{int} = 20,09W \quad (128)$$

$$P_{total} = P_{Stotal_boost} + P_{Dtotal_boost} = 29,19W \quad (129)$$

As perdas totais no modo *Buck*:

$$\begin{aligned}
 P_{Stotal_buck} &= P_{S3} + P_{S4} \\
 &= R_{DS} \cdot (-I_{S3ef}^2 + -I_{S4ef}^2) + \frac{(-I_{S3m\acute{a}x} + -I_{S4m\acute{a}x}) \cdot V_{int}}{2} \quad (130) \\
 &\cdot (t_f + t_r) \cdot f_s = 28,90W
 \end{aligned}$$

$$P_{Dtotal_buck} = V_{DR} \cdot (\overline{-I_{D1}} + \overline{-I_{D2}}) + (Q_{rr1} + Q_{rr2}) \cdot V_{int} \cdot f_s = 7,88W \quad (131)$$

$$P_{total} = P_{Stotal_buck} + P_{Dtotal_buck} = 36,78W \quad (132)$$

7.3.2 Interruptores S₅ e S₆.

Tensão máxima nos interruptores:

$$V_{S5} = V_{S6} = V_o = 350,00V \quad (133)$$

Corrente eficaz sobre os interruptores:

$$I_{S5ef} = \sqrt{D_{2_boost}} \cdot I_{int} = 8,90A \quad (134)$$

$$-I_{S6ef} = \sqrt{D_{1_buck}} \cdot (-I_{int}) = 7,1A \quad (135)$$

Corrente de pico sobre sobre os interruptores:

$$I_{S5m\acute{a}x} = \frac{(1 + \Delta I_{in\%}) I_{int}}{2} = 7,52A \quad (136)$$

$$-I_{S6m\acute{a}x} = \frac{(1 + \Delta I_{in\%}) \cdot (-I_{int})}{2} = 4,52A \quad (137)$$

Corrente média sobre os diodos intrínsecos:

$$\overline{-I_{D5}} = (1 - D_{1_buck}) \cdot \frac{(-I_{int})}{2} = 6,56A \quad (138)$$

$$\overline{I_{D6}} = (1 - D_{2_boost}) \cdot \frac{I_{int}}{2} = 3,01A \quad (139)$$

Escolheu-se Transistor de potência IGBT IRGP50B60PD:

Tabela 7 - Especificações transistor IRGP50B60PD (100°C)

Especificação	Valor
Tensão máxima coletor-emissor (V_{CE})	600V
Tensão coletor-emissor em condução (R_{DSon})	2,00V
Corrente máxima de coletor (I_C)	33A
Tempo de subida (t_r)	36ns
Tempo de descida (t_f)	56ns
Corrente de recuperação reversa (I_{rr})	8A
Tempo de recuperação reversa (t_{rr})	160ns
Queda de tensão no diodo (V_{DR})	0,7V
Resistência térmica junção-cápsula IGBT(K/W)	0,34

Fonte: [23]

Definido o componente a ser utilizado, encontra-se:

As perdas totais no modo *Boost*:

$$P_{Stotal} = P_{S5} = V_{CE} \cdot \overline{I_{S5}} + \frac{I_{S5m\acute{a}x} \cdot V_o}{2} \cdot (t_f + t_r) \cdot f_s = 18,88W \quad (140)$$

$$P_{Dtotal} = V_{DR} \cdot \overline{I_{D5}} + \frac{1}{2} \cdot V_o \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 18,20W \quad (141)$$

$$P_{total} = P_{Stotal} + P_{Dtotal} = 37,08W \quad (142)$$

As perdas totais no modo *Buck*:

$$P_{Stotal} = P_{S6} = R_{DS} \cdot I_{S6ef}^2 + \frac{I_{S6m\acute{a}x} \cdot V_o}{2} \cdot (t_f + t_r) \cdot f_s = 18,02W \quad (143)$$

$$P_{Dtotal} = V_{DR} \cdot \overline{I_{D5}} + \frac{1}{2} \cdot V_o \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 21,30W \quad (144)$$

$$P_{total} = P_{Stotal} + P_{Dtotal} = 39,32W \quad (145)$$

7.4 CÁLCULO DOS DISSIPADORES.

O cálculo dos dissipadores foi realizado para todos os transistores de potência. Afim de reduzir o peso do conversor optou-se por utilizar apenas um dissipador para os interruptores do primeiro estágio de potência e outros dois dissipadores para cada um dos interruptores do segundo estágio de potência.

7.4.1 Cálculo para do dissipador para S_1 , S_2 , S_3 e S_4 .

A temperatura do dissipador foi calculada para o modo *Boost* e modo *Buck* para que se possa utilizar o caso de maior aquecimento dos semicondutores.

Considerando que:

Temperatura ambiente: $T_{amb}=30^\circ C$;

Temperatura junção: $T_j=100^\circ C$;

Resistência térmica junção-cápsula: $R_{jc}=0,5^\circ C/W$;

Resistência térmica cápsula-dissipador: $R_{cd}=1,0^\circ C/W$;

Número de transistores associados em paralelo como interruptores: 2;

Número de transistores associados em paralelo como diodos: 2;

As possíveis temperaturas para o dissipador são:

$$T_{dissS_boost} = T_j - \frac{P_{TotalS_boost} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_s} = 93,14^\circ C \quad (146)$$

$$T_{dissD_boost} = T_j - \frac{P_{TotalD_boost} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_d} = 84,93^\circ C \quad (147)$$

$$T_{dissS_buck} = T_j - \frac{P_{TotalS_buck} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_s} = 94,10^\circ C \quad (148)$$

$$T_{dissD_buck} = T_j - \frac{P_{TotalD_buck} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_d} = 78,33^\circ C \quad (149)$$

A menor temperatura é encontrada pelos diodos intrínsecos no modo Buck, o que já era esperado pelo fato das perdas serem maiores neste modo. Dessa forma, a maior resistência possível para o dissipador é encontrada.

$$R_{thda} = \frac{(T_{dissD_buck} - T_{amb})}{(P_{TotalS_buck} + P_{TotalD_buck})} = 1,314 \frac{^\circ C}{W} \quad (150)$$

Pelo tamanho reduzido optou-se por utilizar o dissipador da marca HS, com as seguintes dimensões: 104/100/25mm com resistência térmica 1,79°C/W/4". Como a resistência do dissipador é maior que a calculada projetou-se a utilização de um ventilador que possibilita-se a diminuição dessa temperatura. O ventilador utilizado é da marca roxline com dimensões 120x120mm e tensão de alimentação de 12V. Com fluxo de ar de aproximadamente 4m/s. Deste modo se espera que a resistência térmica do dissipador se aproxime de 0,49°C/W, conforme o calculo feito em [24].

7.4.2 Cálculo dos dissipadores para S₅ e S₆.

Os procedimentos realizados anteriormente foram usados para o cálculo do dissipador de cada um dos interruptores do conversor do segundo estágio.

As possíveis temperaturas dos dissipadores são:

$$T_{dissS_boost} = T_j - \frac{P_{TotalS_boost} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_s} = 74,7^\circ C \quad (151)$$

$$T_{dissD_boost} = T_j - \frac{P_{TotalD_boost} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_d} = 75,85^\circ C \quad (152)$$

$$T_{dissS_buck} = T_j - \frac{P_{TotalS_buck} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_s} = 75,86^\circ C \quad (153)$$

$$T_{dissD_buck} = T_j - \frac{P_{TotalD_buck} \cdot (R_{cd} + R_{jc})}{n_d} = 72,84^\circ C \quad (154)$$

Utilizando a menor temperatura do dissipador defini-se a máxima resistência térmica o dissipador sendo:

$$R_{thda} = \frac{(T_{dissD_buck} - T_{amb})}{(P_{TotalD_buck})} = 2,113 \frac{^\circ C}{W} \quad (155)$$

O dissipador utilizado é da marca HS com as dimensões 104/40/25. Sua resistência térmica é 1,79°C/W/4". Utilizando o mesmo ventilador especificado para o dissipador do primeiro estágio a resistência térmica calculada em [24] é de 0,81°C/W

Percebe-se que em ambos os casos a temperatura utilizada para o cálculo do dissipador é a dos diodos intrínsecos quando o conversor opera no modo *Buck*. Isso acontece pelo fato do diodo necessitar transferir muita energia em um curto espaço de tempo e os seus valores de recuperação reversa serem elevados.

7.5 CÁLCULO DOS CAPACITORES.

A seguir são realizados os cálculos para os capacitores C_1 , C_2 e C_3 . Os esforços de tensão e corrente foram escolhidos de forma que o capacitor possa operar nos dois modos.

7.5.1 Cálculo do capacitor C_1 .

Considerando a ondulação especificada:

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{out} \% \cdot V_{in} = 1,224V \quad (156)$$

A capacitância do capacitor é dada por:

$$C_1 = \frac{V_{in} \cdot (1 - D_{1_buck}) D_{1_buck}}{8 \cdot L_1 \cdot \Delta V_{C1}} = 2,4\mu F \quad (157)$$

Máxima tensão para o capacitor C_1 é de:

$$V_{C1máx} = V_{in} = 48V \quad (158)$$

Corrente eficaz máxima ocorre no modo de operação *Boost*:

$$I_{C1ef} = 0,832A \quad (159)$$

E a resistência interna:

$$RSE_1 \leq \frac{\Delta V_{C1}}{2 \cdot I_{C1máx}} = 0,174\Omega \quad (160)$$

Por disponibilidade no laboratório o capacitor escolhido foi o nichicon PL(M) 6.3

Tabela 8 - Especificações do capacitor nichicon PL(M) 6.3

Especificação	Valor
Capacitância (C_1)	1000 μ F
Máxima tensão (V)	63V
Resistência (RSE_1)	0,029 Ω
Máxima corrente pulsada (I_{C1ef})	2,28A

Para garantir uma resistência próxima de 10 vezes menor o valor de RSE encontrado utilizou-se dois capacitores em paralelo.

A perda de potência é então calculada para o capacitor C_1 :

$$P_{C1} = RSE_1 \cdot \left(\frac{I_{C1ef}}{n_{c1}} \right)^2 = 0,02W \quad (161)$$

7.5.2 Cálculo do capacitor C_2 .

Considerando a ondulação especificada:

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{out\%} \cdot V_{int} = 3V \quad (162)$$

O capacitor C_2 processa a parcela de corrente alternada do primeiro estágio, como capacitor de saída, e processa a parcela de corrente alternada do segundo estágio, como capacitor de entrada. Dessa forma a capacitância calculada é igual ao somatório das capacitâncias projetada para os dois conversores comom se fossem isolados:

$$C_2 = \frac{I_{int} \cdot D_{1_boost}}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} + \frac{I_{int} \cdot D_{2_boost}}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} = 67,04\mu F \quad (163)$$

Máxima tensão para o capacitor C_2 é de:

$$V_{C2máx} = V_{int} = 100V \quad (164)$$

Corrente eficaz máxima ocorre no modo de operação *Boost*:

$$I_{C2ef} = 6,67A \quad (165)$$

E a resistência interna:

$$RSE_2 \leq \frac{\Delta V_{C2}}{2 \cdot I_{C2máx}} = 0,427\Omega \quad (166)$$

Por disponibilidade no laboratório o capacitor escolhido foi o PANASONIC EETED2D152EA.

Tabela 9 - Especificações do capacitor PANASONIC EETED2D152EA.

Especificação	Valor
Capacitância (C_2)	1500 μ F
Máxima tensão (V)	200V
Resistência (RCE_2)	0,050 Ω
Máxima corrente pulsada (I_{C2ef})	5,08A

Mesmo que apenas um capacitor fosse o suficiente para as especificações do projeto, simulando o circuito percebeu-se que os dois estágios de potência não estavam totalmente desacoplados. Para que isso não ocorresse na prática, foram utilizados 3 capacitores em paralelo para desacoplar o sistema

A perda de potência é então calculada para o capacitor C_2 :

$$P_{C2} = RSE_2 \cdot \left(\frac{I_{C2ef}}{n_{c2}} \right)^2 = 0,14W \quad (167)$$

7.5.3 Cálculo do capacitor C₃.

Considerando a ondulação especificada:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{out} \% \cdot V_o = 10,5V \quad (168)$$

A capacitância do capacitor é dada por:

$$C_3 = \frac{I_o \cdot D_{2_boost}}{\Delta V_{C3} \cdot f_s} = 2,9\mu F \quad (169)$$

Máxima tensão para o capacitor C₃ é de:

$$V_{C3m\acute{a}x} = V_o = 350V \quad (170)$$

Corrente eficaz máxima ocorre no modo de operação *Buck*:

$$I_{C3ef} = 7,79A \quad (171)$$

E a resistência interna:

$$RSE_3 \leq \frac{\Delta V_{C3}}{2 \cdot I_{C3m\acute{a}x}} = 0,63\Omega \quad (172)$$

Por disponibilidade no laboratório o capacitor escolhido foi o Samsung B 43840 A447M

Tabela 10 - Especificações do capacitor Samsung B 43840 A447M

Especificação	Valor
Capacitância (C ₃)	470μF
Resistência (RSE ₃)	0,882Ω
Máxima corrente pulsada (I _{C3ef})	2,5A

Para diminuir a resistência RSE_3 e garantir a máxima corrente possível em cada, 5 capacitores foram utilizados em paralelo.

A perda de potência é então calculada para o capacitor C₃:

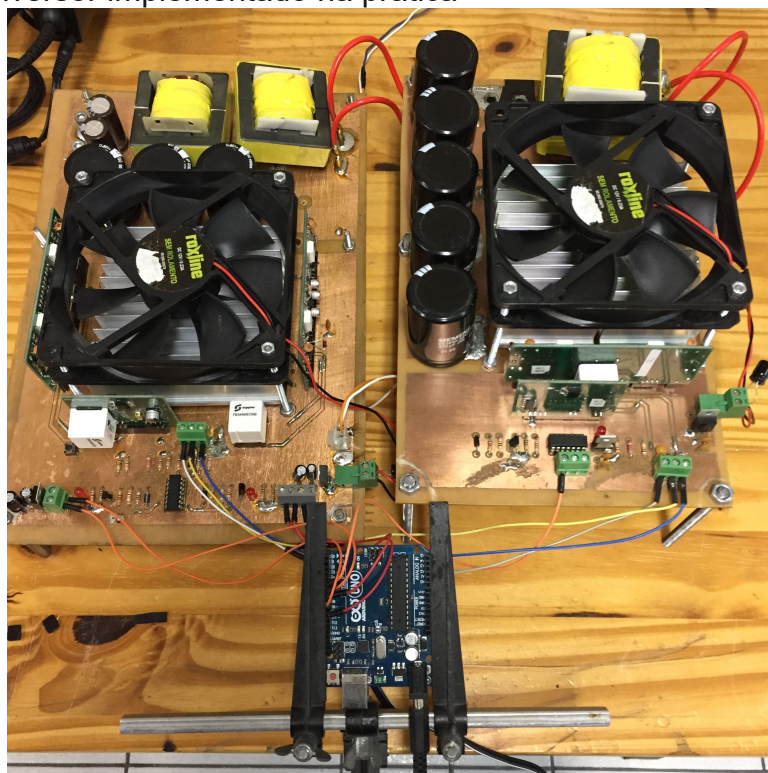
$$P_{C3} = RSE_3 \cdot \left(\frac{I_{C3ef}}{n_{c3}} \right)^2 = 2,142W \quad (173)$$

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo a seguir dedicado à apresentação dos resultados experimentais obtidos. O conversor implementado na prática é apresentado na Figura 51, à esquerda da imagem encontra-se o conversor *Boost* bidirecional e à direita, o conversor *Boost* convencional. Para reduzir a sobretensão nos interruptores decorrente das indutâncias parasitas presentes no leiaute do conversor acrescentou-se capacitores de polipropileno, por ter uma boa resposta em altas frequências, na parte inferior da placa de circuito impresso.

As medições de tensão foram feitas por meio dos terminais de entrada e saída dos conectores, indutores e interruptores do circuito. As medições de corrente foram realizadas nos cabos de conexão de entrada, barramento intermediário e saída dos indutores. Não foram providos locais para medição da corrente nos interruptores, uma vez que estes apresentam interferências eletromagnéticas ao circuito.

Figura 51 - Conversor implementado na prática



Fonte: Próprio autor

8.1 CIRCUITO DE COMANDO

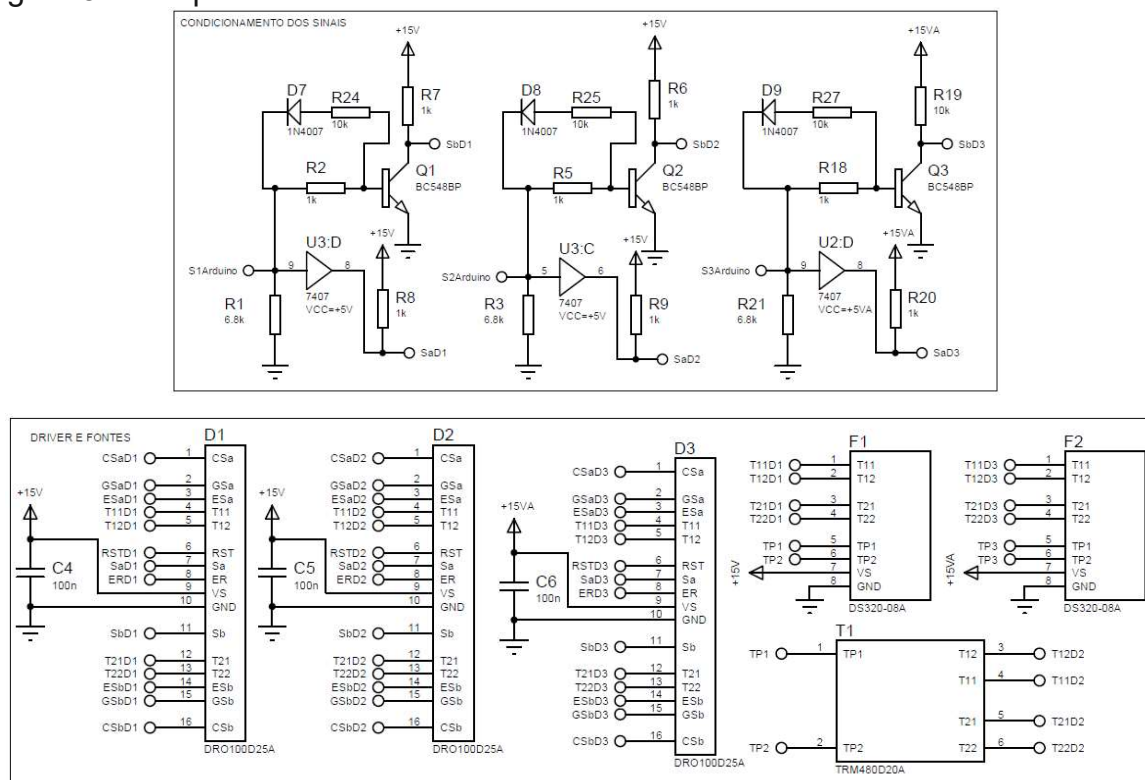
A Figura 52 apresenta o circuito de comando projetado para o acionamento dos transistores de potência. A definição do microcontrolador utilizado partiu da

necessidade de gerar três sinais do tipo PWM de 70kHz, sendo dois desses sinais defasados em 180° no tempo.

O microcontrolador escolhido foi o atmega328, por apresentar três timers internos para geração de PWM. A frequência de clock do microcontrolador de 16MHz, possibilitou a geração de três sinais de comando, com aproximadamente 70kHz e resolução de 228 pontos. Como os sinais de comando do microcontrolador apresentam uma tensão de apenas 5V, o CI 4707 foi utilizado para aumentar a tensão do sinal de comando a 15V. Como cada sinal de comando precisa de um sinal complementar em tensão para os interruptores superiores o transistores BJT do modelo BC548 foi utilizado na forma coletor aberto para defasar o sinal em 180° na tensão e dar um ganho de tensão para 15V.

A configuração das chaves no conversor apresenta a formação de uma braço de interruptores em ambos os conversores, assim é necessário que os comandos sejam isolados. Para que isso seja possível os drivers DRO100D25A, juntamente com a fonte DS320-08A e transformador de pulso TRM480D20A foram utilizados para desacoplar os comandos, gerar tensões de gatinho negativas, proteger o circuito contra baixa tensão, fornecer a corrente necessária e gerar tempo morto entre as chaves.

Figura 52 - Esquemático do circuito de comando



Fonte: Próprio autor

8.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA

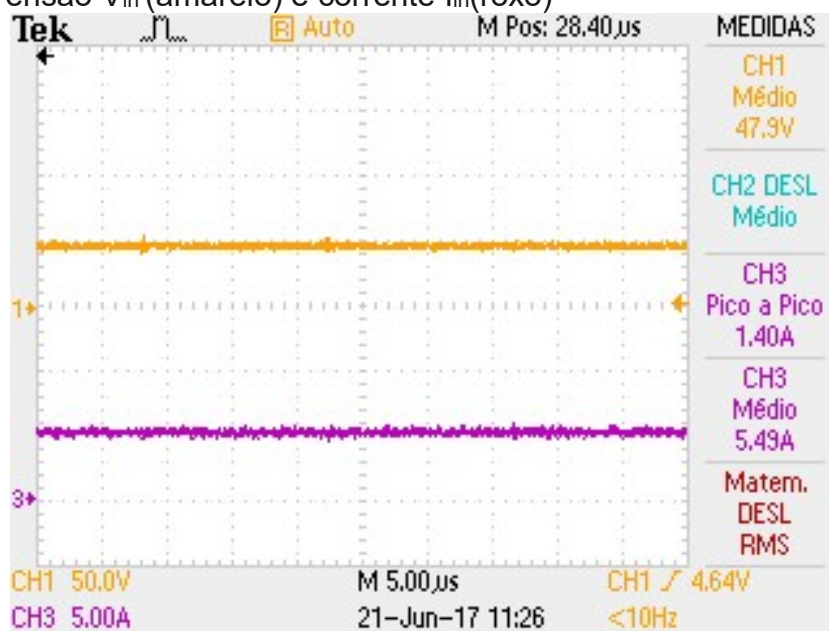
A apresentação do circuito de potência será dividido pelos modos de operação do conversor. Para apresentar as formas de ondas obtidas pelo circuito de potência este capítulo foi dividido em duas partes, bem como o de simulação. Uma fonte de tensão foi utilizada para simular as baterias

8.2.1 Modo *Boost*

Os resultados experimentais obtidos foram com 25% da potência nominal para ambos os modos de operação. Espera-se que seja possível apresentar os resultados para potências mais elevadas até a apresentação deste trabalho.

Na Figura 53 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor no modo *Boost*. A tensão de entrada de 48V e a corrente média de entrada de 5,49A resultam em uma potência de entrada de 263,5W. A forma da corrente de entrada é constante devido ao caminho de baixa impedância do capacitor C_0 por onde a corrente alternada dos indutores transita.

Figura 53 - Tensão V_{in} (amarelo) e corrente I_{in} (roxo)

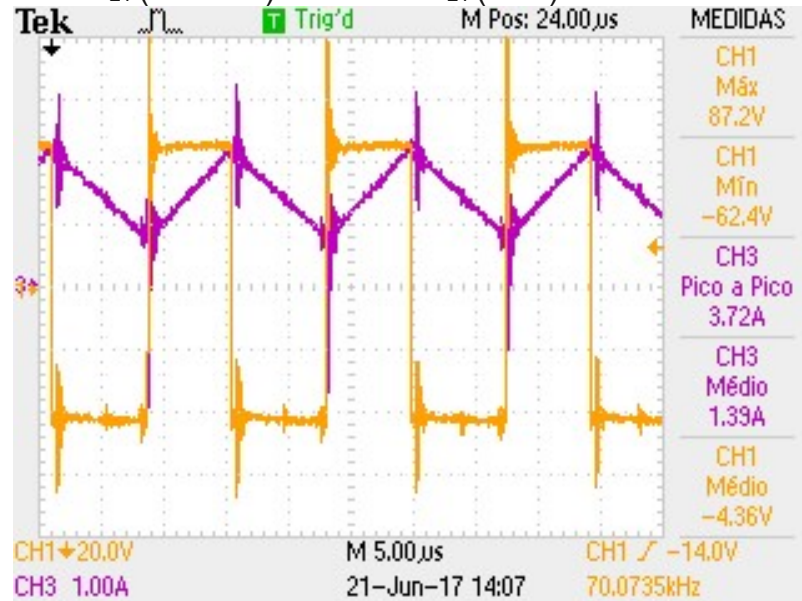


Fonte: Próprio autor

Na Figura 54 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no indutor L_1 . A forma de onda da tensão tem mesmo formato que o apresentado na simulação com valor médio de tensão próximo de 0. A corrente no indutor tem valor médio de 1,4 e ondulação de 30% do valor médio. Espera-se que com o aumento da potência a ondulação de corrente melhore. Observa-se também que para um quarto

da potência nominal a corrente nos indutores é contínua caracterizando o modo de condução MCC.

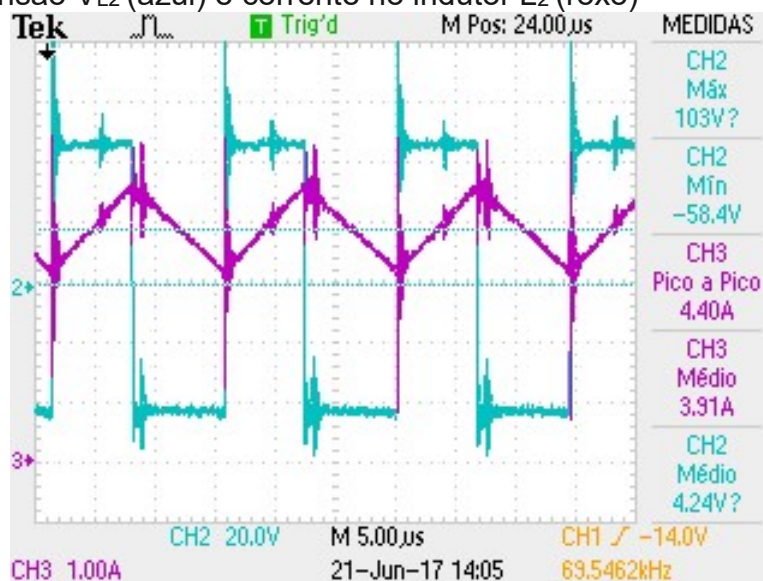
Figura 54 - Tensão V_{L1} (amarelo) e corrente I_{L1} (roxo)



Fonte: Próprio autor

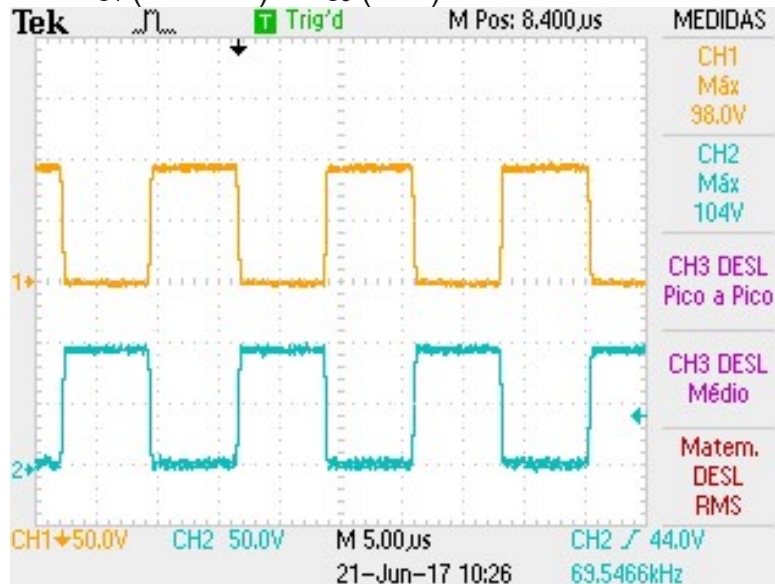
Na

Figura 55 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente no indutor L_2 . A tensão neste indutor tem mesma amplitude que a encontrada no indutor L_1 . Devido à falta de desacoplamento dos circuitos, já vista nas simulações, a corrente no indutor L_2 tem valor médio de 3,91A e corrente pico a pico de 4,40A, valor muito mais elevado que a corrente de L_1 . Para que tal problema seja corrigido, deve-se aumentar a capacitância do barramento intermediário.

Figura 55 - Tensão V_{L2} (azul) e corrente no indutor L_2 (roxo)

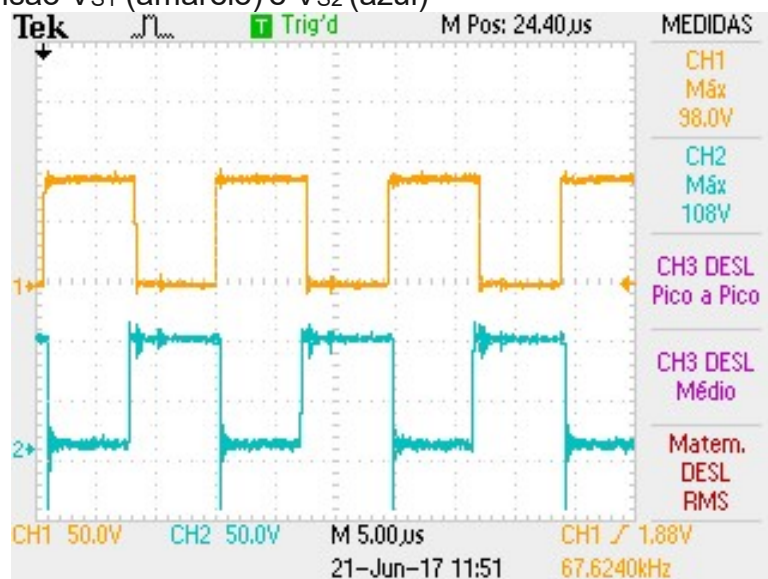
Fonte: Próprio autor

Na Figura 56 são apresentadas as tensões nos interruptores S_1 e S_3 . Em ambos a tensão de bloqueio é igual à tensão de saída. A tensão nas chaves apresenta picos de correntes mínimos na entrada de bloqueio ou condução, fato se deve ao incremento dos capacitores citados.

Figura 56 - Tensão V_{S1} (amarelo) e V_{S3} (azul)

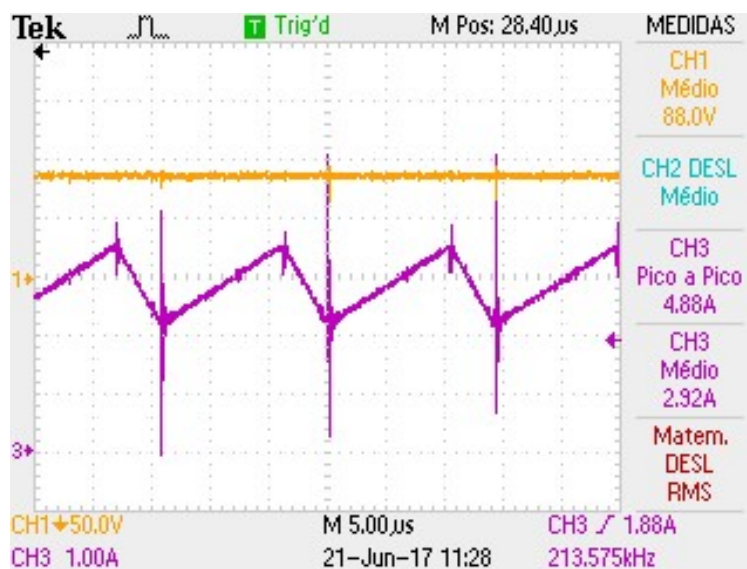
Fonte: Próprio autor

Na Figura 57 são apresentadas as tensões nos interruptores S_1 e S_2 . A tensão de bloqueio em ambas é igual a tensão do barramento intermediário. Para ajustar o nível de corrente CC entre os indutores é possível que se altere a razão cíclica de apenas um dos conversores em paralelo.

Figura 57 - Tensão V_{s1} (amarelo) e V_{s2} (azul)

Fonte: Próprio autor

Na Figura 58 é apresentada a tensão e corrente no barramento intermediário. A tensão é constante devido ao alto valor de capacitância no barramento intermediário. A tensão abaixo da calculada se dá por conta de o cálculo para a tensão do barramento intermediário não levar em conta a queda de tensão nos componentes do circuito. Para que esse valor seja próximo ao projetado é necessário que a razão cíclica seja ajustada. A corrente no barramento é a mesma que a do indutor I_{L3} .

Figura 58 - Tensão V_{int} (amarelo) e corrente I_{int} (roxo).

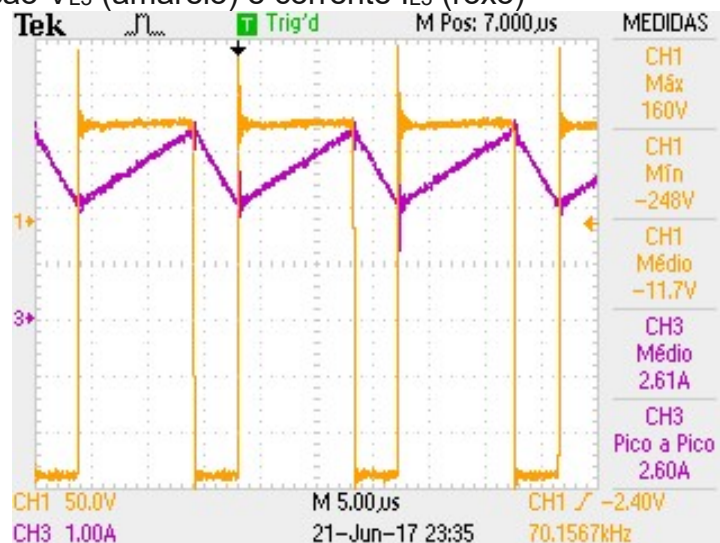
Fonte: Próprio autor

A

Figura 59 mostra a tensão sobre o indutor L_3 e sua corrente. O alto ganho neste estágio faz com que a tensão sobre o indutor na segunda etapa de operação tenha

valor muito maior que a primeira etapa. O valor médio da corrente neste indutor tem amplitude de 2,6A e ondulação de 30%.

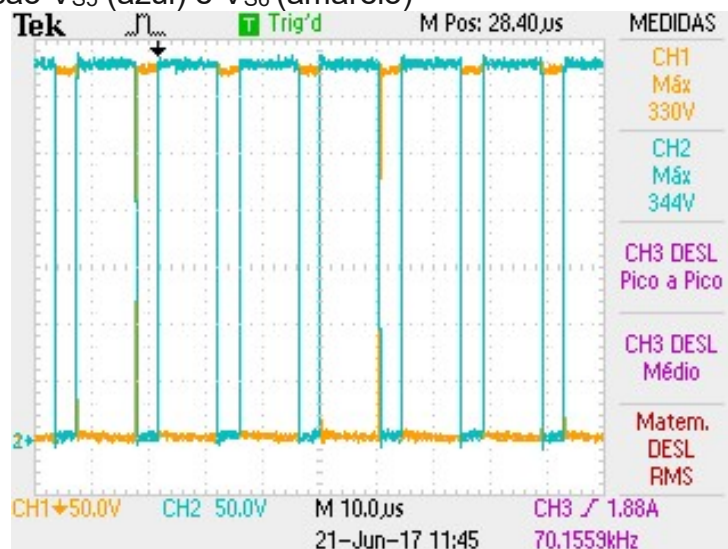
Figura 59 - Tensão V_{L3} (amarelo) e corrente I_{L3} (roxo)



Fonte: Próprio autor

A Figura 60 mostra a tensão nos interruptores S_5 e S_6 . A tensão de bloqueio é igual a tensão de saída e ambas se apresentam complementares c S_5 e S_6 . A tensão de pico neste estágio também é mínima.

Figura 60 - Tensão V_{S5} (azul) e V_{S6} (amarelo)



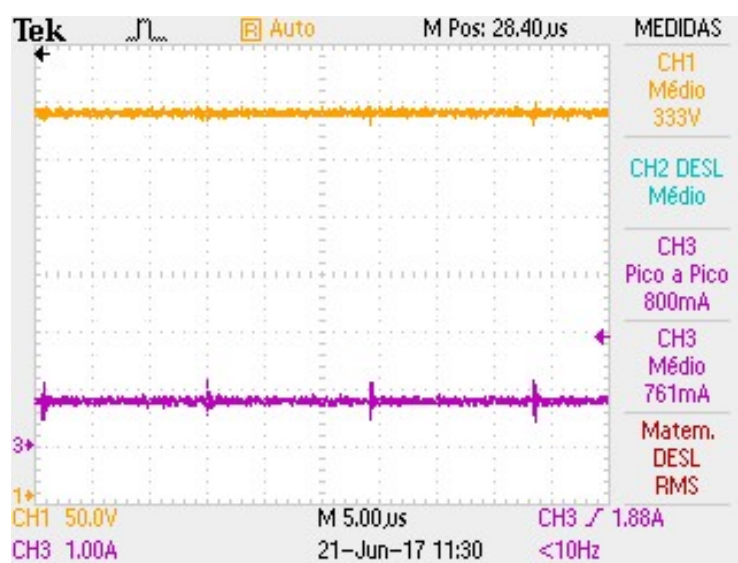
Fonte: Próprio autor

para o conversor no modo *Boost*. A tensão encontrada nesse barramento não é a desejada até então. Isso se deve pela tensão no barramento intermediário já estar abaixo da projetada e pelas perdas que ocorrem no segundo estágio também. O

rendimento encontrado foi de 0,92 valor acima do calculado. Entretanto o aumento da potência poderá diminuir consideravelmente este valor.

Figura 61 apresenta a tensão e corrente na saída para o conversor no modo *Boost*. A tensão encontrada nesse barramento não é a desejada até então. Isso se deve pela tensão no barramento intermediário já estar abaixo da projetada e pelas perdas que ocorrem no segundo estágio também. O rendimento encontrado foi de 0,92 valor acima do calculado. Entretanto o aumento da potência poderá diminuir consideravelmente este valor.

Figura 61 - Tensão V_o (amarelo) e corrente I_o (roxo)

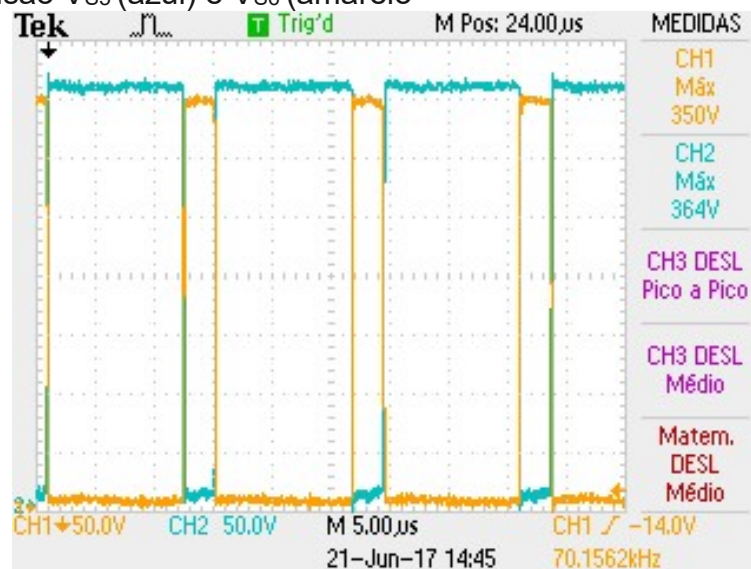


Fonte: Próprio autor

8.2.2 Modo *Buck*

Na Figura 62 são apresentadas as formas de onda da tensão nos interruptores S_5 e S_6 . A tensão de bloqueio de 350V teve sua razão ciclica ajustada para que a tensão de saída seja a especificada.

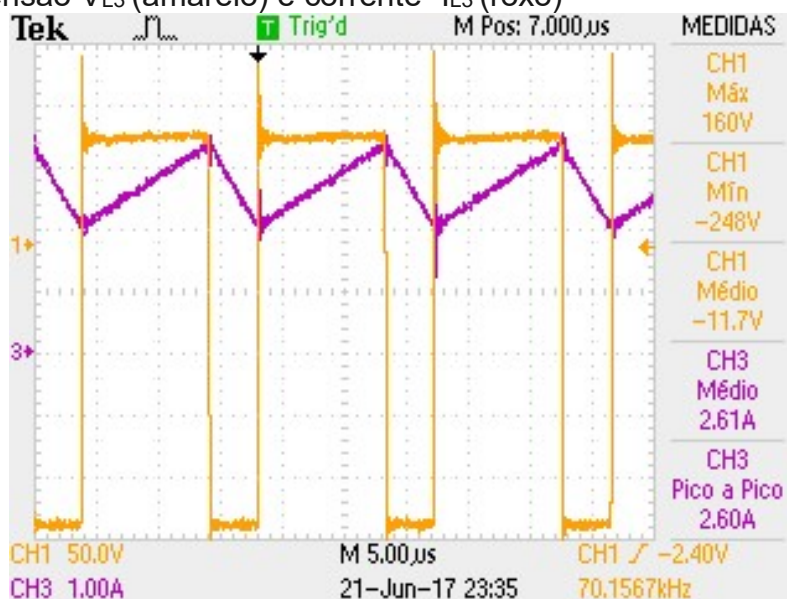
Figura 62 - Tensão V_{S5} (azul) e V_{S6} (amarelo)



Fonte: Próprio autor

Na Figura 63 são apresentadas as formas de onda de L_3 , a tensão da primeira etapa de operação tem valor médio de 85V e tensão da segunda etapa de operação de 240V a queda de tensão apresentada nesse momento será analisada.

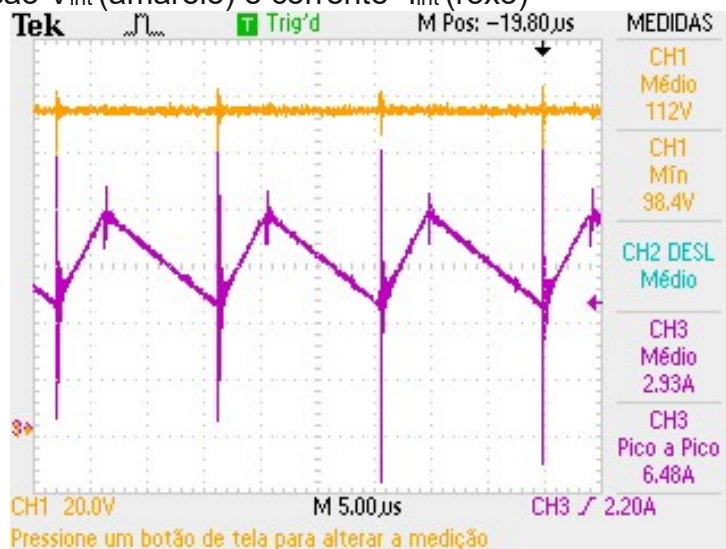
Figura 63 - Tensão V_{L3} (amarelo) e corrente $-I_{L3}$ (roxo)



Fonte: Próprio autor

A Figura 64 apresenta a tensão do barramento intermediário e sua corrente. A tensão média é próxima de 100V e sua corrente média é de 2,93A. A potência neste ponto é de 357W, isto ocorre devido a erros na leitura, que faz com que os picos de tensão e corrente resultem em uma tensão média errônea.

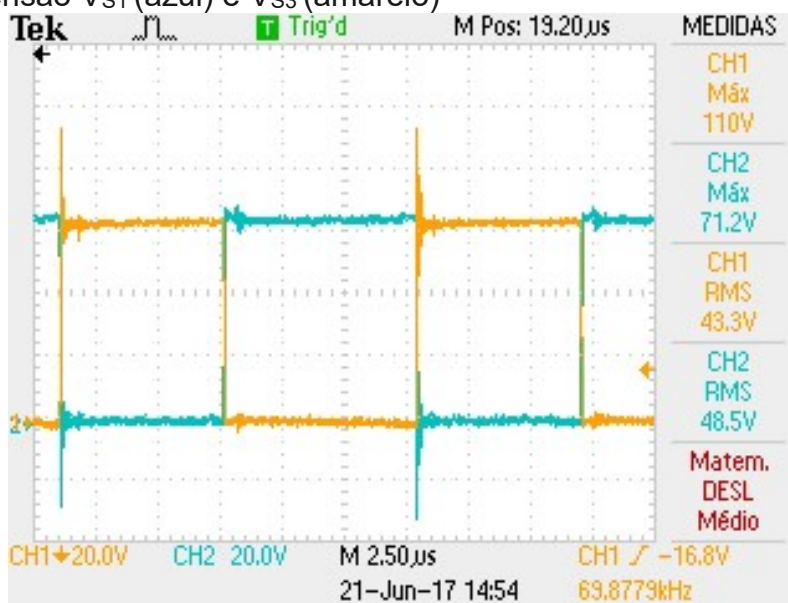
Figura 64 - Tensão V_{int} (amarelo) e corrente $-I_{int}$ (roxo)



Fonte: Próprio autor

A Figura 65 apresenta a tensão nos interruptores S_1 e S_3 . A tensão vista em ambos os interruptores tem valor de pico 100V, os picos de tensão podem ocorrer devido as indutâncias parasitas das trilhas.

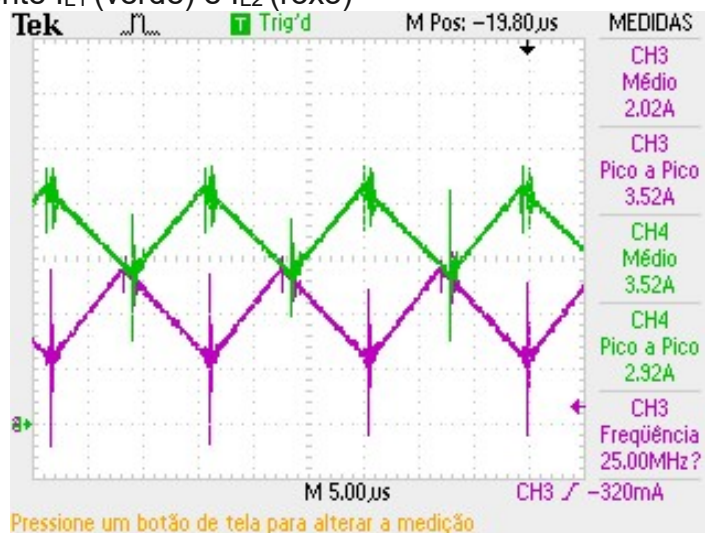
Figura 65 - Tensão V_{S1} (azul) e V_{S3} (amarelo)



Fonte: Próprio autor

A Figura 66 compara as corrente entre os indutores L_1 e L_2 é perceptivo que as correntes nos indutores no modo *Buck* também sofrem o efeito do não desacoplamento dos circuitos. Utilizando a escala de 1A por divisão, a corrente média de cada indutor é respectivamente 3,52A e 2,02A e ondulação de corrente de 1,0A, totalizando 50% e 34% de ondulação para cada onda. Pressume-se que com a carga nominal a ondulação diminua.

Figura 66 - Corrente I_{L1} (verde) e I_{L2} (roxo)

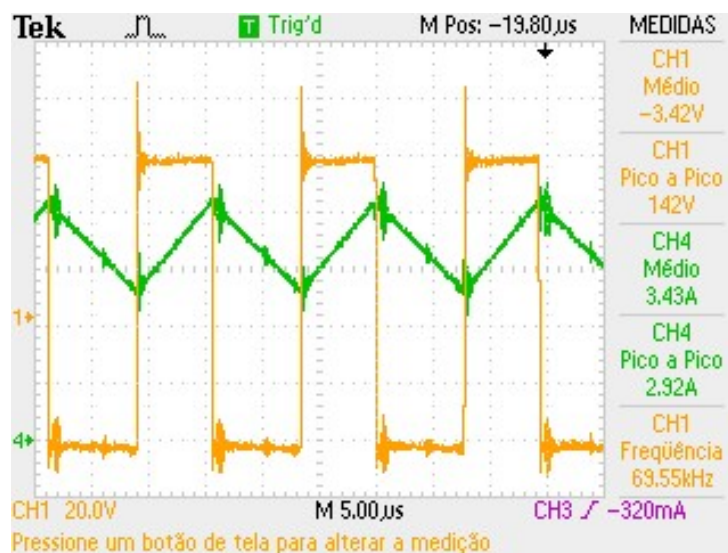


Fonte: Próprio autor

As formas de onda da tensão e corrente no indutor L_1 são apresentadas na , isto ocorre devido as quedas de tensões nos componentes.

Figura 67. A tensão na primeira etapa está um pouco abaixo da encontrada pelos cálculos, isto ocorre devido as quedas de tensões nos componentes.

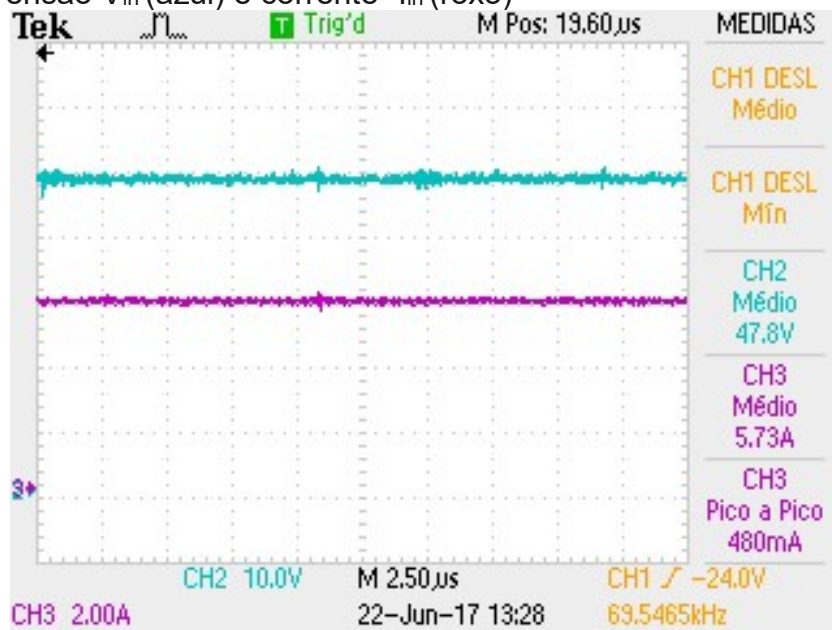
Figura 67 - Tensão V_{L1} (amarelo) e Corrente I_{L1} (verde)



Fonte: Próprio autor

A Figura 68 apresenta a tensão de saída e corrente de saída do conversor. A tensão alcançou o valor esperado por meio de ajustes na razão cíclica do conversor. A corrente média de saída é de 5,73A e constante devido os capacitores de saída. A potência de saída é de 273,89W.

Figura 68 - Tensão V_{in} (azul) e corrente $-I_{in}$ (roxo)



Fonte: Próprio autor

9 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou a análise, projeto e resultados experimentais do conversor cc-cc não isolado de alto ganho bidirecional para aplicação em sistemas híbridos. Por conta da sua bidirecionalidade o trabalho sempre apresentou a análise para o fluxo de potência em ambos modos de direção da corrente.

O trabalho iniciou-se com o estudo do surgimento da alta demanda por energias sustentáveis e apresentou as vantagens que a energia solar apresenta atualmente. Partindo para o estudo das possibilidades de geração de energia por meio de painéis fotovoltaicos o estudo deste trabalho foi orientado para a condição de um sistema de geração no modo distribuído e que utiliza um sistema híbrido.

Analisando as vantagens que este sistema pode propiciar iniciaram-se o estudo de topologias de conversores cc-cc que atendessem as necessidades do estágio de ganho de tensão do inversor.

Diversas topologias foram estudadas e dentre todas elas o conversor proposto se destaca por apresentar o seu funcionamento semelhante aos conversores *buck* e *Boost*, conversores já bem difundidos nos meios de estudo da área.

A análise detalhada do conversor *Boost* e do conversor *buck* foi feita de forma a simplificar as explicações e apresentar de forma detalhada todos os efeitos até então presentes e estudos. Após essa análise o conversor proposto pelo trabalho foi projetado e implementado na prática.

Com o protótipo finalizado foi possível realizar uma comparação entre os valores simulados e os valores obtidos na prática, de forma a poder realizar uma comparação e verificar as singularidades presente na realidade.

Por fim, o projeto deste conversor fez com que diversos conhecimentos fossem utilizados e mostrou importância fundamental para o amadurecimento técnico e pessoal do graduando. As dificuldades e desafios encontrados serviram como experiência para as possibilidades a serem encontradas futuramente nos mais diversos cargos como engenheiro eletricista.

Como sugestões para a continuidade do trabalho, pode-se citar:

- Aquisição das formas de onda de tensão e corrente com os níveis nominais de potência;
- Implementar o conversor a um sistema híbrido, com baterias, inversor e painéis fotovoltaicos;

- Refazer o leiaute de forma que as interferências eletromagnéticas sejam suprimidas e o tamanho do protótipo seja reduzido;
- Alterar os transistores de potência pelos sugeridos no trabalho, ou por outro que suporte níveis de tensão mais elevados e apresente especificações melhores ou semelhantes;
- Implementar um controlador que consiga atuar nas razões cíclicas dos três braços de interruptores e dessa forma possa balancear as correntes nos indutores do conversor *Boost* entrelaçado e fixar as tensões nominais nos barramentos;
- Desenvolver uma versão que apresente comutação suave que melhore o rendimento do conversor

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] THE GLOBAL CARBON PROJECT. Disponível em:
<<http://www.globalcarbonproject.org/>> Acesso em: 03/07/2017.
- [2] MINISTERIO DA CIENCIA E TECNOLOGIA. Protocolo de Quioto. 29f. 2008.
- [3] BOISGIBAULT, Louis. Cop21 objectives: towards a joint energy transition in the mediterranean. Le bourget, França, 2015
- [4] UNCED. Agenda 21. Rio de Janeiro, 1992.
- [5] ANEEL. ATLAS DE ENERGIA ELÉTRICA. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/>> Acessado em: 24 de Ago.
- [6] PADILHA, F.J.C. Topologias de conversores CC-CC não isolados com saídas simétricas para sistemas fotovoltaicos. 175f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro - RJ , 2011.
- [7] ANEEL. Resolução normativa 687. 25f. 2015.
- [8] PROCEL. Manual de tarifação energia elétrica. 56f. Rio de Janeiro, 2011.
- [9] BELLINASSO, L.V. Inversores fotovoltaicos conectados à rede com armazenamento de energia - classificação, requisitos e gerenciamento. 191f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS, 2016.
- [10] CRITICAL KINETICS. Marcas de inversores híbridos. Disponível em:
<<http://critical-kinetics.pt/marcas-inversores-hibridos/asd.html>>. Acesso em 25/10/2016.
- [11] RBT, Smart hybrid solar inverter system. Disponível em:
<<http://redbacktech.com/products/smart-hybrid-solar-inverter-system/>>. Acesso em: 05/09/2016.
- [12] SUNWINS. Hybrid Inverter. Disponível em: <<http://www.sunwins-ech.com/good/html/?58.html>>. Acessado em: 05/09/2016.
- [13] BOSCO, J. Conversor CC-CC não isolado de elevado ganho para aplicação no processamento de energia solar fotovoltaica. 225f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade do Estado de Santa Catarina - SC, 2013.
- [14] ALVES, G.L.H. Conversor *Boost* bidirecional de alto ganho aplicado a um sistema fotovoltaico. 107f Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal do Ceará. Fortaleza - CE, 2008

- [15] BARBI, I. Eletrônica de potência. Conversores CC-CC básicos. Não isolados. 4ed. Florianópolis - SC, 2011.
- [16] BARROZO, F.E.O, Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos. 6f. 9th IEE, 2010.
- [17] SANTELO, T.N, Célula de comutação de três estados aplicada ao pré-regulador *Boost* de estágio único e elevado fator de potência. 122f. Universidade Estadual Paulista, 2006.
- [18] BATISTA, C.D.M, Estudo e desenvolvimento de conversor CC/CC não isolado e com elevado ganho estático para aplicações em fontes renováveis. 95f. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.
- [19] SARAIVA, D.B.A, Conversor *Boost* alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados. 108f. Universidade federal do Ceará, 2014.
- [20] BERTOLINI, J.P.S, Conversor CC-CC isolado em ponte completa com comutação suave utilizado em carregadores de baterias para carros elétricos. 128f. Universidade do estado de Santa Catarina, 2014
- [21] XAVIER, I.Z, Conversor CC-CC ponte completa isolado com múltiplas saídas utilizando modulação por deslocamento de fase para aplicações fotovoltaicas. 229f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade do estado de Santa Catarina, 2016.
- [22] INFINEON. Data Sheet: 075N15N. [S.I], 2008 Disponível em: < http://www.datasheetlib.com/datasheet/33891/075n15n_infineon-technologies.html>. Acesso em: 11/06/2017.
- [23] INTERNATIONAL RECTIFIER. Data Sheet: IRGP50B60PD. [S.I], [S.D] Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp50b60pd.df>>. Acesso em: 11/06/2017.
- [24] MyHeatsink. Thermal Resistance Calculator - Plate Fin Heat Sink. Disponível em: <<http://www.myheatsinks.com/calculate/thermal-resistance-plate-fin/>>. Acesso em: 11/06/2017.