

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

MATHEUS EHRENFREDO KNOP

**PROJETOS DE SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA E DE EQUALIZAÇÃO ATIVA
DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES CC-CC TIPO BUCK E
BUCK-BOOST BI-DIRECIONAIS EM CORRENTE**

JOINVILLE

2021

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

MATHEUS EHRENFREDO KNOP

**PROJETOS DE SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA E DE EQUALIZAÇÃO ATIVA
DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES CC-CC TIPO BUCK E
BUCK-BOOST BI-DIRECIONAIS EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt

JOINVILLE

2021

MATHEUS EHRENFREDO KNOP

**PROJETOS DE SISTEMAS DE TRACÇÃO ELÉTRICA E DE EQUALIZAÇÃO ATIVA
DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES CC-CC TIPO BUCK E
BUCK-BOOST BI-DIRECIONAIS EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
UDESC

Membros:

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
UDESC

Prof. Dr. Felipe Joel Zimann
UDESC

Joinville, 26 de Agosto 2021.

Dedico esse trabalho de conclusão de curso principalmente ao meu pai Antônio Marcos Knop e a minha mãe Wanda Ribeiro Martins Knop, eles que estiverem me apoiando em todo o período universitário.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela minha vida.

E em segundo continuo agradecendo aos meus pais. Eles contribuíram sendo pilares da minha educação, dando amor, suporte e fornecendo conselhos. Devo a eles meu caráter e meu espírito de sempre procurar melhorar.

Ao Professor Dr. Joselito Anastácio Heerdt, pela orientação ao longo do trabalho, de suma importância para conclusão.

Aos professores da Universidade do Estado de Santa Catarina, por todos os ensinamentos e contribuição com meu crescimento profissional e intelectual.

Ao laboratório nPEE, o qual sempre tive apoio, um café e grandes amizades. Ao Mr. Gustavo Tavares, o qual sempre me ajudou e auxiliou em várias dúvidas e foi parte imprescindível no projeto dos conversores. Ao Dr. Felipe Joel Zimann, que também esteve presente oferecendo conhecimento e apoio. E agradeço ao pessoal do grupo VELLEVO, grupo do qual participei e fui introduzido, na prática, ao que é um carro elétrico.

A minha namorada Melissa Matos, que esteve comigo presente em praticamente todo o meu tempo universitário. Seu suporte me ajudou a manter a calma.

A todos os amigos que estiveram compartilhando das mesmas situações universitárias que eu, muitas vezes com angústias. E em especial aos amigos da própria graduação, que conquistei e levarei para a vida com boas recordações.

*"Don't help them to bury the light. Don't give in,
without a fight. (Não os ajude a enterrar a luz. Não
desista sem lutar)."(Roger Waters - Hey You/Pink
Floyd)*

RESUMO

Integrado a universidade UDESC, campus CCT, em Joinville, o grupo Vellev de mobilidade elétrica possui um estrutura de kart equipada com um motor CC Motenergy ME0909 de tensão eletromotriz igual a 48V e potência nominal de 2kW, podendo ter seu máximo de corrente aplicada momentaneamente em 100A, elevando a potência ao instantâneo de quase 5kW. Atualmente é utilizado um conversor CC-CC *Buck*, comercial e importado, para regular e controlar a tensão de saída aplicada ao motor. Esse conversor tem no seu estágio de entrada 48V de tensão (4 baterias de chumbo-ácido ligadas em série). Porém, 4 baterias de chumbo-ácido possuem um peso relativamente alto e que interfere no desempenho do kart em si. A proposta, então, é diminuir o número de 4 baterias para apenas 2, o que também ocasiona mudanças na topologia do conversor. Nesse trabalho há duas soluções para o problema proposto: a primeira envolvendo conversores CC-CC Tipo *Buck* e a segunda com conversores CC-CC *Buck-Boost*, ambos reversíveis em corrente. Além disso, será estudado a equalização ativa de baterias utilizando esses mesmos conversores. Para validação dos cálculos numéricos de perdas apresentados foi introduzido ao trabalho a ferramenta módulos térmicos do programa PSIM. Com ela é possível estimar rapidamente perdas em componentes semicondutores do circuito. Ademais, esse trabalho de conclusão de curso têm como objetivo calcular, projetar e comparar as características e perdas do conversor Buck-Boost proposto acima com o conversor tipo Buck em questão de perdas e esforços.

Palavras-chave: conversor CC-CC reversível em corrente, motor CC, equalização de baterias, cálculo de perdas, módulos termiais, veículo elétrico.

ABSTRACT

Part of the UDESC university, CCT campus, in Joinville, the Vellev electric mobility group has a kart structure equipped with a Motenergy ME0909 CC motor with an electromotive voltage equal to 48V and a nominal power of 2kW, which can have its maximum applied momentarily at 100A, bringing the power to the instantaneous almost 5kW. Currently, a commercial and imported converter *Buck*-Synchronous is used to regulate and control the voltage applied to the motor. This converter does not have its 48V voltage input stage (4 lead-acid batteries connected in series). However, 4 lead-acid batteries have a relatively high weight and do not interfere with the performance of the kart itself. The proposal, then, is to reduce the number of 4 batteries to just 2, which also causes changes in the converter topology. In this work there are two solutions for the proposed problem: the first involving CC-DC converters Type *Buck* and the second with CC-CC converters *Buck-Boost*, both reversible in current. In addition, active battery equalization using these same converters will be studied. For validation of numerical loss calculations required. With it, it is possible to quickly estimate losses in semiconductor circuit components. Furthermore, this course conclusion work aims to calculate, design and compare the characteristics and losses of the *Buck-Boost* converter proposed above with the *Buck*-type converter in terms of losses and efforts.

Keywords: DC-DC reversible current converter, DC motor, battery equalization, loss calculation, thermal modules, electric vehicle.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Módulo unitário de baterias Tesla Model S	17
1.2	Vista em corte de um motor CC com Rotor, enrolamento polar e interpolo	17
1.3	Motor ME0909 da fabricante Motenergy	18
1.4	[ALTERADO] Circuito <i>Buck</i> -síncrono do kart Vellev em 2020	19
1.5	Kart elétrico Vellev na versão atual (2020)	19
2.1	Diagrama de blocos de um conversor CC-CC com fluxo de energia unidirecional	21
2.2	Diagrama de blocos de um conversor CC-CC com fluxo de energia bidirecional	22
2.3	Conversor CC-CC reversível em corrente	22
2.4	Formas de onda do conversor <i>Buck</i>	23
2.5	Formas de onda do conversor <i>Boost</i>	24
2.6	Primeira etapa de operação no modo <i>Boost</i> $[(1 - D).T_s]$	25
2.7	Segunda e quarta etapa de operação no modo <i>Boost</i> (tempo morto)	26
2.8	Características de chaveamento de um transistor <i>MOSFET</i>	26
2.9	Terceira etapa de operação no modo <i>Boost</i> $[D.T_s]$	27
2.10	Primeira etapa de operação no modo <i>Buck</i> $[D.T_s]$	27
2.11	Segunda e quarta etapa de operação no modo <i>Buck</i> (tempo morto)	27
2.12	Terceira etapa de operação no modo <i>Buck</i> $[(1-D).T_s]$	28
2.13	Características do <i>MOSFET</i> FDH055N15 duplo	30
2.14	Circuito de simulação do conversor CC-CC <i>Buck</i> reversível em corrente, modo de operação <i>Buck</i> , no <i>software</i> PSIM com <i>MOFETs</i> ideais	33
2.15	Formas de ondas do conversor CC-CC Reversível em Corrente operando em modo <i>Buck</i>	34
2.16	Circuito de simulação do conversor CC-CC <i>Buck</i> reversível em corrente, modo de operação <i>Boost</i> , no <i>software</i> PSIM com <i>MOSFETs</i> ideais	34
2.17	Formas de ondas do conversor CC-CC Reversível em Corrente operando em modo <i>Boost</i>	35
2.18	Módulos Térmicos de <i>MOSFETs</i> no programa PSIM	35
2.19	Banco de dados de dispositivos no programa PSIM	36
2.20	Circuito de simulação do conversor CC-CC <i>Buck</i> reversível em corrente, modo de operação <i>Buck</i> , no <i>software</i> PSIM com módulos térmicos	36
2.21	Tratamento de dados de perdas dos módulos térmicos no programa PSIM	37
2.22	Formas de ondas de perdas nos <i>MOSFETs</i> do conversor CC-CC Reversível em Corrente operando em modo <i>Buck</i> e utilizando módulos térmicos	37

2.23	Ilustração das temperaturas dos componentes e das resistências térmicas presentes .	38
2.24	Circuito proposto com módulos térmicos e resistências térmicas das chaves conectadas a uma resistência dissipador-ambiente apenas	38
3.1	Topologia do conversor <i>Buck-Boost</i>	39
3.2	Primeira etapa de operação do conversor <i>Buck-Boost</i>	40
3.3	Segunda etapa de operação do conversor <i>Buck-Boost</i>	41
3.4	Formas de onda idealizadas de corrente e tensão no indutor	43
3.5	Formas de onda idealizadas de corrente e tensão na chave	43
3.6	Formas de onda idealizadas de corrente e tensão no diodo	44
3.7	Conversor <i>Buck-Boost</i> Bi-direcional (2 quadrantes)	45
3.8	Núcleo de carretel do tipo E	50
3.9	Núcleo Thornton necessário ao projeto	52
3.10	Distribuição do entreferro	53
3.11	Comprimento médio de uma espira - MLT	54
3.12	Circuito térmico para cálculo do dissipador	58
3.13	Dissipador P16 da fabricante Semikron	59
3.14	Curva fronteira entre CCM e DCM do conversor	62
3.15	Circuito construído no programa PSIM	62
3.16	Esforços de corrente e tensão em componentes do conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Reversível em Corrente	63
3.17	Formas de ondas simuladas no barramento da carga	64
3.18	Circuito de simulação do conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Reversível em Corrente no <i>software</i> PSIM com módulos térmicos	65
3.19	Tratamento de dados de perdas dos módulos térmicos no programa PSIM	65
3.20	Formas de ondas de perdas nos <i>MOSFETs</i> do conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Reversível em Corrente utilizando módulos térmicos	66
3.21	Valores instantâneos do conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Reversível em Corrente utilizando módulos térmicos	66
4.1	Método de equalização passiva de baterias	68
4.2	Exemplo de um banco de baterias com equalização ativa de baterias	70
4.3	Circuito proposto para equalização ativa de baterias	70
4.4	Circuito proposto para equalização ativa com 2 baterias e 2 conversores CC-CC	71
4.5	Circuito proposto para tração e controle do motor	72
4.6	Circuito feito para tratamento das perdas provenientes dos módulos térmicos, no PSIM, para circuito proposto nessa seção	73
4.7	Formas de ondas da tensão, corrente e perdas do conversor proposto	74

4.8	Valores simulados com o conversor completo operando para entrega de 3,6kW . . .	74
4.9	Solução proposta com topologia <i>Buck-Boost</i> para equalização ativa das baterias . .	75
4.10	Simulação do conversor 1 e 2 com topologia <i>Buck-Boost</i> para equalização ativa das baterias	75
4.11	Conexão em série do conversor 1 e 2 da solução proposta com a carga	76
4.12	Circuito feito para tratamento das perdas provenientes dos módulos termais para a solução proposta	76
4.13	Formas de ondas da tensão, corrente e perdas do conversor proposto	77
4.14	Valores simulados com o conversor completo operando para entrega de 3,6kW . . .	77
A.1	Circuito referente a parte de potência do conversor.	83
A.2	Circuito referente ao comando isolado do conversor.	83
A.3	Circuito referente a aquisição de sinal isolada e não isolada.	84
A.4	Circuito de conexões auxiliares ao projeto.	84
A.5	Lado superior da placa de circuito impresso projetada.	84

LISTA DE TABELAS

2.1	Parâmetros para projeto do conversor CC-CC Reversível em Corrente.	28
2.2	Esforços do conversor CC-CC Bidirecional no modo <i>Boost</i>	29
2.3	Esforços do conversor CC-CC Bidirecional no modo <i>Buck</i>	29
2.4	Características do indutor.	32
3.1	Parâmetros para projeto do conversor <i>Buck-Boost</i> Reversível em Corrente.	46
5.1	Tabela comparação entre os conversores CC-CC Reversíveis em Corrente propostos.	79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
CCT	Centro de Ciências Tecnológicas
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Corrente Contínua-Corrente Contínua
VELLEV	Veículo Elétrico Leve

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ_e Fluxo produzido pelo estator

ϕ_r Fluxo produzido pelo rotor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR TIPO BUCK REVERSÍVEL EM CORRENTE	21
2.1	Análise das etapas do conversor CC-CC <i>Buck</i> reversível em corrente em condução contínua	22
2.2	Análise qualitativa das etapas do conversor CC-CC Bidirecional	25
2.3	Projeto e análise quantitativa do conversor	28
2.3.1	Esforços dos interruptores em CC-CC	29
2.3.2	Perdas de potência no conversor CC-CC	30
2.4	Simulação do circuito ideal	33
2.5	Simulação do circuito com módulos térmicos	33
3	SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR BUCK-BOOST REVERSÍVEL EM CORRENTE	39
3.1	Análise das etapas do conversor <i>Buck-Boost</i> em condução contínua	40
3.1.1	Função de transferência em CCM	43
3.2	Reversibilidade de corrente no conversor <i>Buck-Boost</i>	44
3.3	Esforços nos componentes físicos do conversor	45
3.4	Projeto e análise quantitativa do conversor	46
3.5	Análise quantitativa do conversor	47
3.5.1	Mínimo valor do indutor para condução contínua	48
3.5.2	Esforços de tensão e corrente nos componentes semicondutores	48
3.5.3	Cálculo do capacitor de saída	49
3.5.4	Projeto do indutor com núcleo de ferrite	50
3.5.5	Cálculos das perdas totais e eficiência prevista	53
3.5.6	Projeto do dissipador de potência	58
3.5.7	Fronteira de condução CCM/DCM	60
3.6	Simulação do circuito com parâmetros ideais para validação dos cálculos	61
3.7	Simulação do circuito com módulos térmicos	64

4	SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA COM EQUALIZAÇÃO ATIVA DAS BATERIAS USANDO CONVERSORES CC-CC REVERSÍVEIS EM CORRENTE	67
4.1	Perdas provenientes de módulos termais com conversores CC-CC tipo <i>Buck</i> Reversíveis em Corrente	70
4.2	Perdas provenientes de módulos termais com conversores <i>Buck-Boost</i> Reversíveis em Corrente	72
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	78
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	81
	APÊNDICE A – APÊNDICE A	83

1 INTRODUÇÃO

De maneira simples é possível definir a eletrônica de potência como uma ciência dedicada ao estudo e desenvolvimento dos conversores estáticos de energia elétrica, como os inversores, retificadores e conversores CC-CC, visando a máxima eficiência nos processos de transformação da energia elétrica. Na engenharia elétrica há importantes aplicações onde se deseja controlar o fluxo de energia da fonte de alimentação para a carga e vice-versa. Como exemplo mais evidente dessas aplicações pode-se citar a tração elétrica, onde durante a frenagem da máquina a energia cinética armazenada nas massas em movimento é restituída à fonte na forma de energia elétrica Barbi e Martins (2008).

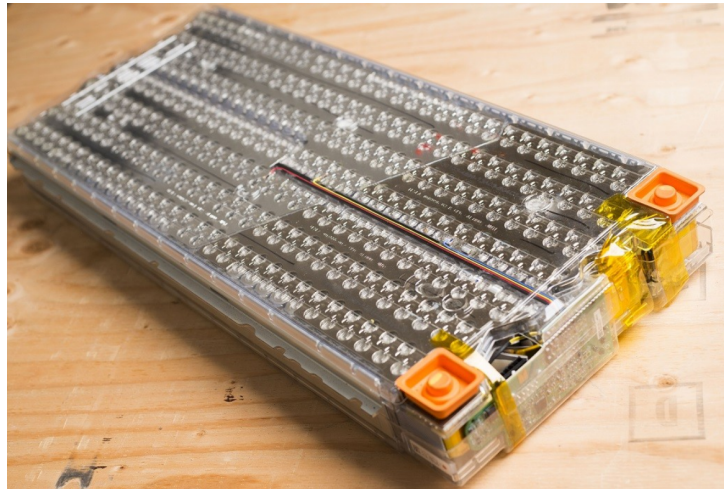
As principais vantagens e desvantagens dos carros elétricos são bem conhecidas por quem costuma acompanhar o tema. Do lado positivo, comemora-se emissão zero de poluentes, baixo nível de ruído, manutenção barata, torque elevado e baixo custo de operação. Do lado negativo, lamenta-se o alto preço de compra, a baixa autonomia, a demora na recarga e os poucos postos de abastecimento. Todos os grandes fabricantes de automóveis estão extremamente preocupados com o ano de 2030, data em que boa parte da Europa deve suspender a venda de veículos a combustão. Até nos EUA há estados que vão aderir à proibição, como a Califórnia, Massachusetts e New Jersey, todos em 2035 JORNAL DO CARRO (2021).

Desenvolvida pela Sony em 1991, a bateria de óxido de cobalto de lítio foi a bateria escolhida para a maioria dos eletrônicos pessoais (computadores, câmeras, celulares, etc.) devido à sua alta densidade de energia, longa vida útil e facilidade de fabricação. Porém, a disponibilidade limitada de cobalto também torna esse material mais caro e difícil ser uma opção viável para uso em veículos elétricos.

Como ditam as leis do mercado, o aumento da produção traz o ganho em escala e, portanto, a redução de preços. É nisso que apostam os fabricantes de carros elétricos, especialmente na queda do custo da bateria, o item mais caro do automóvel responde por até 40% do preço final do veículo. Com a produção das baterias crescendo muito, a demanda por alguns metais usados na sua fabricação crescerá exponencialmente, como o caso de cobalto e lítio ZECA CHAVES (2021).

As baterias de óxido de manganês de lítio (LMO) foram introduzidas pela primeira vez no início dos anos 80. A arquitetura forma uma estrutura de espinélio tridimensional que melhora o fluxo de íons no eletrodo, o que resulta em menor resistência interna e melhor manuseio da corrente. O li-manganês pode ser descarregado em correntes de 20A a 30A com acúmulo

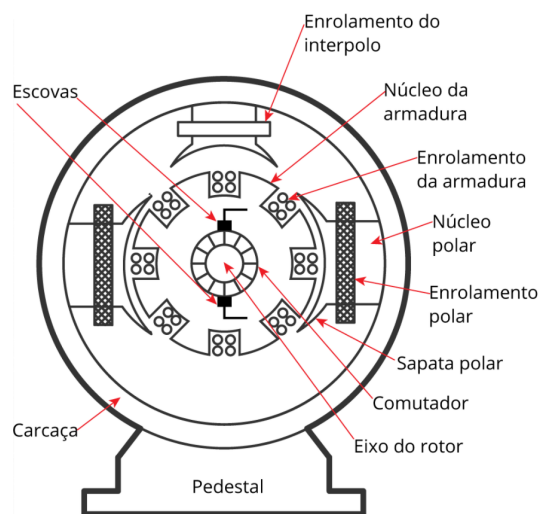
Figura 1.1 – Módulo unitário de baterias Tesla Model S



Fonte: Adaptado de ELECTRICAR CARS UK (2021).

moderado de calor em uma bateria cilíndrica tamanho 18650 (18x65mm), presentes no módulo de bateria Tesla Model S - 22,8 volts, 5,3 kWh, Figura1.1.

Figura 1.2 – Vista em corte de um motor CC com Rotor, enrolamento polar e interpolo



Fonte: Adaptado de CEFET (2021).

Os motores de corrente contínua (motor CC) funcionam tanto como motores quanto geradores de energia, que são constituídos basicamente pelo enrolamento de armadura, enrolamento de campo, comutador e as escovas. Como o próprio nome indica, os motores CC são acionados por uma fonte de corrente contínua. São muitas as vantagens dos motores de corrente contínua, dentre elas podemos citar o controle de velocidade para uma ampla faixa de valores acima e abaixo do valor nominal, é possível acelerar, possível frear, reverter o sentido de rotação de

forma rápida, permite variar a sua velocidade mantendo seu torque constante e possui um alto conjugado de partida, que também conhecido como torque ou força de arranque.

Veículo Elétrico Leve (VELLEV) é um projeto que foca no conhecimento, mas que busca o desenvolvimento tecnológico sustentável através da produção e divulgação das diversas tecnologias que envolvem um veículo elétrico de alta eficiência, com a cooperação de diferentes organizações, instituições e áreas do conhecimento de forma que o desenvolvimento sustentável esteja sempre presente. Integrado a universidade UDESC, campus CCT, em Joinville, o grupo possui um estrutura de kart equipada com um motor CC Motenergy ME0909 (Figura 1.3) de tensão eletromotriz 48V. Esse motor pode ter o seu máximo em 48V e 100A durante apenas 30s. As soluções propostas nesse trabalho, apresentadas no Capítulo 4, serão com o intuito de 3,8kW nominais, sendo a tensão aplicada 48V e 75A como valor de corrente média que circula no motor.

Figura 1.3 – Motor ME0909 da fabricante Motenergy



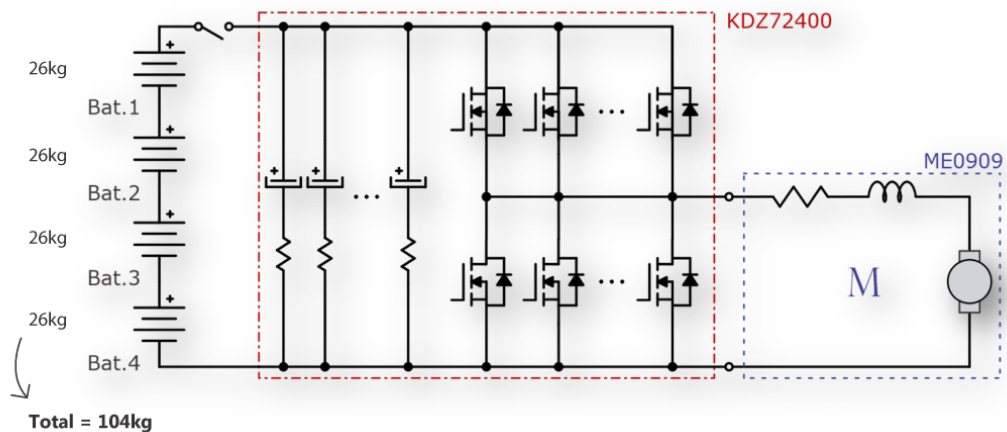
Fonte: THE ROBOT MARKET PLACE (2021).

Atualmente o VELLEV utiliza um conversor *Buck*-síncrono comercial, importado, para regular e controlar a tensão de saída aplicada ao motor. No entanto, o conversor da Figura 1.4 tem no seu estágio de entrada 48V de tensão, 4 baterias de chumbo-ácido ligadas em série.

Porém, 4 baterias de chumbo-ácido possuem um peso relativamente alto, de 26kg cada uma, e que interfere no desempenho do kart em si. A proposta, então, é diminuir o número de baterias para apenas 2, com energia estimada de uso, em operação normal, de 40 minutos a 1 hora. Mas para que isso aconteça a topologia do conversor deve ser mudada. Para isso é proposto nesse trabalho soluções de conversores reversíveis em corrente, com equalização ativa das baterias, para realizar a transição de potência com 24V de tensão de entrada, proveniente agora de 2 baterias em série, e na saída com um motor indutivo, tensão regulada de 0V a 48V. Na Figura 1.5 é possível identificar o kart montado pelos alunos da UDESC no projeto VELLEV.

Como comentado no parágrafo anterior, esse trabalho de conclusão de curso têm como objetivo calcular, projetar, comparar as características e verificar perdas do conversores Buck-

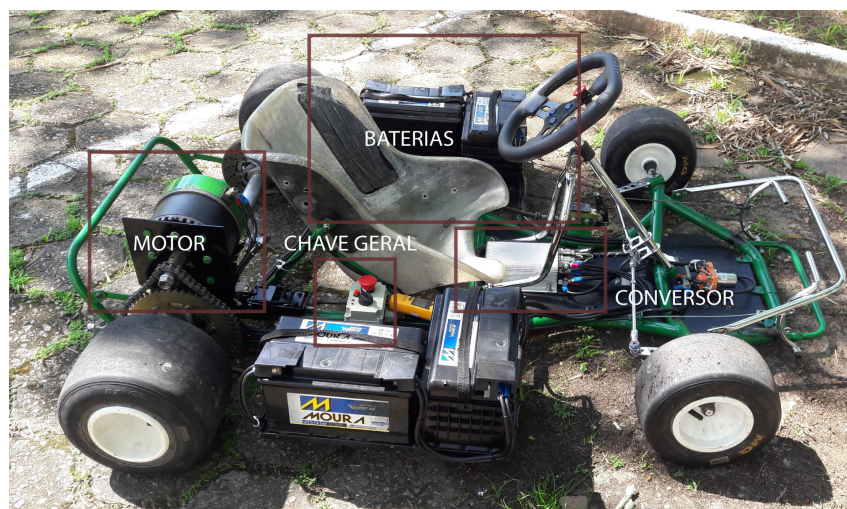
Figura 1.4 – [ALTERADO] Circuito *Buck*-síncrono do kart Vellev em 2020



Fonte: Adaptado de Tavares (2021).

Boost, proposto como alternativa 1, com um conversor CC-CC tipo *Buck* Reversível em Corrente construído e estudado no laboratório do Vellev em Tavares (2021). Atuam juntos 3 conversores, que podem ser topologia *Buck-Boost* ou tipo *Buck*, ambos com 2 chaves, para compor um conversor CC-CC completo, Reversível em Corrente de alta potência e com controle ativo de baterias. O conversor 1 e o conversor 2 atuam com as baterias, controlando-as e gerenciando o consumo, enquanto que o terceiro utiliza-se do barramento formado pelo conversor 1 e pelo 2 ligados em série para controlar a potência no motor. Há nesse trabalho duas soluções, uma com 3 conversores tipo *Buck* e outra com dois conversores *Buck-Boost* bidirecionais. Individualizando o controle das baterias é possível controlar e monitorar valores máximos e mínimos de corrente e tensão, possibilitando criar sistemas de segurança e elevar a autonomia.

Figura 1.5 – Kart elétrico Vellev na versão atual (2020)



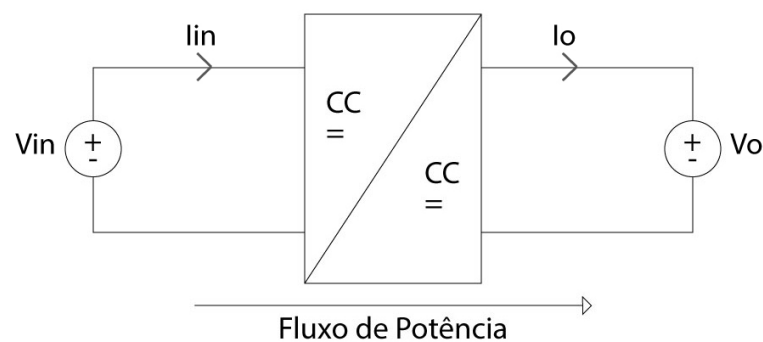
Fonte: Acervo VELLEVE com modificações do autor, 2021.

No Capítulo 2 desse trabalho é apresentado o projeto de potência e cálculo de perdas do conversor CC-CC reversível em corrente tipo *Buck*, enquanto que no Capítulo 3 é estudado afundo o projeto de um conversor *Buck-Boost* reversível em corrente, incluindo projeto do magnético e eficiência. O Capítulo 4 aborda os conversores dos dois capítulos anteriores para equalização de baterias e controle do motor ME0909. Todos os capítulos apresentam simulações de perdas para comparação ou verificação, utilizando a ferramenta de Módulos Termiais no programa *PSIM*.

2 SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR TIPO BUCK REVERSÍVEL EM CORRENTE

É possível dividir os conversores estáticos de corrente contínua (CC-CC) em unidirecionais e bidirecionais. Os unidirecionais, Figura 2.1, são os que apresentam o fluxo de energia seguindo apenas em uma direção, da fonte para carga, como é o caso do conversor *Buck* e do conversor *Boost*. Carregadores de celulares utilizam desses conversores clássicos, assim como fontes auxiliares de energia, que servem para inúmeros serviços ou para compor blocos de energia em circuitos de eletrônica. Porém, os mesmos conversores podem ser modificados e são utilizados na tração de veículos pesados, como tratores e empilhadeiras, onde não há exigência de uma autonomia relativamente alta.

Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um conversor CC-CC com fluxo de energia unidirecional

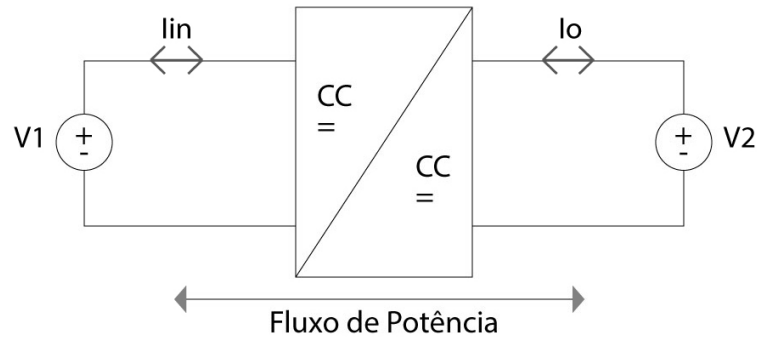


Fonte: O autor.

Na Figura 2.2 é mostrado um diagrama esquemático do conversor bidirecional. O fluxo de potência flui de ambos os lados do conversor, de forma que o fluxo de potência nesses circuitos pode transitar entre as fontes de alimentação e a carga. Na indústria, esse tipo de conversor pode ser encontrado para controlar motores elétricos CC onde o modo frenagem de operação é importante.

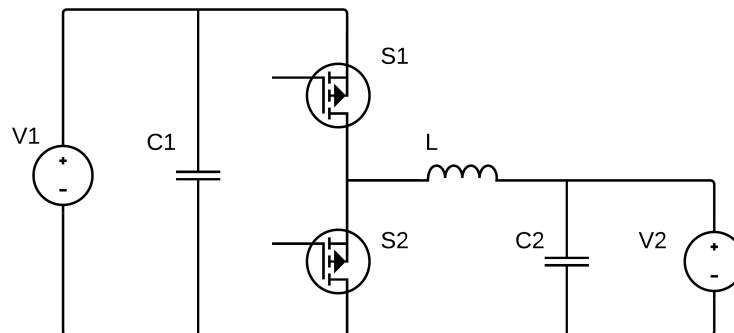
Um exemplo de conversor CC-CC reversível em corrente é apresentado na Figura 2.3, composto por dois semicondutores ativos em meia-ponte, um filtro LC de saída e um filtro capacitivo de entrada para atenuar os efeitos da corrente de entrada pulsante Barbi e Martins (2008). Suas principais características são a baixa complexidade, o fluxo de potência em duas direções e alta eficiência. Devido esse conversor ter modos de operações dos conversores convencionais *Buck* (abaixador) e *Boost* (elevador), ele tem as mesmas características de formas de onda, ganho estático e pode ser projetado do mesmo modo utilizado para esses conversores.

Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um conversor CC-CC com fluxo de energia bidirecional



Fonte: O autor.

Figura 2.3 – Conversor CC-CC reversível em corrente



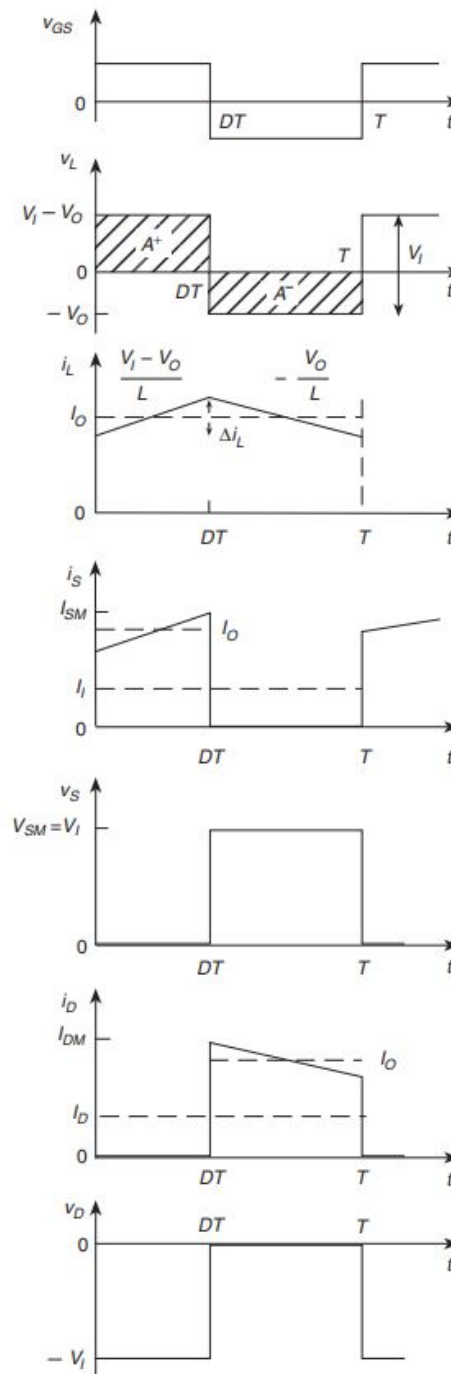
Fonte: O autor.

2.1 ANÁLISE DAS ETAPAS DO CONVERSOR CC-CC *BUCK* REVERSÍVEL EM CORRENTE EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

O conversor *Buck* reversível em corrente tem três modos de operações: modo abaixador, modo elevador e modo de comutação complementar Martins (2011). Para uma análise em regime permanente podemos considerar a tensão de saída constante com baixa ondulação, logo para efeitos de análise do conversor, será usada uma fonte de tensão constante na saída. As formas de onda do conversor operando em modo *Buck* podem ser vistas na Figura 2.4.

No modo abaixador, durante todo período de comutação o interruptor S2 fica em aberto, enquanto o interruptor S1 comuta. No caso prático do projeto, aplicado ao VELLEV com baterias e como carga um motor, temos o conversor funcionando igual a um conversor *Buck*, e o fluxo de potência parte do barramento da bateria em direção ao barramento do motor.

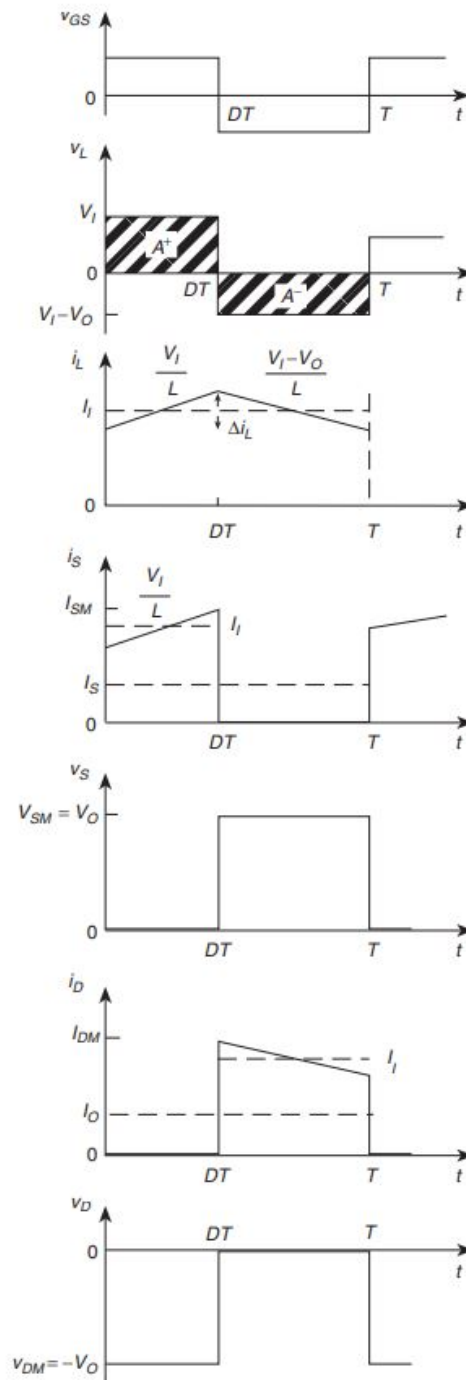
Figura 2.4 – Formas de onda do conversor *Buck*



Fonte: Kazimierczuk (2016).

Já no modo elevador de tensão, o interruptor S1 fica o período de chaveamento em aberto, enquanto a interruptor S2 comuta. Nessa situação, temos o conversor funcionando igual a um conversor *Boost*, com formas de ondas ilustradas na Figura 2.5, e o fluxo de potência segue

Figura 2.5 – Formas de onda do conversor *Boost*



Fonte: Kazimierczuk (2016).

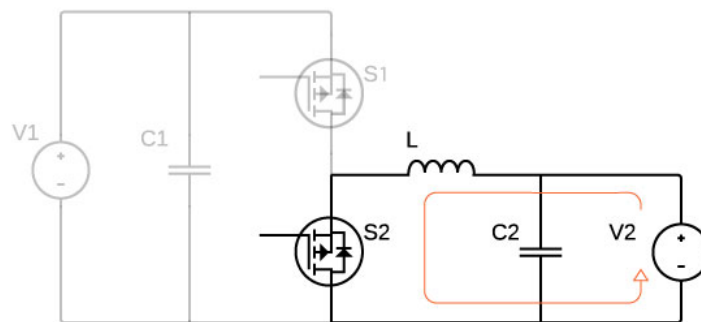
do motor para as baterias. No modo de comutação complementar, os dois interruptores estão comutando, sendo o fluxo de potência controlado pela razão cíclica.

2.2 ANÁLISE QUALITATIVA DAS ETAPAS DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

Devido a bidirecionalidade do conversor, sua operação em CCM (do inglês, *Continuous Conduction Mode*) pode ser descrita por seis etapas de operação, onde três etapas representam a operação em modo *Boost* e as outras três representam o modo *Buck* Tavares (2021).

A primeira análise do circuito feita é no modo de operação *Boost* e ilustrada na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Primeira etapa de operação no modo *Boost* $[(1 - D).T_s]$



Fonte: O autor.

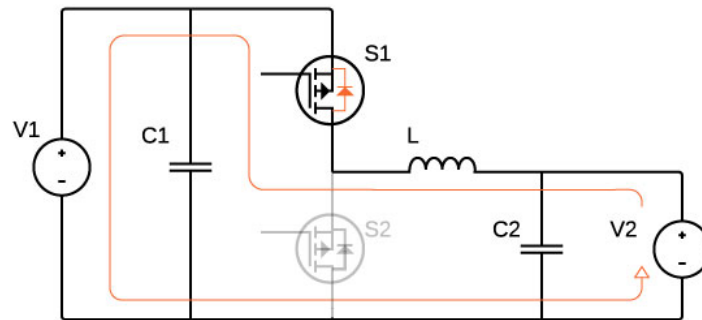
Nesse modo de operação a direção de corrente, que transiciona pelo indutor L , é no sentido do motor ($V2$) para a bateria ($V1$). A primeira etapa de funcionamento consiste em o indutor L ter corrente nula e, então, a chave $S2$ ser acionada permitindo a passagem de corrente. Durante uma parte do período $[(1 - D).T_s]$ o indutor terá um aumento na energia armazenada.

Já na segunda etapa de operação, e também na quarta, a chave $S2$ é desativada, mas como o indutor tem energia armazenada há uma polarização no diodo intrínseco e isso faz com que a chave comece a conduzir, iniciando a transferência de energia para a fonte ($V1$). A Figura 2.7 demonstra esta etapa.

O tempo de operação da segunda etapa (tempo morto ou *dead-time*) envolve parâmetros específicos do interruptor e margens pequenas de tempo para segurança do circuito. A questão é que nos transistores *MOSFETs* utilizados como chaves há variáveis como *turn-on time* ($t_d(on)$), *rise time* (t_r), *turn-off time* ($t_d(off)$) e *fall time* (t_f). Essas variáveis são importantes ao projetista para evitar curto-circuito na fonte, caso a chave $S1$ e $S2$ da topologia, presentes na Figura 2.3, em algum momento conduzirem ao mesmo tempo. Na maioria das vezes o intervalo de tempo morto é relativamente pequeno quando comparado ao tempo total de um período de comutação e, por isso, é desprezado para situações de modelagem do circuito.

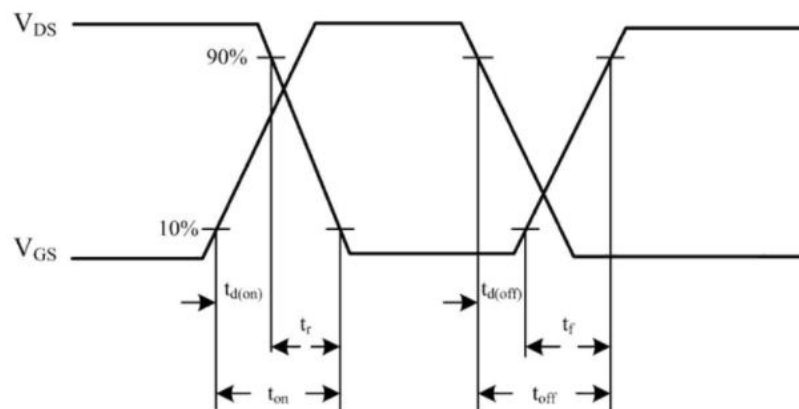
A terceira etapa de operação tem intervalo $[D.T_s]$ e acaba quando a chave $S1$ for desativada, iniciando uma nova etapa de tempo morto. A quarta etapa de operação é similar a segunda

Figura 2.7 – Segunda e quarta etapa de operação no modo *Boost* (tempo morto)



Fonte: O autor.

Figura 2.8 – Características de chaveamento de um transistor *MOSFET*



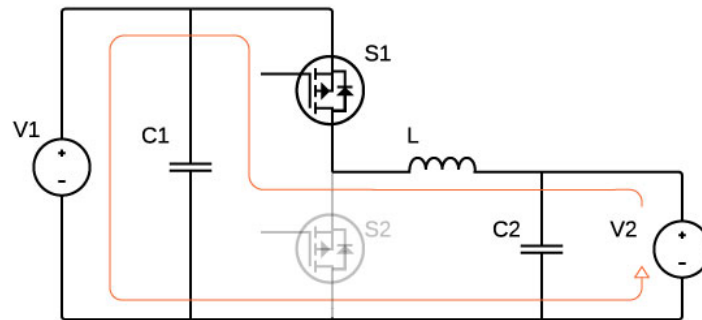
Fonte: FAIRCHILD (2021)

etapa de operação, como já apresentando na Figura 2.7, onde apenas o diodo de S1 conduz a corrente que percorre sobre o indutor. Essa etapa dura até que a chave S2 seja ligada, assim retornando à primeira etapa de operação, quando a corrente i_L é nula, permitindo com que fluxo de potência seja revertido da fonte V1 para a fonte V2, e o conversor troque o seu modo de operação. Quando acontece essa situação no indutor, de corrente nula, pode-se mudar o modo de operação para o funcionamento *Buck*, onde a corrente i_L tem valor negativo.

Na Figura 2.10 está ilustrada a primeira etapa de operação do conversor em modo *Buck*, que inicia quando a corrente i_L tem valor negativo, ou seja, no sentido contrário ao modo de operação *Boost*, quando a tensão V1 é maior que V2 e S1 é acionado. Essas condições permitem que a energia armazenada no capacitor C1 seja transferida para a fonte V1. Essa etapa de operação ocorre durante $[D \cdot T_s]$ no modo de operação *Buck*.

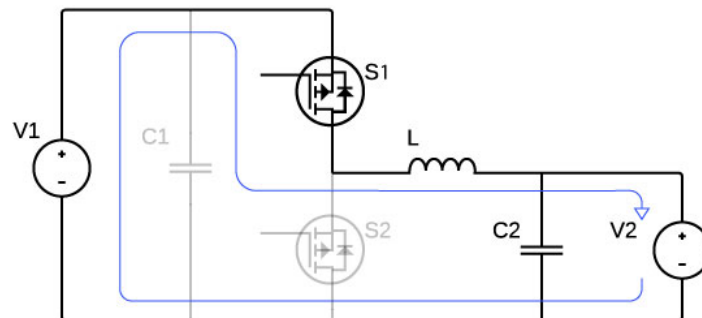
Na sequência, ilustrado na Figura 2.11, vem a segunda etapa de operação, a qual tem o interruptor S1 desativado, ocasionando em uma tensão reversa sobre o indutor L, superando a tensão da bateria (V2), suficiente para que haja condução no diodo intrínseco do interruptor S2.

Figura 2.9 – Terceira etapa de operação no modo *Boost* [D.Ts]



Fonte: O autor.

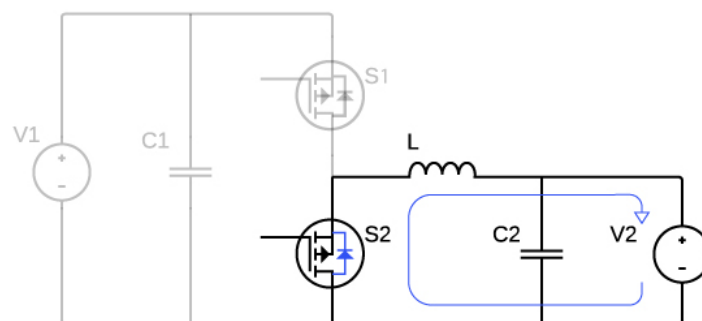
Figura 2.10 – Primeira etapa de operação no modo *Buck* [D.Ts]



Fonte: O autor.

Essa é a segunda etapa de condução do conversor em modo *Buck*, que assim como no modo de operação *Boost* se chama tempo morto. Nenhum semicondutor tem comando de condução e o diodo intrínseco S2 está permitindo a passagem de corrente em roda livre.

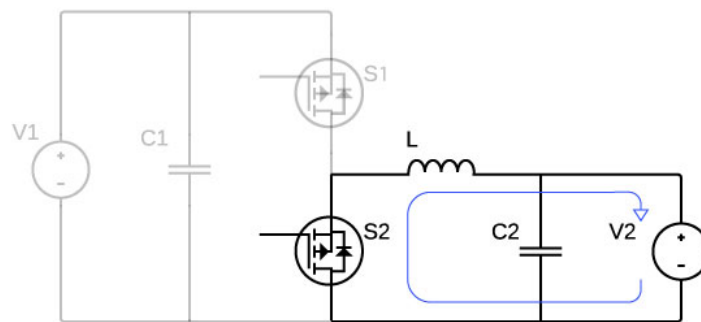
Figura 2.11 – Segunda e quarta etapa de operação no modo *Buck* (tempo morto)



Fonte: O autor.

A terceira etapa de condução, ilustrada na Figura 2.12 tem seu funcionamento durante o intervalo $[1-D.T_s]$. Nessa etapa a chave S2 inicia a condução, em ZVS (*Zero Voltage Switching*), transferindo a energia armazenada no indutor L para a bateria. Essa etapa encerra quando a chave S2 abrir, impedindo a passagem de corrente, assim gerando a quarta etapa de operação, semelhante a segunda, de tempo morto. Ao final dessa etapa final, com a energia do indutor L nula, é possível ou iniciar um novo ciclo ou reverter o fluxo de funcionamento para o modo de operação *Boost*.

Figura 2.12 – Terceira etapa de operação no modo *Buck* $[(1-D).T_s]$



Fonte: O autor.

2.3 PROJETO E ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

Tomando como base a topologia da Figura 2.3, V1 será considerado V_{cc} , que é a tensão de barramento CC. No Kart Vellev V_{cc} é tensão no barramento do motor ME0909. V_B assume o valor V2 e é a tensão de barramento na bateria. A Tabela 2.1 apresenta os parâmetros necessários para o projeto do conversor CC-CC Bidirecional.

Tabela 2.1 – Parâmetros para projeto do conversor CC-CC Reversível em Corrente.

Descrição	Parâmetro	Mínimo	Nominal	Máximo
Potência de saída	P_o	180 W	1800 W	1800 W
Tensão no barramento CC	V_{cc}	21 V	24 V	35 V
Tensão na bateria	V_B	10,5 V	12,5 V	15 V
Eficiência desejada	η_d		90 %	
Frequência de comutação	f_s		30k Hz	

Fonte: O autor.

O circuito proposto terá potência máxima de 1800W: isso porque a solução completa inclui 2 conversores iguais em série para somar 3600 W, 48 V e 75 A. A Tabela 2.2 apresenta os esforços do conversor no modo *Boost* e após ela, na Tabela 2.3, é apresentado os esforços no conversor atuando em modo *Buck*. A tensão de entrada máxima, mínima e nominal são parâmetros provenientes de 2 baterias de chumbo-ácido ligadas em série. Além disso, foi estipulada uma variação máxima da corrente de saída de 10%, frequência de chaveamento de 30kHz e uma estimativa de rendimento de 90%. A potência fica um pouco limitada ao que o conversor pode oferecer porque a proposta desse trabalho inclui utilização de componentes disponíveis no laboratório VELLEV. Além disso, os *MOSFETs* disponíveis no mercado nacional são limitados quanto a corrente suportada.

2.3.1 Esforços dos interruptores em CC-CC

Para equacionamento desse conversor, assim como do conversor presente no Capítulo 3, foi utilizado o livro do autor Kazimierczuk (2016) e de Tavares (2021).

Tabela 2.2 – Esforços do conversor CC-CC Bidirecional no modo *Boost*.

Descrição	Parâmetro	Equação	Resultado
Razão cíclica	D_{Boost}	$1 - \frac{\eta_d \cdot V_B}{V_{cc}}$	0,73
Indutância mínima CC	L_{Boost}	$\frac{2 \cdot V_{cc}^2}{27 \cdot f_s \cdot P_{oMin}}$	$16,8 \mu H$
Corrente de pico no interruptor	$I_{SBoostPk}$	$\frac{P_o}{\eta \cdot V_b} + \frac{V_B \cdot D_{Boost}}{2 \cdot f_s \cdot L_{Boost}}$	196,23 A

Fonte: O autor.

A indutância mínima necessária para garantir a operação do conversor em condução contínua (CCM), dentro da faixa de potência desejada nos modos de operação *Buck* e *Boost*, é $16,804 \mu H$. Também as chaves devem funcionar com a passagem de corrente de até 196,78 A.

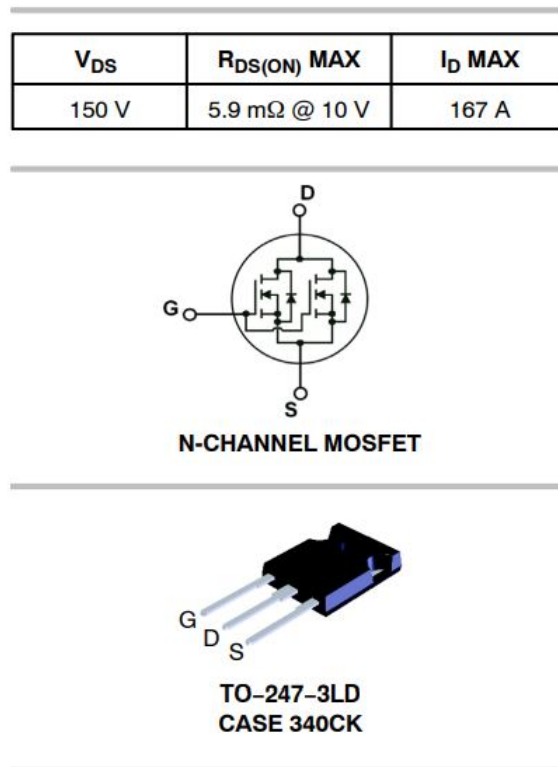
Tabela 2.3 – Esforços do conversor CC-CC Bidirecional no modo *Buck*.

Descrição	Parâmetro	Equação	Resultado
Razão cíclica	D_{Buck}	$\frac{V_B}{\eta \cdot V_{cc}}$	0,80
Indutância mínima CC	L_{Buck}	$\frac{V_{BMax}^2 \cdot (1 - D_{BuckMin})}{f_s \cdot L_{Buck}}$	$13,9 \mu H$
Corrente de pico no interruptor	$I_{SBuckPk}$	$\frac{P_{oMax}}{V_b} + \frac{V_{BMin} \cdot (1 - D_{BuckMin})}{f_s \cdot L_{Buck}}$	196,78 A

Fonte: O autor.

Como citado, as chaves devem funcionar com a passagem de corrente de até 196,78 A e para isso foram selecionadas duas chaves do modelo FDH055N15 da fabricante Fairchild (On Semiconductor). Suas principais características são obtidas da folha de dados, apresentada na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Características do *MOSFET* FDH055N15 duplo



Fonte: ON SEMICONDUCTOR (2021).

2.3.2 Perdas de potência no conversor CC-CC

As perdas nos semicondutores e capacitores deste circuito podem ser estimadas através dos esforços do conversor durante o modo de funcionamento *Boost* através das equações presentes em ROHM (2021a) e ROHM (2021b). Em modo *Boost* os estresses são maiores, portanto os componentes serão projetados para esse modo de operação.

Utilizando-se de um fator de 2,5% de tempo morto no período de comutação e sabendo que a resistência $R_{DS_{on}}$ para dois *MOSFETs* em paralelo é menor, mesmo operando a 75°C, e com base no equacionamento desenvolvido em Tavares (2021), é possível estimar as perdas nos semicondutores:

$$PC_{S1} = RDS_{on} \cdot I_{S1rms}^2 \cdot \left[\frac{\eta \cdot V_{BMin}}{V_{ccMin}} - 0,025 \right] = 38,163 W \quad (2.1)$$

$$PC_{S2} = RDS_{on} \cdot I_{S2rms}^2 \cdot \left[0,975 - \frac{\eta \cdot V_{BMin}}{V_{ccMin}} \right] = 31,558 W \quad (2.2)$$

As perdas de comutação nos interruptores são apresentadas nas equações 11 e 12, onde $0,7\mu s$ representa o tempo de comutação esperado.

$$PS_{S1} = V_{ccMin} \cdot I_{SBoostPk} \cdot 0,7\mu s \cdot f_s = 40,20 W \quad (2.3)$$

$$PS_{S1} = V_{Dmos} \cdot I_{SBoostPk} \cdot f_s = 1,53 W \quad (2.4)$$

A perda de comutação da chave S2 é menor que a da chave S1, isso porque há uma comutação suave na terceira etapa dos modos de operações. Durante um tempo morto o diodo intrínseco de uma das chaves vai conduzir e ocasionar em perdas. O tempo de condução desse diodo é $0,82\mu s$ e representa 2,5% do período de chaveamento. Esse tempo é a duração da terceira etapa de funcionamento, onde o diodo intrínseco conduz por uma porcentagem do período de chaveamento, até ativar o *MOSFET*. Apresenta-se essa perda por condução do diodo intrínseco em:

$$PD_{dt} = V_{Dmos} \cdot I_{SBoostPk} \cdot 2 \cdot (0,82\mu s) \cdot f_s = 7,61 W \quad (2.5)$$

As perdas durante o momento de recuperação reversa do diodo intrínseco é Tavares (2021):

$$PD_{rr} = 2.348nC \cdot v_{ccMax} \cdot f_s = 0,73 W \quad (2.6)$$

A somas das perdas anteriores apresentadas resulta na perda total esperada pelos semicondutores presentes no conversor.

$$P_{C_{tot}} = PC_{S1} + PC_{S2} + PS_{S1} + PS_{S1} + PD_{dt} + PD_{rr} = 119,80 W \quad (2.7)$$

A eficiência para 1.800kW, com perdas apenas das chaves, é apresentado na equação 2.8.

$$\eta_{calc} = \frac{P_{oMax}}{P_{oMax} + P_{C_{tot}}} = 93,73\% \quad (2.8)$$

Correlacionando a Tabela 2.2 e a Tabela 2.3 é possível definir um valor mínimo de indutância para ambos os modos de funcionamento. O valor mínimo do indutor L para os parâmetros propostos do conversor é $16,8\mu H$.

Na Tabela 2.4 apresenta-se os parâmetros do indutor projetado e construído em Tavares (2021). A potência foi calculada com auxílio do manual "Projeto físico de indutores e transformadores" publicado em PROF. IVO BARBI, Dr. (2021) e tem seu valor de $P_{nucleo} + P_{cobre} = 99W$.

Tabela 2.4 – Características do indutor.

Descrição	Parâmetro
Núcleo	6 núcleos NEE/65/33/91 IP12R
Máximo valor de corrente	196 A
Valor da corrente eficaz	171 A
Indutância	17 μH
Fio	AWG17
Entreferro	1,45mm
B_{max}	0,22 T
Número de espiras	7
Espiras em paralelo (AWG17)	110
J_{max}	300A/cm ²
Fator de ocupação	0,4
Perda no indutor calculada	99 W

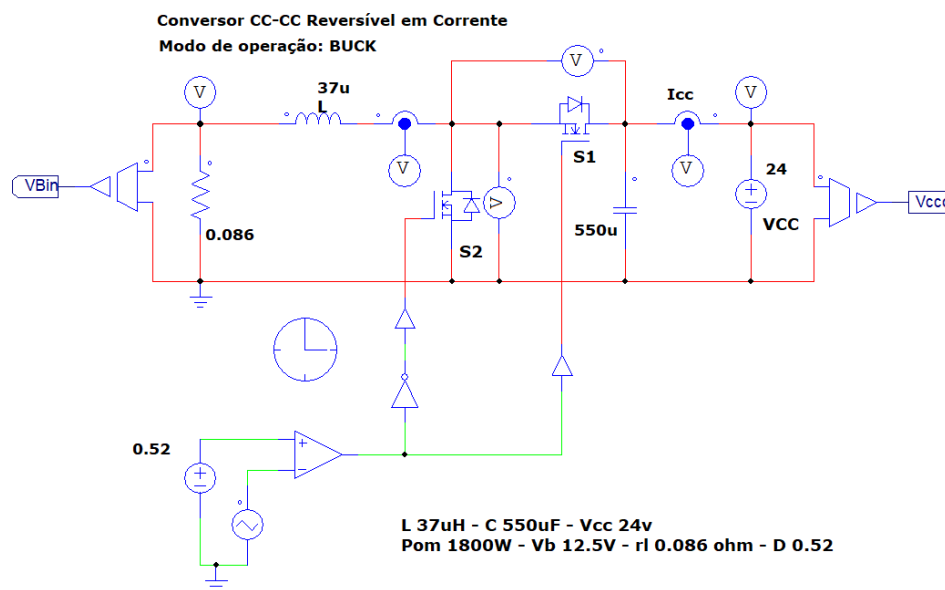
Fonte: Adaptado de Tavares (2021).

Esse projeto, assim como o conversor *Buck-Boost* do Capítulo 3, tiveram algumas intervenções de questões monetárias, logísticas e de saúde (vide cenário de pandemia mundial), impostas durante o desenvolvimento desse projeto. Os materiais utilizados pensados para projeto desse componente ficaram limitados aos já adquiridos anteriormente pelo laboratório nPEE e aos que o feito em Tavares (2021). Com os mesmos propósitos, o indutor construído possui elementos magnético de alta frequência e o design disponível era com utilização de sete núcleos NEE-65/33/13 em paralelo. No Capítulo 3, onde apresenta-se o projeto de um conversor *Buck-Boost* Reversível em Corrente, há mais detalhes sobre equacionamentos e lógicas para projeto e construção de um indutor de alta potência.

2.4 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO IDEAL

Com os componentes passivos do conversor calculados e a chave *MOSFET* escolhida é possível simular o circuito e verificar sua funcionalidade. Inicialmente é simulado o circuito básico para garantir o correto funcionamento do conversor e validar o equacionamento, vide Figura 2.14 e Figura 2.15, onde está apresentado a topologia e formas de onda do conversor em modo de operação *Buck*.

Figura 2.14 – Circuito de simulação do conversor CC-CC *Buck* reversível em corrente, modo de operação *Buck*, no *software* PSIM com *MOFETs* ideais



Fonte: O autor.

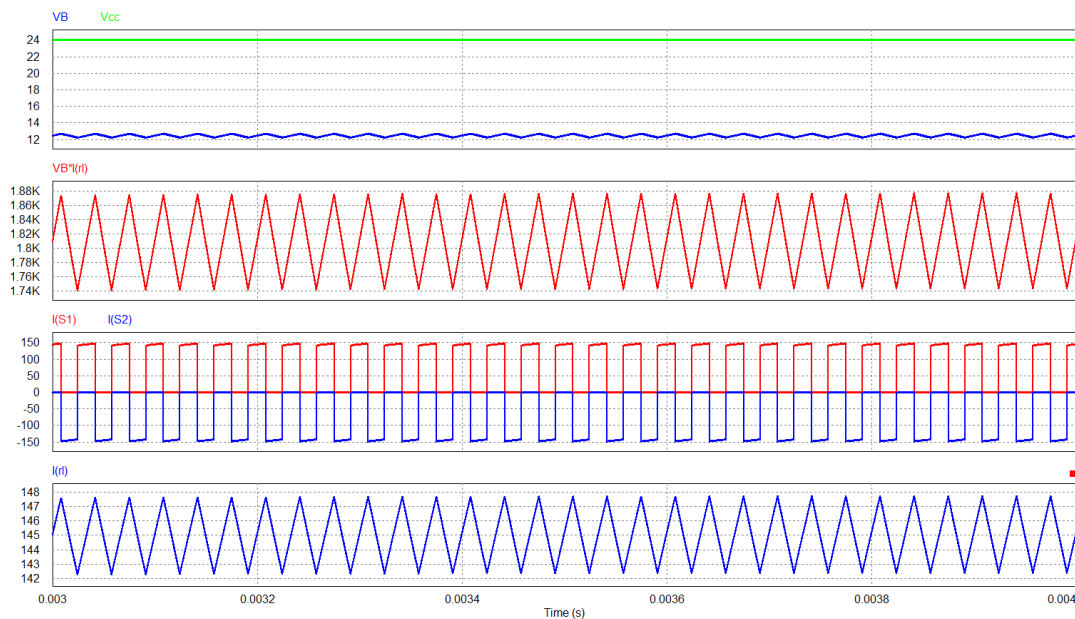
Por questões didáticas também será simulado o conversor em modo de operação *Boost*, vide Figura 2.16 e Figura 2.17.

2.5 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO COM MÓDULOS TÉRMICOS

Um dos objetivos desse trabalho é o domínio da ferramenta Módulos Térmicos (Figura 2.18), que é um módulo adicional ao programa PSIM. Ele fornece uma maneira rápida de estimar o perdas de dispositivos semicondutores (diodos, IGBT, *MOSFET* (incluindo SiC) e GaN), bem como o núcleo e perdas de enrolamento de indutores.

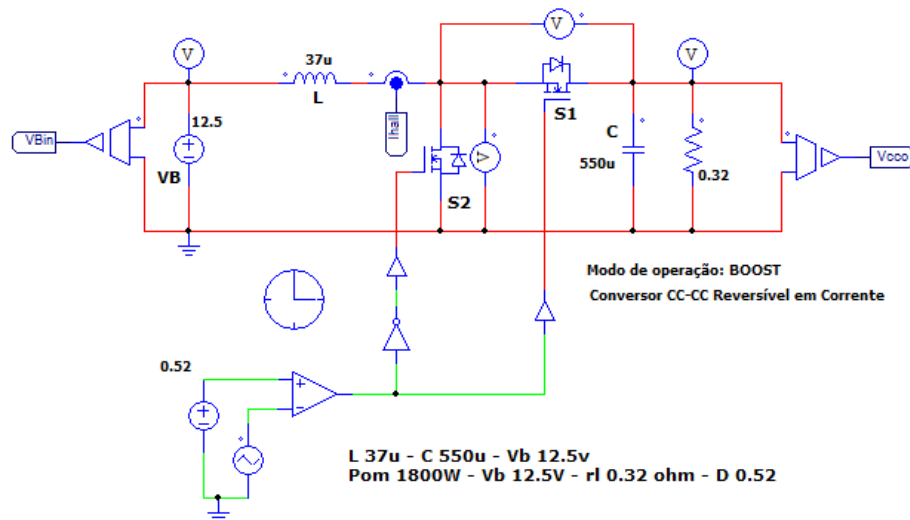
Para utilizar o Módulo Térmico é necessário cadastrar os componentes utilizados em um banco de dados do programa (Figura 2.19). Um editor de banco de dados é fornecido para

Figura 2.15 – Formas de ondas do conversor CC-CC Reversível em Corrente operando em modo *Buck*



Fonte: O autor.

Figura 2.16 – Circuito de simulação do conversor CC-CC *Buck* reversível em corrente, modo de operação *Boost*, no software PSIM com *MOSFETs* ideais

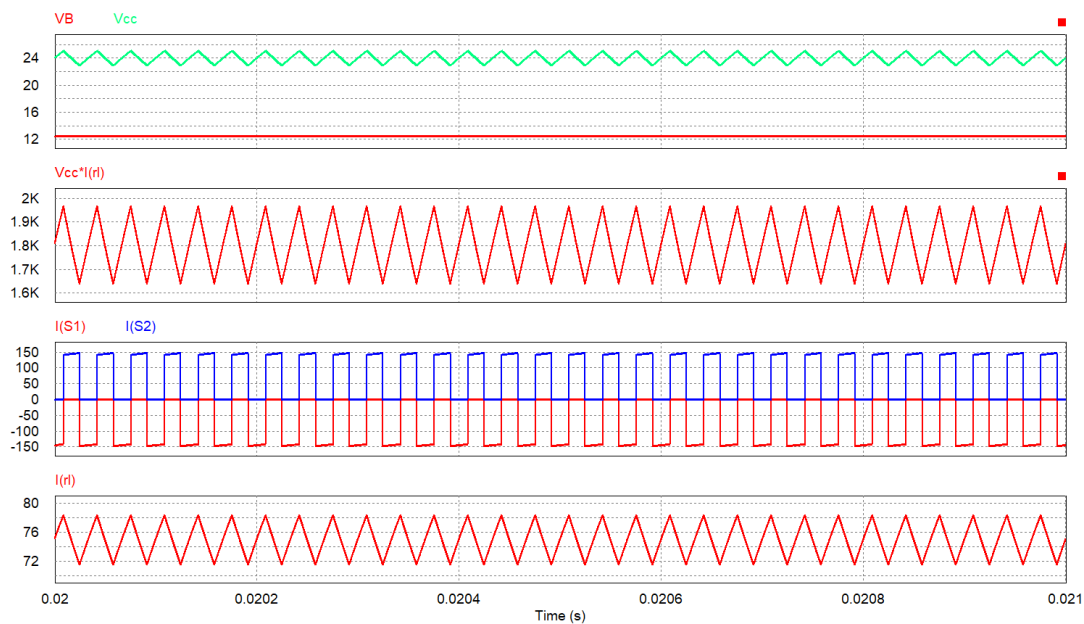


Fonte: O autor.

permitir que os usuários adicionem novos dispositivos e gerencie-os facilmente. Os dispositivos no banco de dados podem ser usados na simulação para cálculos das perdas.

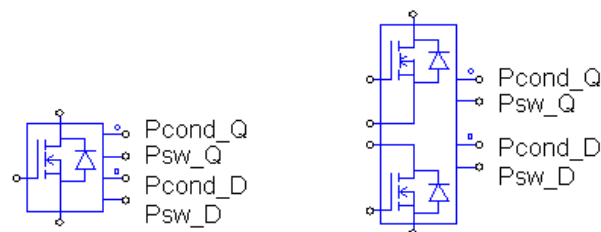
Com base nos valores de tensão, corrente e temperatura da simulação, para interruptores, o PSIM acessa o banco de dados do dispositivo e calcula as perdas de condução e perdas de comutação. Para indutores, o PSIM acessa o banco de dados do dispositivo e calcula as perdas

Figura 2.17 – Formas de ondas do conversor CC-CC Reversível em Corrente operando em modo *Boost*



Fonte: O autor.

Figura 2.18 – Módulos Térmicos de *MOSFETs* no programa PSIM

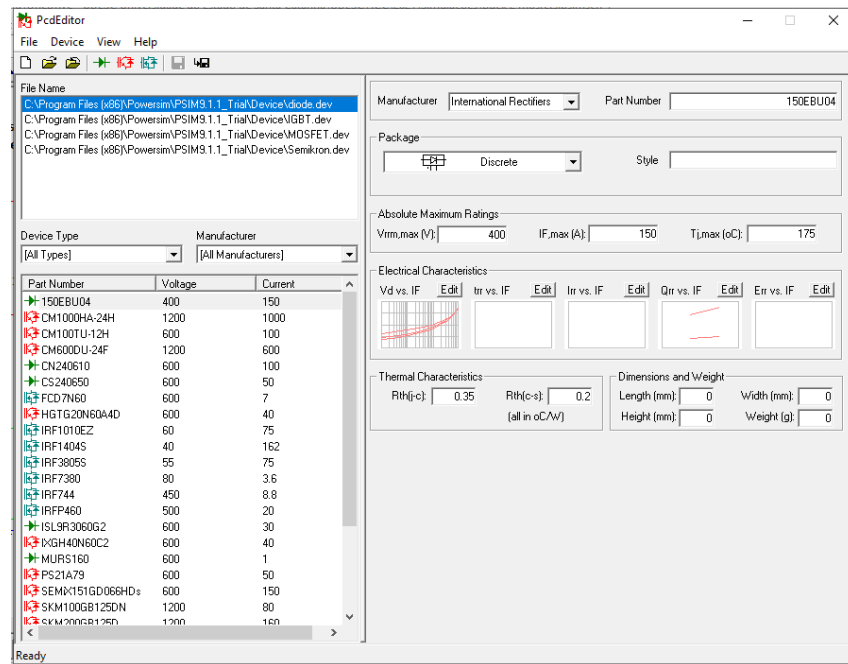


Fonte: PSIM User's Guide, 2020a.

do núcleo e do enrolamento. No cálculo de perda de comutação, valores de tensão e corrente de um dispositivo antes e depois da comutação instantâneos são usados.

O circuito montado no programa PSIM, para estimativa de perdas dos *MOSFETs* com módulos térmicos, pode ser visto na Figura 2.20 e na Figura 2.21 apresenta-se o circuito de tratamento de dados provenientes dos módulos térmicos utilizados. A topologia do circuito foi baseada no modo de operação *Buck* do conversor CC-CC Reversível em Corrente. Primeiramente foi feito o cadastro do *MOSFET* FDH055N15A no banco de dados do PSIM e os parâmetros definidos são para uma potência de saída (na bateria) igual a 1800 W, carga $r_l = 0,086 \text{ ohms}$ (resistência interna da bateria) e $D = 0,52$. Na Subseção 2.3.2 foram calculadas as perdas totais nos *MOSFETs*, que teve um valor de $P_{C_{tot}} = 119,80 \text{ W}$, e na Figura 2.22 identifica-se que as

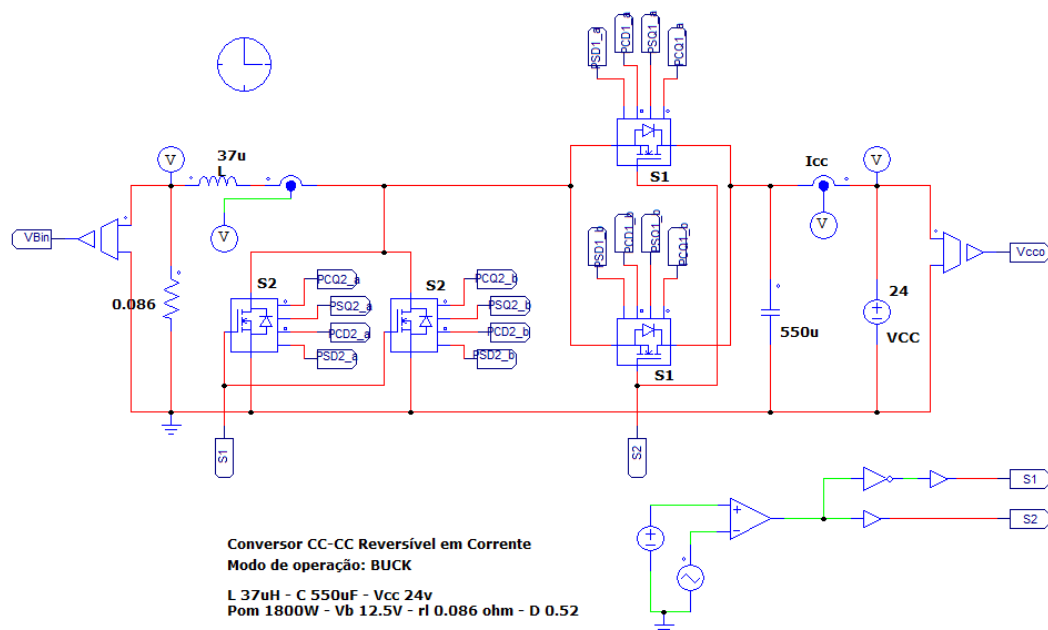
Figura 2.19 – Banco de dados de dispositivos no programa PSIM



Fonte: PSIM User's Guide, 2020a.

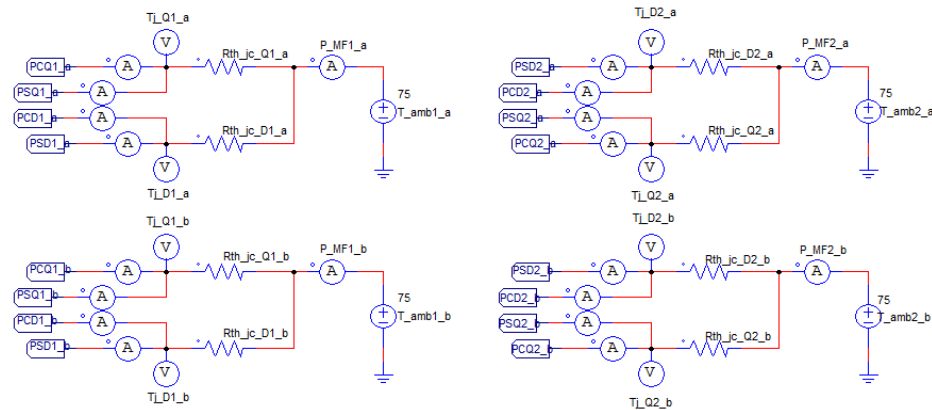
perdas em todos os *MOSFETs* somadas, após o circuito atingir a estabilidade, tende a exatos 120W, muito próximo a $P_{C_{tot}}$ calculada previamente.

Figura 2.20 – Circuito de simulação do conversor CC-CC *Buck* reversível em corrente, modo de operação *Buck*, no *software* PSIM com módulos térmicos



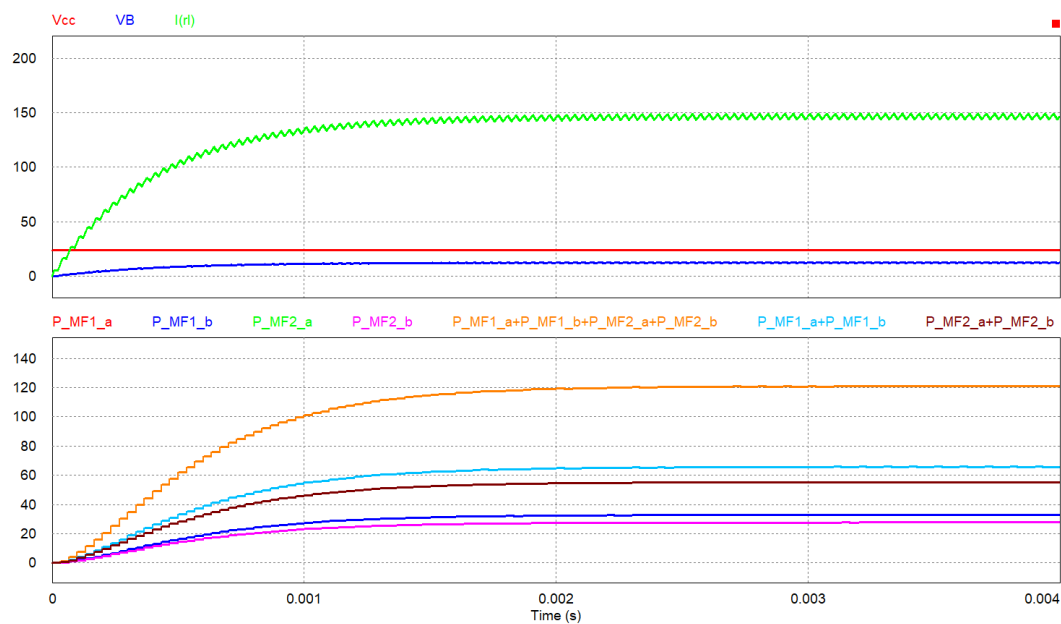
Fonte: O autor.

Figura 2.21 – Tratamento de dados de perdas dos módulos térmicos no programa PSIM



Fonte: O autor.

Figura 2.22 – Formas de ondas de perdas nos *MOSFETs* do conversor CC-CC Reversível em Corrente operando em modo *Buck* e utilizando módulos térmicos

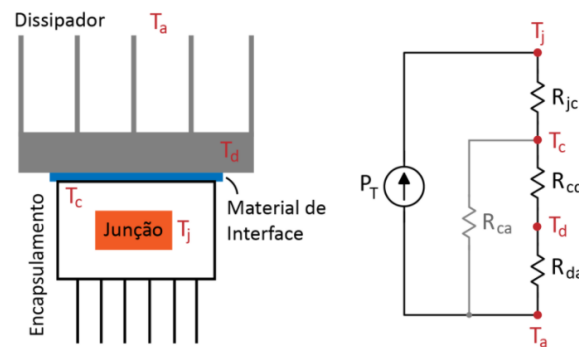


Fonte: O autor.

Observa-se que o cálculo da perda é apenas uma aproximação e a precisão dos resultados depende dos dados do dispositivo, bem como a escala adequada dos resultados da condição de teste do dispositivo para o circuito em situação real de funcionamento. O processo de transferência do calor na junção de um dispositivo semicondutor envolve um circuito térmico com diversas etapas, conforme mostra a Figura 2.23.

São três elementos na figura: a resistência térmica entre junção e cápsula do dispositivo chaveador, a resistência térmica do invólucro entre o componente e o dissipador, que pode ser

Figura 2.23 – Ilustração das temperaturas dos componentes e das resistências térmicas presentes

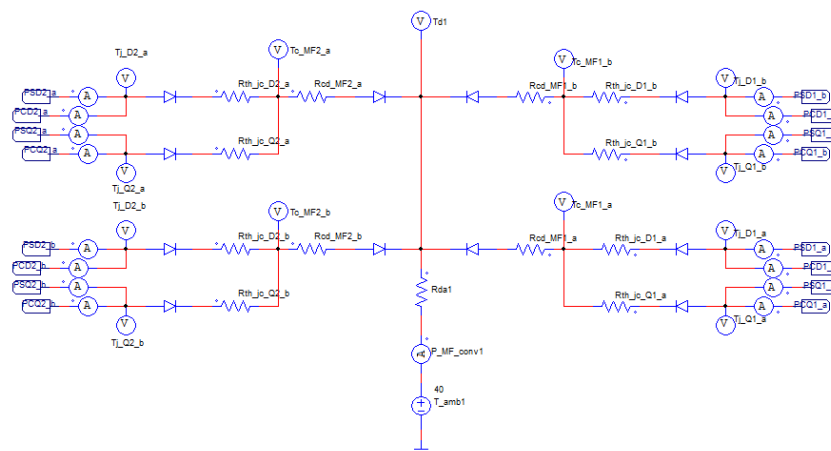


Fonte: Caio Moraes, Mr. (2021).

ar ou não, e a resistência térmica entre o dissipador e o meio ambiente, que serve para cálculo do dissipador.

Deve haver um equilíbrio térmico entre todos os componentes que permita com que o calor gerado seja transferido para o meio ambiente sem, entretanto, que a temperatura da junção do dispositivo semicondutor ultrapasse os limites estabelecidos pelo projetista ou fabricante. Na Figura 2.24 o circuito foi montado no programa PSIM com os valores calculados de R_{jc} , R_{cd} e R_{da} , mas o programa não respondeu como esperado. Após diversas tentativas o programa apresentou-se a funcionar analisando apenas o *MOSFET* em si. Valores de perdas vieram a ser extremamente elevadas, acima de 2000W. Portanto, nesse trabalho, a variável T_{amb} , presente nas simulações com módulos térmicos, tornar-se-a T_{junc} .

Figura 2.24 – Circuito proposto com módulos térmicos e resistências térmicas das chaves conectadas a uma resistência dissipador-ambiente apenas



Fonte: O autor.

3 SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR BUCK-BOOST REVERSÍVEL EM CORRENTE

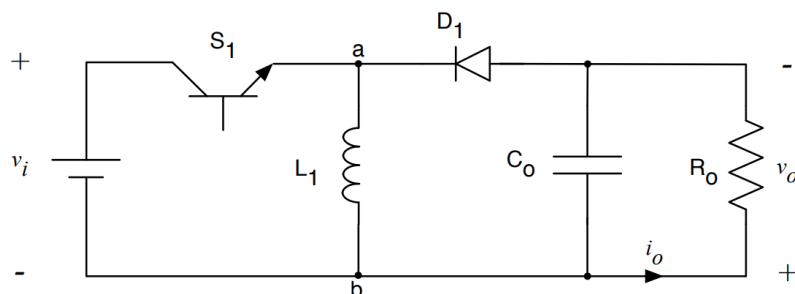
O conversor estático *Buck-Boost* é um dos mais importantes circuitos eletrônicos utilizados para controlar o fluxo de energia entre duas fontes de tensão, pois combina as características do conversor *Buck* e do *Boost*: o primeiro é conhecido como abaixador de tensão, por apresentar menor tensão na saída comparada a entrada e também tem como função controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão na entrada e uma carga com características de fonte de corrente na saída; e o segundo é conhecido como elevador de tensão por fornecer tensões maiores na saída, se comparado a entrada, e ainda permitir o controle do fluxo de energia entre uma fonte de corrente na entrada e uma carga com características de fonte de tensão na saída.

Em especial, o conversor *Buck-Boost* contempla as funcionalidades dos demais conversores acima mencionados no que tange à elevação e redução da tensão de saída em relação à tensão de entrada e ainda permite o controle do fluxo de energia entre uma fonte de tensão na entrada e uma carga com características de fonte de tensão na saída.

Em Martins (2011) é salientado que a transferência de energia entre duas fontes de tensão é impossível de ser feita diretamente e, portanto, faz-se necessário introduzir um elemento acumulativo de energia em uma determinada posição do circuito que opere como agente acoplador. Indutores e capacitores são os agentes acumulativos de energia nos circuitos propostos.

A Figura 3.1 mostra a topologia básica do conversor *Buck-Boost* que é constituído de uma fonte de entrada E , uma chave S_1 , um indutor L_1 , um diodo D_1 , e um capacitor C_o em paralelo com uma resistência R_o de carga na saída.

Figura 3.1 – Topologia do conversor *Buck-Boost*



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016)

Os conversores CC-CC possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em

regime permanente, se a corrente não atinge o valor nulo, então o conversor está operando no modo de condução contínua CCM (*Continuous Conduction Mode*). Se a corrente atinge o valor nulo a cada etapa de comutação, então se está operando no modo de condução descontínua (DCM - *Discontinuous Conduction Mode*).

A seguir será estudado o funcionamento do conversor *Buck-Boost* no modo de condução contínua, modo de operação escolhido para esse projeto.

3.1 ANÁLISE DAS ETAPAS DO CONVERSOR *BUCK-BOOST* EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

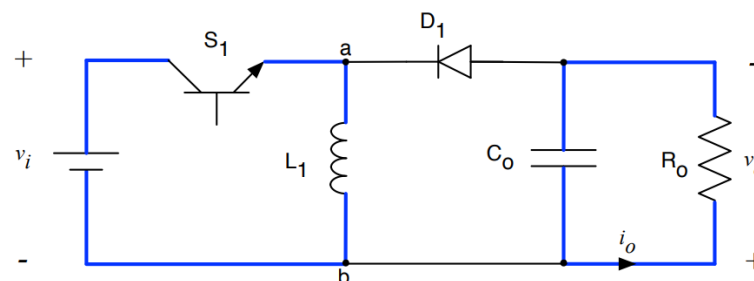
O conversor *Buck-Boost* operando no modo de condução contínua apresenta duas etapas de operação, mostradas nas duas figuras abaixo. Estas etapas de operação são:

1º Etapa (0, DTs) – Chave S1 conduzindo (on). A tensão entre os pontos “a” e “b” será igual a tensão de entrada. A corrente no indutor L1 irá crescer linearmente. A carga será alimentada pelo capacitor Co;

2º Etapa (DTs, Ts) – Chave S1 aberta (off). No instante de abertura de S1 o diodo D1 entra em condução. A tensão entre os pontos “a” e “b” será igual a tensão da saída. A corrente circula por L1, pelo diodo D1 e pela carga. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L1.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se a primeira, indefinidamente. As etapas resultantes da operação do conversor *Buck-Boost* no modo de condução contínua são mostradas na Figura 3.2 e na Figura 3.3.

Figura 3.2 – Primeira etapa de operação do conversor *Buck-Boost*

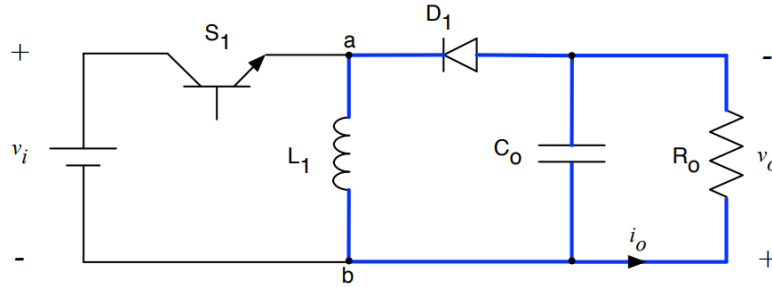


Fonte: O Autor

A análise do conversor *Buck-Boost* é baseada nas seguintes suposições:

1. O MOSFET e o diodo são componentes ideais.
2. Todos os elementos parasitas do diodo, chave e indutor são nulos.

Figura 3.3 – Segunda etapa de operação do conversor *Buck-Boost*



Fonte: O Autor

3. Componentes passivos do circuito são lineares, invariantes no tempo e independentes da frequência.

4. A impedância da fonte de entrada V_{in} é zero.

Primeira etapa: $0 < t \leq DT$: Durante o primeiro intervalo de tempo, que vai até DT , sendo D a razão cíclica e T o período de chaveamento da chave, temos que a chave está fechada (ligada) e que a corrente no diodo é nula. A tensão nos terminais dos diodos será a soma da tensão de entrada com a tensão de saída: $-(V_{in} + V_o)$. A tensão nos terminais da chave (V_s) e a corrente no diodo (I_d) são nulas, logo, a tensão no indutor é dada por:

$$V_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

A corrente sobre a chave, e consequentemente sobre o indutor, é:

$$i_s = i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t V_I dt + i_L(0) = \frac{V_I}{L} t + i_L(0) \quad (3.2)$$

Sendo $i_L(0)$ a corrente inicial no indutor no tempo $t = 0$, o pico da corrente no indutor aparece em $t=DT$:

$$i_L(DT) = \frac{V_I DT}{L} + i_L(0) = \frac{V_I D}{f_s L} + i_L(0) \quad (3.3)$$

O valor do pico-a-pico da corrente (ondulação de corrente) no indutor é:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(0) = \frac{V_I D}{f_s L} \quad (3.4)$$

O ganho estático do conversor *Buck/Boost* é dado pela equação:

$$M_{VDC} = \frac{V_O}{V_I} = \frac{I_I}{I_O} = \frac{D}{1-D} \quad (3.5)$$

Com a função transferência podemos encontrar a tensão no diodo:

$$V_D = -(V_I + V_O) = -V_O \left(\frac{1}{M_{VDC}} + 1 \right) = \frac{-V_O}{D} \quad (3.6)$$

O valor máximo da corrente no indutor é igual a corrente média na chave, que é igual a soma da corrente contínua de entrada com a corrente contínua de saída mais a variação de corrente no componente:

$$I_{S(avg)} = I_{L(peak)} = I_I + I_O + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_O}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.7)$$

$$(3.8)$$

Segunda etapa: $DT < t \leq T$: Durante o segundo intervalo de tempo temos que a chave está desligada, e o diodo está conduzindo. A corrente na chave I_S é nula e a tensão nos terminais do diodo também é nula. A tensão no indutor será:

$$V_L = -V_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.9)$$

Logo, podemos obter a corrente através do indutor e do diodo:

$$i_D = i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^t V_L dt + i_L(DT) = \frac{1}{L} \int_{DT}^t (-V_O dt) + i_L(DT) \quad (3.10)$$

$$= -\frac{V_O}{L} (t - DT) + i_L(DT) = -\frac{V_O}{L} (t - DT) + \frac{V_I D}{f_s L} + i_L(0) \quad (3.11)$$

Quando a corrente $i_L(DT)$ chega no final da sua etapa, é equivalente a corrente inicial no indutor quando $t = DT$. O valor pico-a-pico da corrente no indutor é:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{V_O T (1-D)}{L} = \frac{V_O (1-D)}{f_s L} \quad (3.12)$$

Anteriormente foi apresentado a função transferência do conversor, e com ela temos a tensão média nos terminais da chave:

$$V_{S(avg)} = V_I + V_O = \frac{V_O}{D} \quad (3.13)$$

Resultando, então, na máxima tensão (tensão de pico) na chave e também no diodo:

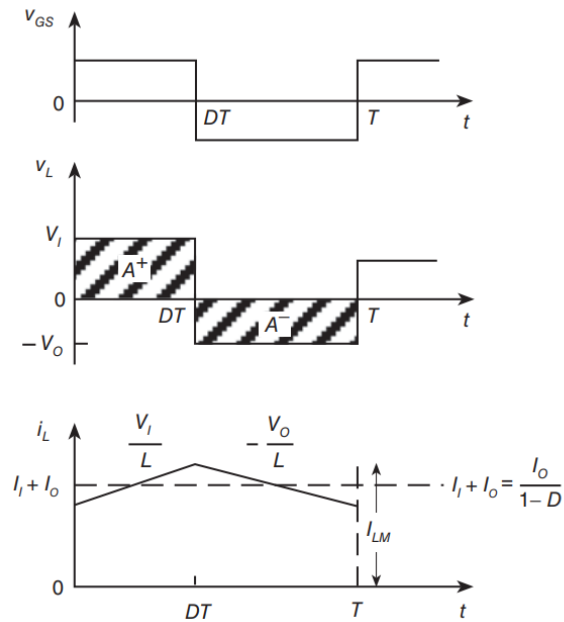
$$V_{SMmax} = V_{DMmax} = V_{I(peak)} + V_O = \frac{V_O}{D_{min}} \quad (3.14)$$

O valor de pico da corrente no diodo e na chave são:

$$I_{D(peak)} = I_{L(peak)} = I_I + I_O + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_O}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.15)$$

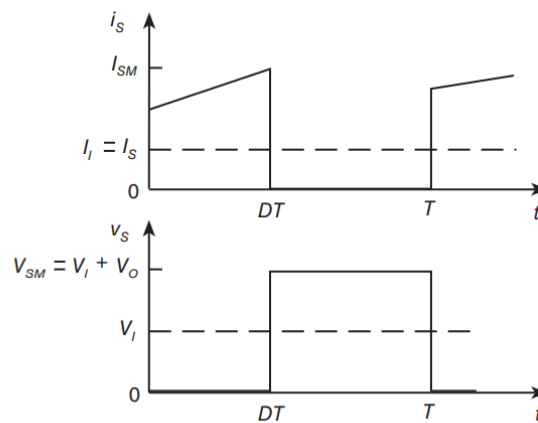
3.1.1 Função de transferência em CCM

Figura 3.4 – Formas de onda idealizadas de corrente e tensão no indutor



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016)

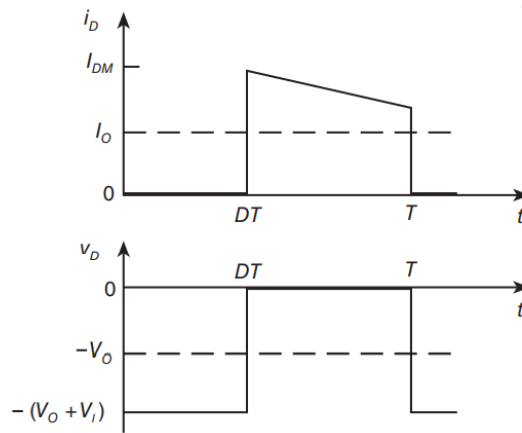
Figura 3.5 – Formas de onda idealizadas de corrente e tensão na chave



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016)

A função transferência do conversor pode ser obtida através das áreas $A^+ = A^-$, presentes na Figura 3.4. Percebe-se que na primeira etapa há uma quantidade de energia acumulada no

Figura 3.6 – Formas de onda idealizadas de corrente e tensão no diodo



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016)

indutor (V_I/L), que deve ser igual a quantidade de energia descarregada do mesmo na etapa dois ($-V_O/L$).

$$DTV_I = (1 - D)TV_O \quad (3.16)$$

Que pode ser rearranjada da seguinte forma:

$$V_O = \frac{DV_I}{1 - D} \quad (3.17)$$

Resultando então na tensão ideal:

$$M_{VDC} = \frac{V_O}{V_I} = \frac{I_I}{I_O} = \frac{D}{1 - D} \quad (3.18)$$

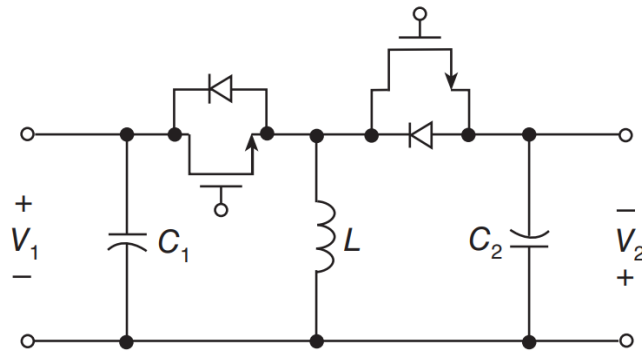
O ganho pode variar teoricamente de zero ao infinito e a razão cíclica D varia de 0 até apenas 1. Na prática V_O deve ser constante, usando o controle para que atue regulando a razão cíclica D . Se a tensão V_{in} cresce, a razão cíclica deve decrescer para compensar e assim manter constante a tensão na saída. O mesmo processo acontece caso V_{in} decresça: a razão cíclica aumenta para compensar.

3.2 REVERSIBILIDADE DE CORRENTE NO CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Um conversor *Buck-Boost* Bi-direcional é mostrado na Figura 3.7. É derivado do conversor convencional unidirecional *buck-boost* substituindo o diodo por um *MOSFET*. Se uma fonte de tensão CC estiver conectada em paralelo com o capacitor $C1$ e uma carga é conectada em

paralelo com o capacitor C2, a energia flui de da esquerda para direita. Por outro lado, se uma fonte de tensão CC estiver conectada em paralelo com o capacitor C2 e uma carga for conectado em paralelo com o capacitor C1, a energia flui da direita para a esquerda. Portanto, o conversor pode operar nos 2 quadrantes de operação. Devem ser sensorizados os níveis de tensão e corrente no indutor para controlar o chaveamento dos interruptores corretamente. Assim como explicado no Capítulo 2, a reversão de corrente é feita apenas quando a energia armazenada no indutor for nula. As chaves atuarão de forma complementar, ou seja, quando S1 está aberto S2 deve estar fechado, e vice-versa.

Figura 3.7 – Conversor *Buck-Boost* Bi-direcional (2 quadrantes)



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2016)

3.3 ESFORÇOS NOS COMPONENTES FÍSICOS DO CONVERSOR

A potência de entrada no conversor, para equacionamento de projeto, é definida como $P_I = I_I * V_I$ e a potência de saída será $P_O = I_O * V_O$. Negligenciando as perdas no conversor, temos que $P_O = P_I$, conseqüentemente $V_O * I_O = V_I * I_I$. Logo a tensão máxima atingida no indutor será:

$$V_{I_{max}} = V_O \frac{1 - D_{min}}{D_{min}} \quad (3.19)$$

A tensão máxima de pico na chave e no diodo em CCM é:

$$V_{SM_{max}} = V_{DM_{max}} = V_{I_{max}} + V_O = \frac{V_O}{D_{min}} \quad (3.20)$$

A máxima variação de corrente no indutor (ondulação) é dada por:

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{V_O(1 - D_{min})}{f_s L} \quad (3.21)$$

O máximo valor de corrente contínua ocorre quando se tem a corrente máxima na saída e a tensão mínima de entrada, ou seja, está havendo o máximo ganho ou a máxima razão cíclica.

$$I_{I\max} = M_{VDC\max} I_{O\max} = \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} I_{O\max} \quad (3.22)$$

A corrente média no indutor L é igual a soma das correntes médias na chave e no diodo. Logo:

$$I_L = I_S + I_D = I_I + I_O = \frac{I_O}{1 - D} \quad (3.23)$$

Dessa forma, o máximo pico de corrente na chave e no diodo para o modo CCM é:

$$I_{SM\max} = I_{DM\max} = I_{I\max} + I_{O\max} + \frac{\Delta i_{L\min}}{2} = \frac{I_{O\max}}{1 - D_{\max}} + \frac{V_O(1 - D_{\max})}{2f_s L} \quad (3.24)$$

3.4 PROJETO E ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

Abaixo estão relacionados os parâmetros definidos para o projeto do conversor.

Tabela 3.1 – Parâmetros para projeto do conversor *Buck-Boost* Reversível em Corrente.

Descrição	Parâmetro	Mínimo	Nominal	Máximo
Potência de saída	P_o	120 W	1800 W	1800 W
Tensão na entrada	V_{in}	10,5 V	12,5 V	15V
Tensão na saída	V_o	0 V	24 V	24 V
Corrente na saída	I_o	5 A	75A	75A
Variação na tensão de saída	ΔV_o		10 %	
Variação na de corrente no indutor	ΔI_L		8 %	
Eficiência prevista	η_d		85 %	
Frequência de comutação	f_s		30 kHz	

Fonte: O autor.

Assim como no Capítulo 2, a tensão de entrada máxima, mínima e nominal são parâmetros provenientes de 2 baterias de chumbo-ácido ligadas em série. Ademais, foi estipulada uma variação máxima da corrente de saída de 8%, frequência de chaveamento de 30 kHz e uma estimativa de rendimento de 85%.

3.5 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

Como especificado na Tabela 3.1, a potência máxima e mínima do conversor serão:

$$P_{o_{max}} = V_o I_{o_{max}} = 1800 \text{ W} \quad (3.25)$$

$$P_{o_{min}} = V_o I_{o_{min}} = 120 \text{ W} \quad (3.26)$$

Consequentemente, a resistência de carga mínima e máxima serão:

$$R_{L_{min}} = \frac{V_o}{I_{o_{max}}} = 0,32 \Omega \quad (3.27)$$

$$R_{L_{max}} = \frac{V_o}{I_{o_{min}}} = 4,8 \Omega \quad (3.28)$$

Com a relação de tensão da saída sobre a entrada temos o ganho do conversor, máximo e mínimo, do conversor atuando com o valor $V_o = 48V$

$$M_{VDC_{min}} = \frac{V_o}{V_{in_{max}}} = 1,6 \quad (3.29)$$

$$M_{VDC_{nom}} = \frac{V_o}{V_{in_{nom}}} = 1,92 \quad (3.30)$$

$$M_{VDC_{max}} = \frac{V_o}{V_{in_{min}}} = 2,4 \quad (3.31)$$

A partir do ganho são calculados os valores de razão cíclica.

$$D_{min} = \frac{M_{VDC_{min}}}{M_{VDC_{min}} + \eta} = 0,653 \quad (3.32)$$

$$D_{nom} = \frac{M_{VDC_{nom}}}{M_{VDC_{nom}} + \eta} = 0,693 \quad (3.33)$$

$$D_{max} = \frac{M_{VDC_{max}}}{M_{VDC_{max}} + \eta} = 0,738 \quad (3.34)$$

3.5.1 Mínimo valor do indutor para condução contínua

O valor do indutor foi calculado utilizando o parâmetro R_{Lmax} , que é a razão entre tensão de saída V_O e I_{Omin} , especificado na Tabela 3.1.

$$L_{min} = \frac{R_{Lmax}(1 - D_{min})^2}{2f_s} = 9,629^{-6} H \quad (3.35)$$

Mas o valor nominal, escolhido como componente passivo acumulador de energia do circuito, deve ser maior que L_{min} . Portanto:

$$L_{nom} = 10\mu H \quad (3.36)$$

Com isso é possível obter a variação de corrente mínima para a razão cíclica máxima.

$$\Delta i_{Lmin} = \frac{V_O(1 - D_{max})}{f_s L_{nom}} = 20,923 A = 8,20\% . I_L \quad (3.37)$$

3.5.2 Esforços de tensão e corrente nos componentes semicondutores

Primeiramente, defini-se que o máximo da corrente de entrada que ocorre justamente quando o ganho está em seu máximo.

$$I_{in_{max}} = M_{VDC_{max}} I_{O_{max}} = 180,0 A \quad (3.38)$$

Assim é possível achar os esforços na chave 1:

$$I_{S1_{max}} = I_{in_{max}} + I_{O_{max}} + \frac{\Delta i_{Lmin}}{2} = 265,462 A \quad (3.39)$$

$$V_{S1_{max}} = V_O + V_{in_{max}} = 39 V \quad (3.40)$$

$$V_{S1_{min}} = V_O + V_{in_{min}} = 34 V \quad (3.41)$$

E os esforços no diodo:

$$I_{S2_{max}} = I_{in_{max}} + I_{O_{max}} + \frac{\Delta i_{Lmin}}{2} = 265,462 A \quad (3.42)$$

$$V_{S2_{max}} = V_O + V_{in_{max}} = 39 V \quad (3.43)$$

$$V_{S2min} = V_o + V_{in_{min}} = 34 V \quad (3.44)$$

3.5.3 Cálculo do capacitor de saída

O capacitor de saída necessário para haver uma baixa ondulação de tensão na carga pode ser calculado pela equação C_{min} . É o mínimo valor de capacitor que garante uma ondulação dentro do definido nos parâmetros do projeto.

$$C_{min} = \frac{D_{max} I_{o_{max}}}{f_s \Delta V_o} = 1538 \mu F \quad (3.45)$$

$$C_{out} = 1560 \mu F \quad (3.46)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{D_{max} I_{o_{max}}}{C_{out} f_s} = 1,183 V = 4,93\% . V_o \quad (3.47)$$

Para que seja calculada a corrente eficaz no capacitor é necessário saber o valor de corrente nominal no indutor. Além disso, para que seja calculado o valor máximo de corrente no capacitor é necessário saber o valor máximo de corrente no indutor.

$$I_L = I_{in_{max}} + I_{o_{max}} = 255 A \quad (3.48)$$

$$I_{Cef} = I_{o_{max}} \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 126,025 A \quad (3.49)$$

$$I_{Lmax} = I_{in_{max}} + I_{o_{max}} + \Delta i_{Lmin} = 275,923 A \quad (3.50)$$

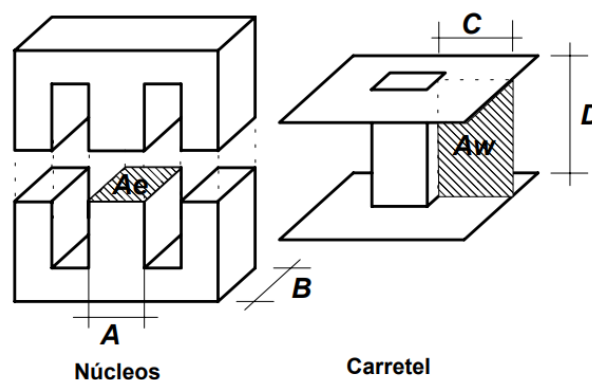
$$I_{Cmax} = I_{Lmax} + I_{o_{max}} = 350,923 A \quad (3.51)$$

3.5.4 Projeto do indutor com núcleo de ferrite

Para que um conversor CC-CC funcione corretamente, é necessário um projeto adequado do elemento magnético. A questão é que transformadores e indutores operando em alta frequência adicionam ao circuito de potência uma série de elementos parasitas (não-idealidades), tais como: indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, etc. Tais elementos parasitas se refletem em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor. Os resultados mais comumente observáveis são picos de tensão nos semicondutores e emissão de ruídos por interferência eletromagnética irradiada.

O objetivo do núcleo magnético é fornecer um caminho adequado para o fluxo magnético. Entre os tipos de materiais utilizados na construção de núcleos destacam-se o ferrite e as lâminas de ferro-silício. Em operações em baixas frequências as lâminas de ferro-silício são mais adequadas, porém, com o aumento da frequência de operação, as perdas por histerese e consequentemente a elevação de temperatura tornam-se aparentes. Os núcleos de ferrite são indicados para operação em frequências mais elevadas, porém, apresentam algumas desvantagens em relação às lâminas de ferro silício, tais como baixa densidade de fluxo de saturação (0,3 T) e baixa robustez a choques mecânicos.

Figura 3.8 – Núcleo de carretel do tipo E



Fonte: Adaptado de (MARTINS, 2011)

No catálogo da Thornton, o B_{max} pode ser até 0,48 T, mas o valor de trabalho é menor (o B_{max} considerado será 0,35 T).

O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, tipicamente utiliza-se $J_{max} = 450 \text{ A/cm}^2$.

O valor típico da constante kw para a construção de indutores é 0,7 (ou seja, a área ocupada pelos enrolamentos é de 70% da janela), porém este valor pode sofrer variações conforme

confecção dos enrolamentos e conforme a geometria dos condutores utilizados. Para execução do projeto foi considerado um fator de ocupação $k_w = 0,5$.

É necessário calcular a corrente eficaz sobre o indutor e essa será a soma quadrática da corrente eficaz de entrada e da saída, além da corrente eficaz devido a ondulação de corrente neste elemento.

$$I_{Lrms} = \sqrt{\Delta i_{Lmin}^2 + I_{in_{max}}^2 + I_{o_{max}}^2} = \sqrt{20,92^2 + 180^2 + 75^2} = 196,119 A \quad (3.52)$$

Os parâmetros para projeto do indutor são:

$$B_{max} = 0,35 T$$

$$J_{max} = 450 \frac{A}{cm^2}$$

$$k_w = 0,5$$

$$\mu_o = 4\pi 10^{-7} \frac{T.m}{A}$$

Então define-se o valor do produto $AeAw$ necessário para construção do indutor:

$$AeAw = \frac{L_{nom} I_{Smax} I_{Lrms}}{B_{max} J_{max} k_w} = 66,11 cm^4 \quad (3.53)$$

Os fabricantes de núcleos disponibilizam alguns tamanhos e formatos padrões de núcleos e, por este motivo, deve-se selecionar o núcleo com o $AeAw$ maior e mais próximo do calculado. O núcleo escolhido é o modelo NEE75/50/25 da fabricante Thornton. (Figura 3.9)

Porém, o projeto necessita de um valor $AeAw$ relativamente alto, sendo necessário utilizar mais de um núcleo em paralelo. Com 2 núcleos (o dobro da área Ae) é possível chegar num resultado de parâmetro $AeAw$ satisfatório e acima do calculado.

$$Ae = 2 \times 645,16 mm^2$$

$$Aw = 967,74 mm^2$$

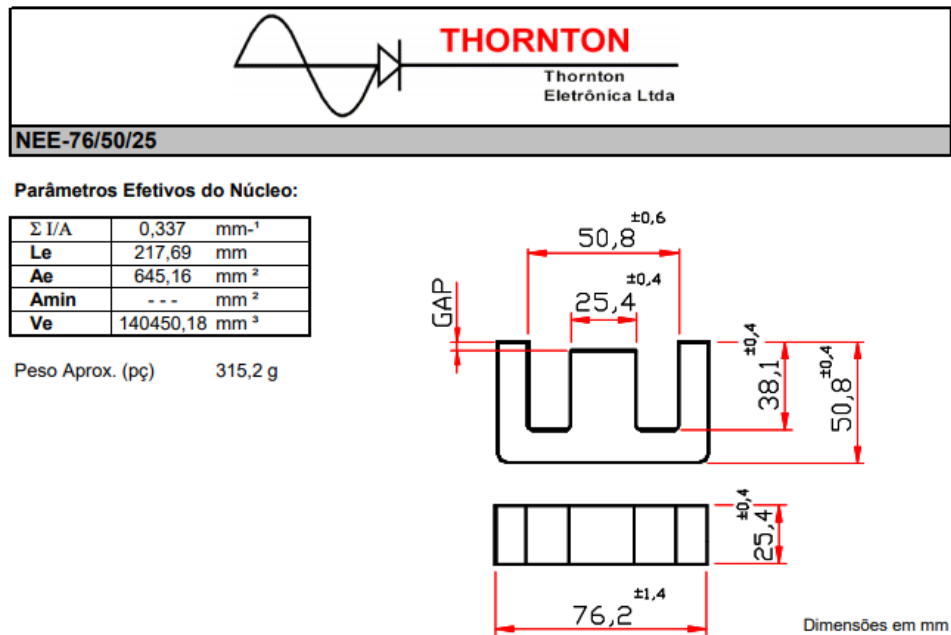
$$AeAw_{novo} = Ae.Aw = 124,869 cm^4 \quad (3.54)$$

O próximo passo é calcular o número de espiras necessárias e o tamanho do entreferro l_{gap} .

$$N_{esp} = \frac{L_{nom} \cdot I_{Smax}}{B_{max} Ae} = 5,878 \quad (3.55)$$

$$l_{gap} = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_{nom}} = 5,602 mm \quad (3.56)$$

Figura 3.9 – Núcleo Thornton necessário ao projeto



Fonte: Catálogo do Fabricante - Thornton.

Os entreferros são utilizados em indutores por duas razões: primeiramente que sem entreferro a indutância é proporcional apenas à permeabilidade do núcleo, que é um parâmetro extremamente dependente da temperatura e do ponto de operação. A adição do entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do núcleo fazendo com que o valor de L seja praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo. Segundo que a adição de entreferro permite que o indutor opere com valores maiores de corrente no enrolamento sem que ocorra saturação do núcleo,

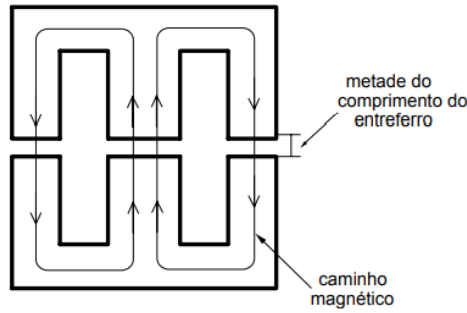
O valor calculado é referente ao comprimento total do entreferro, porém, no caso dos núcleos do tipo E-E onde o entreferro normalmente é colocado na pernas laterais, em cada perna lateral deve existir um entreferro com metade do valor calculado, uma vez o fluxo magnético percorrerá também o entreferro situado na perna central, igual ilustrado na Figura 3.10.

É necessário utilizar condutores em paralelo para obter a seção transversal desejada, e para facilitar a construção o fio selecionado será AWG 10.

$$A_{avg10} = 5.22 \text{ mm}^2 \quad (3.57)$$

$$\rho_{avg10} = 3,36 \frac{\Omega}{\text{km}} \quad (3.58)$$

Figura 3.10 – Distribuição do entreferro



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2001)

O cálculo da bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente no condutor.

$$S_{max} = \frac{I_{Lrms}}{J_{max}} = 0,436 \text{ cm}^2 \quad (3.59)$$

O número de condutores pode ser calculado por:

$$N_{fios} = \frac{S_{max}}{A_{awg10}} = 8,349 \quad (3.60)$$

A última etapa no projeto físico de um indutor é verificar a possibilidade de execução, ou seja, verificar se é possível colocar os enrolamentos na janela do núcleo (A_w). Para acondicionar o enrolamento é necessário uma janela mínima dada em:

$$A_{wneces} = \frac{N_{esp} N_{fios} A_{awg10}}{k_w} = 5.124 \text{ cm}^2 \quad (3.61)$$

A possibilidade de execução é definida como:

$$K_{ocup} = \frac{A_{wneces}}{A_w} = 0,529 \quad (3.62)$$

Como o fator de ocupação K_{ocup} ficou menor que 0.7 é possível construir o indutor.

3.5.5 Cálculos das perdas totais e eficiência prevista

As perdas nos componentes e a eficiência do conversor serão calculadas com a carga máxima ($I_{o_{max}}$) e com a tensão mínima ($V_{in_{min}}$), correspondendo a uma razão cíclica máxima (D_{max}). Com auxílio de (ROHM, 2021b), (ROHM, 2021a) e principalmente (KAZIMIERCZUK, 2016), é possível o cálculo de eficiência prevista do conversor.

Devido às não idealidades, têm-se perdas no indutor. As perdas totais são compostas de perdas no cobre (efeito Joule) e perdas magnéticas (ou perdas no núcleo). Tais perdas geram aquecimento e conseqüentemente uma determinada elevação de temperatura do indutor acima da temperatura do ambiente ao qual este está submetido.

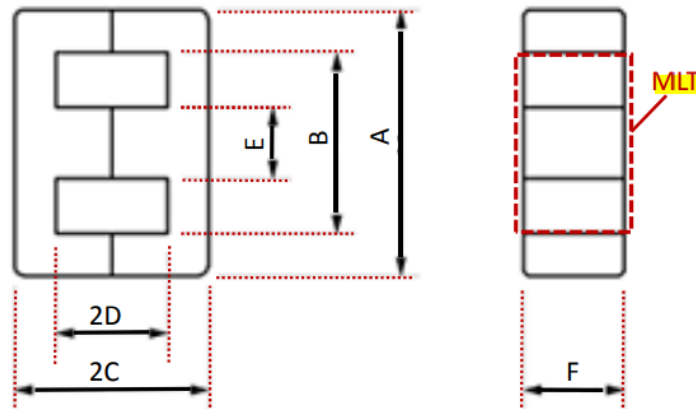
Na Figura 3.9 há as medidas do núcleo e com elas é possível fazer o cálculo do comprimento médio de uma espira MLT (*Mean Length Turn*).

$$MLT = 2 \cdot \frac{E + B}{2} + 2F = 190,62 \text{ mm} \quad (3.63)$$

As perdas no cobre dependem diretamente da resistência do enrolamento, que pode ser calculada com:

$$R_{\text{cobre}} = \frac{\rho_{\text{awg10}} MLT N_{\text{esp}}}{N_{\text{fios}}} = 0,44 \text{ m}\Omega \quad (3.64)$$

Figura 3.11 – Comprimento médio de uma espira - MLT



Fonte: (PROF. FABIO ROCHA, ME., 2021)

As perdas no cobre utilizam do valor da corrente eficaz no indutor.

$$P_{\text{cobre}} = R_{\text{cobre}} I_{\text{Lrms}}^2 = 15,67 \text{ W} \quad (3.65)$$

As perdas magnéticas são atribuídas basicamente à histerese. O material do núcleo escolhido também tem sua influência, e esse foi o IP12R da Thornton. Ele possui coeficiente de perdas por histerese $K_H = 5 \times 10^{-4}$ e um coeficiente de perdas por correntes parasitas $K_E = 5 \times 10^{-10}$. Porém, de acordo com o catálogo do fabricante, o material IP12R operando na frequência de 30kHz tem uma constante de perda volumétrica igual a $0,192 \frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$. A partir desse valor e do parâmetro $V_e = 140,45 \text{ cm}^3$ do núcleo é possível determinar as perdas no núcleo do indutor projetado com a equação abaixo.

$$P_{nleo} = Ve.N_{esp}.0,192 \frac{W}{cm^3} = 158,51 W \quad (3.66)$$

Portanto, a perda no componente passivo indutor é:

$$P_{indutor} = P_{nleo} + P_{cobre} = 174,18 W \quad (3.67)$$

Com o valor das perdas no indutor é possível calcular a elevação de temperatura nesse elemento. A resistência térmica do núcleo é $R_{tn} = 0,487 \frac{^\circ C}{W}$.

$$\Delta T = P_{indutor}.R_{tn} = 84,82 ^\circ C \quad (3.68)$$

Para o cálculo das perdas no *MOSFET* é necessário o valor da corrente eficaz nas duas chaves.

$$I_{S1rms} = \frac{I_{o_{max}}\sqrt{D_{max}}}{1 - D_{max}} = 246,43 A \quad (3.69)$$

$$I_{S2rms} = \frac{I_{o_{max}}}{\sqrt{1 - D_{max}}} = 146,65 A \quad (3.70)$$

Nas definições do projeto foi verificado que serão necessários 2 transistores *MOSFETs* em paralelo para suportar a corrente circulante. Sendo permitido a reversibilidade de corrente, igual na Figura 3.7, troca-se o diodo da topologia *Buck-Boost* por um *MOSFET*, e, consequentemente, há outros 2 transistores em paralelo que ocuparão o lugar do diodo da topologia antiga convencional. Têm-se 4 transistores *MOSFETs*, dois em paralelo ocupando o lugar do diodo na topologia convencional (chave S2). Verificando a folha de dados do transistor escolhido para projeto (FDH055N15A - On Semiconductor encontra-se o valor de $r_{DS} = 5.3m\Omega$ a $75^\circ C$ (elevação de temperatura calculada para o indutor), possibilitando o cálculo das perdas de condução nas chaves.

$$P_{rDS1a} = r_{DS} \cdot \left(\frac{IS1rms}{2}\right)^2 = 80,463 W \quad (3.71)$$

$$P_{rDS1b} = r_{DS} \cdot \left(\frac{IS1rms}{2}\right)^2 = 80,463 W \quad (3.72)$$

$$P_{rDS2a} = r_{DS} \cdot \left(\frac{IS2rms}{2}\right)^2 = 28,497 W \quad (3.73)$$

$$P_{rDS_{2b}} = r_{DS} \cdot \left(\frac{IS_{2rms}}{2} \right)^2 = 28,497 W \quad (3.74)$$

$$P_{rDS_{total}} = P_{rDS_{1a}} + P_{rDS_{1b}} + P_{rDS_{2a}} + P_{rDS_{2b}} = 217,92 W \quad (3.75)$$

O *MOSFET* escolhido (FDH055N15A - On Semiconductor) foi o mesmo que definido para o conversor do Capítulo 2: ele tem um tempo de subida (*rise time*) de $t_r = 144ns$ e um tempo de descida (*fall time*) de $t_f = 52ns$, que são obtidos em situações favoráveis. Levando isso em consideração, o tempo de subida e descida considerado será maior: $t_r = t_f = 350ns$. A tensão reversa, $V_{d_{mos}}$ do diodo intrínseco presente nos *MOSFETs* é 0.8V. A diferença entre as perdas de condução da chave S1 e da chave S2 deve-se ao fenômeno de comutação suave, que como explicado no Capítulo 2, é a etapa onde o tempo morto dos *MOSFETs* está presente.

$$P_{S1a} = \frac{1}{2} (V_{in_{max}} + V_o) \left(\frac{IS_{1_{max}}}{2} \right) (t_r + t_f) f_s = 54,353 W \quad (3.76)$$

$$P_{S1b} = \frac{1}{2} (V_{in_{max}} + V_o) \left(\frac{IS_{1_{max}}}{2} \right) (t_r + t_f) f_s = 54,353 W \quad (3.77)$$

$$P_{S2a} = \frac{1}{2} (V_{d_{mos}}) \left(\frac{IS_{2_{max}}}{2} \right) (t_r + t_f) f_s = 1,115 W \quad (3.78)$$

$$P_{S2b} = \frac{1}{2} (V_{d_{mos}}) \left(\frac{IS_{2_{max}}}{2} \right) (t_r + t_f) f_s = 1,115 W \quad (3.79)$$

$$P_{S_{total}} = P_{S1a} + P_{S1b} + P_{S2a} + P_{S2b} = 110,936 W \quad (3.80)$$

No *Buck-Boost* Reversível em Corrente e também no conversor CC-CC Reversível em Corrente tipo *Buck*, por utilizarem de funcionamento com *MOSFETs* operando complementarmente, quando o primeiro *MOSFET* está conduzindo há uma tensão reversa sendo aplicada no diodo intrínseco do segundo *MOSFET* da topologia, que por sua vez está aberto, bloqueando circulação de corrente. Durante o tempo morto da segunda e da quarta etapa o diodo intrínseco do *MOSFET* conduzirá em roda livre e terá perdas (PD_{dt}), onde $0,82 \mu s$ representa 2,5% do período total de comutação. Quando a chave 1 está conduzindo, a segunda chave tem uma perda PD_{rev} ocasionada pela tensão reversa sendo aplicada em seu diodo intrínseco

$$PD_{dt} = 2 \cdot V_{d_{mos}} \cdot I_{S_{max}} \cdot \frac{0.025}{=} 10,618 W \quad (3.81)$$

$$PD_{rev} = 2 \cdot Q_{rr} \cdot Vin_{max} \cdot f_s = 0,731 W \quad (3.82)$$

Somando as perdas de condução, as perdas de comutação e as perdas nos diodos intrínsecos é possível obter as perdas totais dos *MOSFETs* presentes no conversor.

$$P_{mosfet} = P_{rDS_{total}} + P_{S_{total}} + PD_{dt} + PD_{rev} = 339,788 W \quad (3.83)$$

Usando os parâmetros do capacitor já calculado, é possível calcular as perdas de resistência equivalente do mesmo. A corrente eficaz do capacitor foi calculada na Seção 3.5.3.

$$r_C = \frac{\Delta V_{Co}}{I_{Dmax}} = 4,3 m\Omega \quad (3.84)$$

Perda no capacitor de saída:

$$P_{rC} = r_C I_{Cef}^2 = 66,66 W \quad (3.85)$$

Há também perdas no *gate* do *drive*, que podem ou não serem elevadas. Por questão didática será calculado, mas é previsto que, por questão da alta potência de saída do conversor, essa perda seja insignificante. Os dados utilizados para o cálculo foram retirados do *datasheet* da chave escolhida: $V_{GSpp} = 10V$ e $Q_G = 92nC$

$$P_G = Q_g f_s V_{GSpp} = 0,028 W \quad (3.86)$$

Somando todas as perdas calculadas até agora é possível prever as perdas totais do conversor, assim como sua eficiência.

Perdas totais:

$$P_T = P_{mosfet} + P_{indutor} + P_{rC} + P_G = 571,745 W \quad (3.87)$$

Eficiência:

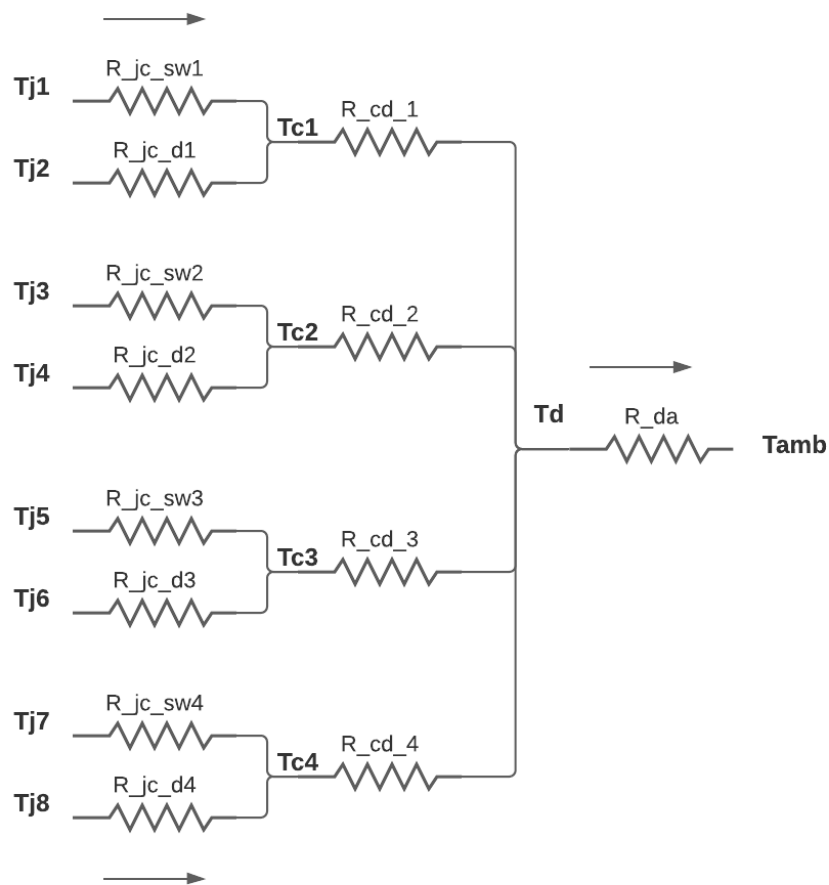
$$\eta_{calculado} = \frac{Po_{max}}{Po_{max} + P_T} = 0.759 = 76\% \quad (3.88)$$

Nos parâmetros do projeto foi definido uma eficiência (estimativa) de 85%, ou seja, o resultado foi 9% abaixo do esperado. Comparado ao conversor do Capítulo 2 as perdas nas chaves quase chegaram a ser três vezes maiores e as perdas no indutor foram duas vezes maiores.

3.5.6 Projeto do dissipador de potência

Com o cálculo das perdas nos semicondutores ($P_{mosfets} = 339,78 W$) é necessário calcular um dissipador de potência adequado que mantenha as temperaturas nos componentes dentro de níveis adequados. Optou-se em instalar todos os *MOSFETs* em apenas um dissipador de potência e o equacionamento teve como referência Caio Moraes, Mr. (2021). A resistência entre junção e cápsula da chave FDH055N15A foi definida na subseção anterior no cálculo das perdas nos semicondutores. O arrajo das chaves, que são 4, em termos de resistência junção-cápsula, cápsula-dissipador e dissipador-ambiente, pode ser visto na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Circuito térmico para cálculo do dissipador



Fonte: O autor.

Quando monta-se um componente semiconductor sobre dissipador incide que há uma resistência térmica entre o encapsulamento e o corpo do dissipador. Este fato pode ser minimizado pelo uso de pastas de silicone ou outro tipo de material que seja bom condutor térmico e isolante elétrico. No projeto desse dissipador foi definido o uso de pasta térmica e isolante cerâmico, $R_{cd} = 0,5 \frac{^{\circ}C}{W}$. A resistência junção-cápsula do *MOSFET* escolhido é $R_{jc} = 0,35 \frac{^{\circ}C}{W}$ e sua tem-

peratura de junção máxima é 175°C. Porém, por questões de segurança, a temperatura máxima de junção será 140°C e a temperatura ambiente T_a será 40°C. Com esses parâmetros é possível calcular a elevação de temperatura do dissipador T_d em cada componentes e em seguida a resistência do dissipador R_{da} necessária para acomodar todos os componentes.

$$T_{d,i} = T_{j,i} - (R_{jc,i} + R_{cd,i}) \cdot \frac{P_T}{n_{mosfets}} \quad (3.89)$$

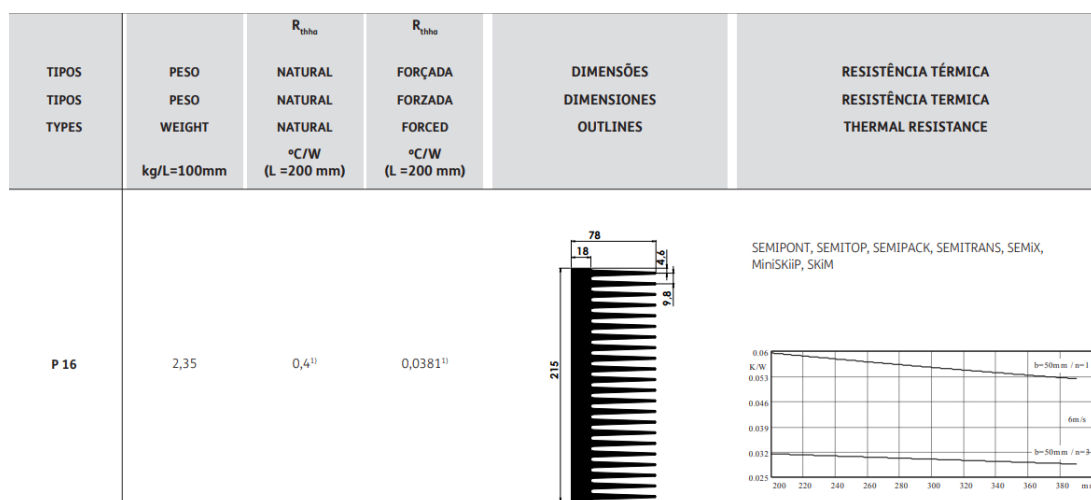
$$T_{d,i} = 140 - \left(0,35 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 0,5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}\right) \cdot \frac{339,78}{4} = 67,76^{\circ}\text{C} \quad (3.90)$$

Assumindo que $T_{d,i}$ será a temperatura mínima do dissipador, é possível calcular a resistência necessária do componente trocador de calor.

$$R_{da,eq} = \frac{(T_{dmin} - T_a)}{P_T} = 0,08 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (3.91)$$

No ambiente comercial é comum encontrar dissipadores com $0,7 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ a $4,0 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$, minimizando esses números com uso da ventilação forçada. Porém, verificando o catálogo da fabricante Semikron encontra-se o dissipador modelo P16 da Figura 3.13, com uma resistência forçada $R_{da,for} = 0,03 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$. O mesmo procedimento foi feito para o conversor do Capítulo 2 e a resistência $R_{da,eq}$ encontrada foi $0,6 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$.

Figura 3.13 – Dissipador P16 da fabricante Semikron



Fonte: Catálogo Semikron, 2019.

3.5.7 Fronteira de condução CCM/DCM

Nesta seção faz-se o estudo do conversor operando na fronteira entre os modos CCM e DCM. A Figura 3.14 mostra curva característica no indutor quando o conversor está operando na fronteira. Sabe-se que variação de corrente no indutor da topologia, representada por Δi_L , deve ser suficientemente pequena a ponto de, mesmo que variando a razão cíclica, a energia no indutor nunca seja totalmente descarregada.

É possível fazer uma análise gráfica das regiões de condução do conversor (fronteira entre CCM e DCM). Para isso é necessário voltar à análise do indutor. Esse método consiste em utilizar as equações da fronteira entre os modos de operação CCM e DCM do conversor (MATTOS A. M. S. S. ANDRADE; MARTINS, 2018).

Na 1ª etapa ($0 < t \leq DT$):

$$i_L = \frac{V_I}{L}t \quad (3.92)$$

Usando a Equação 2.20 temos a variação máxima de corrente no indutor.

$$\Delta i_{Lmax} = i_L DT = \frac{V_I DT}{L} = \frac{V_O(1 - Dmin)}{f_s Lmin} \quad (3.93)$$

A fronteira entre CCM e DCM deve respeitar a metade da variação de corrente no indutor, dessa forma:

$$I_{LB} = \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = \frac{V_O(1 - Dmin)}{2f_s Lmin} \quad (3.94)$$

A partir da Equação 2.24 temos:

$$I_L = \frac{I_O}{1 - D} \quad (3.95)$$

Assumindo $I_L = I_{LB}$ e $I_O = I_{OB}$ temos que:

$$I_{OB} = I_{LB}(1 - Dmin) = \frac{V_O(1 - Dmin)^2}{2f_s L} \quad (3.96)$$

Porém, é interessante para análise do projeto, obter a curva em função da resistência de saída (R_{LB}).

$$R_{LB} = \frac{V_O}{I_{OB}} = \frac{2f_s L}{(1 - Dmin)^2} \quad (3.97)$$

Utilizando disso temos o mínimo valor possível para garantir o modo de condução contínua no conversor. O indutor escolhido para o projeto deve ser maior que L_{min} . No projeto desse conversor o valor escolhido foi $L_{nom} = 10\mu H$.

$$L_{min} = \frac{V_O(1 - D_{min})^2}{2f_s I_{OB}} = \frac{R_{Lmax}(1 - D_{min})^2}{2f_s} \quad (3.98)$$

Com a Equação 3.69 é possível traçar uma curva fronteira entre DCM e CCM em *software* específico (*MATLAB*).

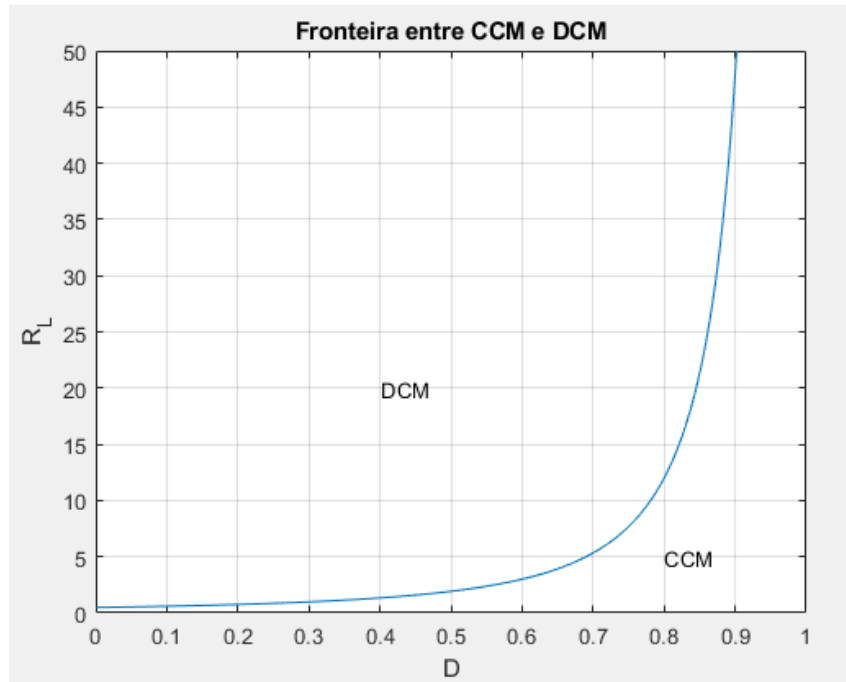
Abaixo é exposto o código utilizado para caracterização da curva e o resultado do mesmo na Figura 3.14.

```
%%
%%_FRONTEIRA CCM x DCM
%%
clear all
clc
%Parâmetros
fs=30000;
L=10e-6;
D = 0 : .001 : 1;
f=((1-D).^2);
R_L=(2*fs*L)./f;
plot(D,R_L);
grid on;
axis([0 1 0 50]);
title('Fronteira entre CCM e DCM');
xlabel('D');
ylabel('R_L');
text(0.8,5,'CCM');
text(0.4,20,'DCM');
```

3.6 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO COM PARÂMETROS IDEAIS PARA VALIDAÇÃO DOS CÁLCULOS

No Capítulo 3 foi projetado o circuito de potência e então o mesmo foi validado simulando no *software PSIM*. Utilizando de idealidades do circuito, a simulação e suas formas de ondas

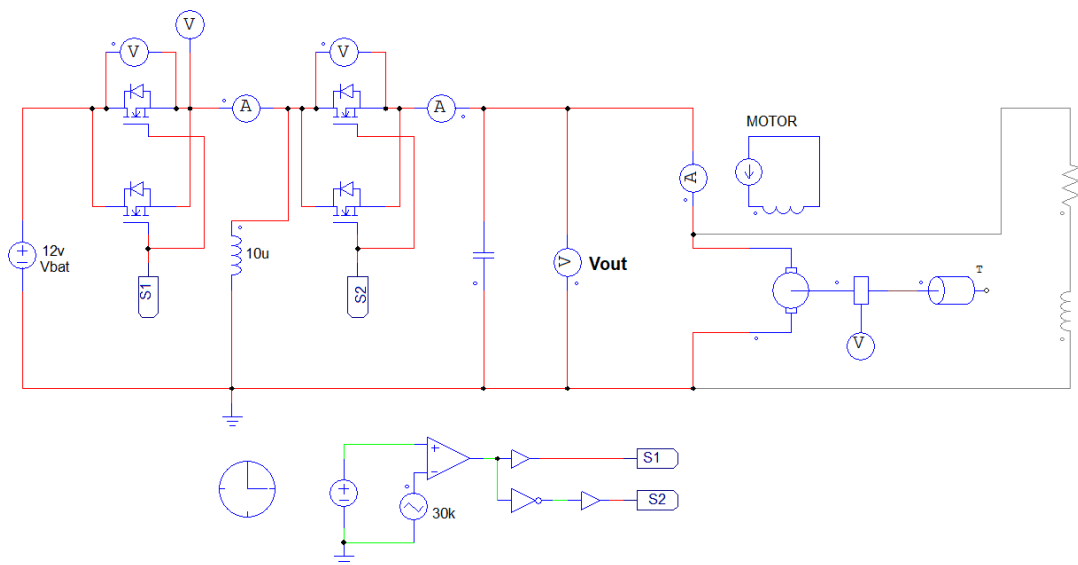
Figura 3.14 – Curva fronteira entre CCM e DCM do conversor



Fonte: O autor.

devem ter concordância com as formas de ondas teóricas. Nesse circuito temos que a indutância do motor CC (Motenergy ME 0909), pertencente ao grupo VELLEV, é $L_{motor} = 39,2 \mu H$. É necessário também o valor do resistor de carga, que foi definido no início desse capítulo ($R_{Lmin} = 0,32 \Omega$). A razão cíclica foi calculada para que se obtenha 24V de tensão de saída do conversor. Na Figura 3.15 abaixo é apresentado o circuito inicialmente simulado.

Figura 3.15 – Circuito construído no programa PSIM

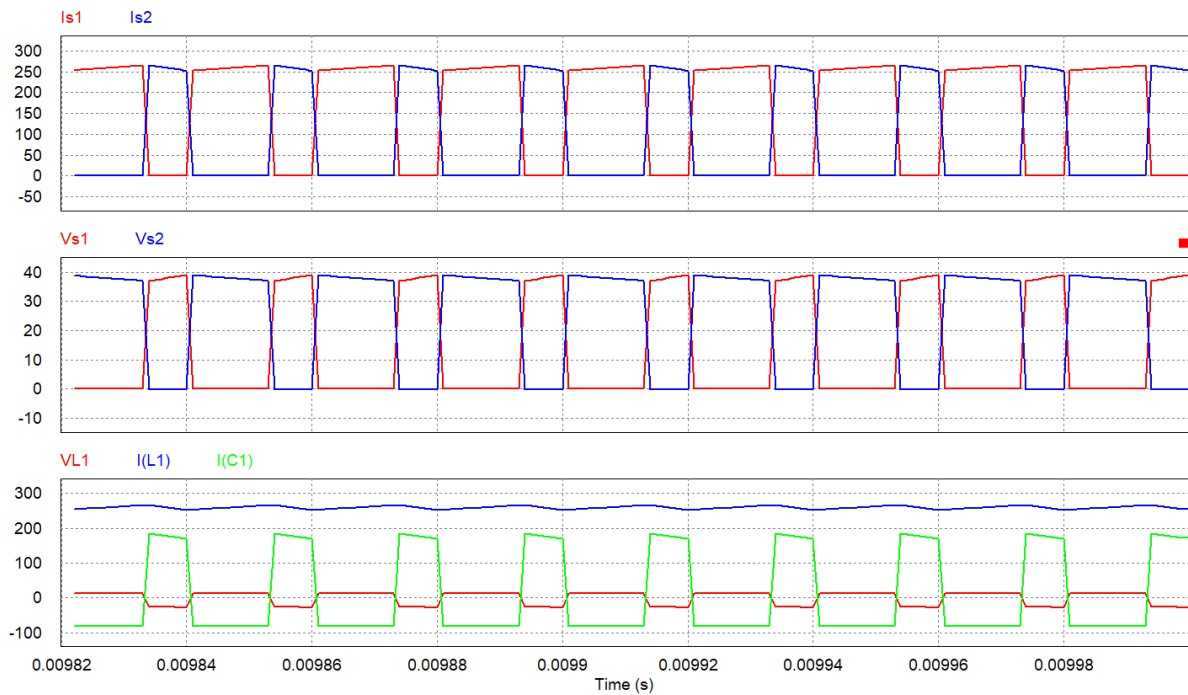


Fonte: O autor.

Ajustando a simulação, após a estabilidade do sistema, é possível verificar as formas de ondas na chave, fazendo assim a primeira comparação de valores teóricos com valores simulados.

O máximo e mínimo, de tensão e de corrente nas chaves e no indutor foram calculados na Subseção 3.5.2, que trata dos esforços nos componentes.

Figura 3.16 – Esforços de corrente e tensão em componentes do conversor CC-CC Buck-Boost Reversível em Corrente



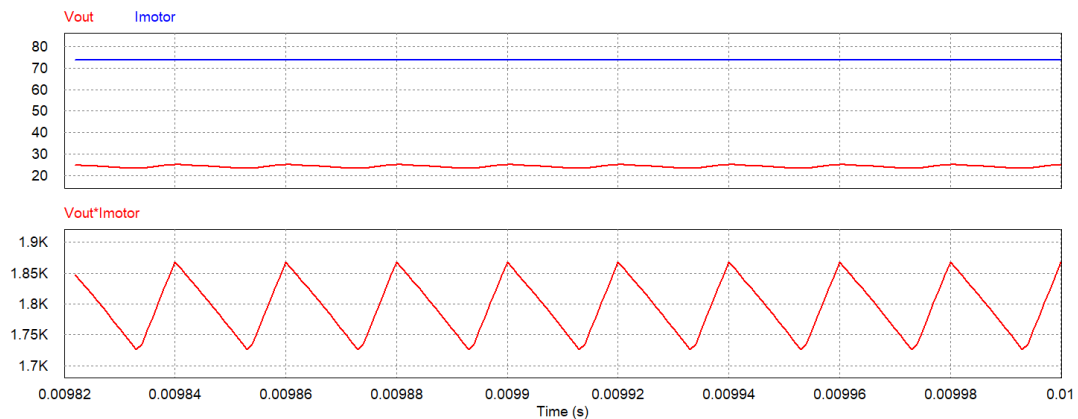
Fonte: O autor.

Percebe-se através dos cálculos de esforços máximos e mínimos, que a tensão máxima na chave pode chegar até 40V (um pouco superior a tensão de entrada somada a de saída), conferindo com a forma de onda VS1 na Figura 3.16. Há também que a corrente máxima simulada na chave é aproximadamente 262 A, sendo o valor calculado $I_{Lmax} = I_{inmax} + I_{omax} + \Delta i_{Lmin} = 246,43A$.

Na Figura 3.17 estão as formas de ondas presentes na saída do conversor: o valor de ΔV_o estabelecido como parâmetro no início do projeto foi de $5\%V_o = 2.4V$, condizendo com a simulação (essa é também a tensão sobre C_{out}). A corrente nominal da carga estipulada é 75 A, então, na forma de onda (I(L1)) percebe-se que a corrente varia no tempo, mas varia tão pouco que pode ser considerado como condução contínua.

No software PSIM há um modo de cálculo para o valor de potência real o qual chegou muito próximo ao desejado: seria $Po_{maxdesejado} = 1800W$ e $Po_{maxsimulado} = 1795W$. É importante estar ciente que aqui o circuito ainda é ideal, com perdas desprezadas.

Figura 3.17 – Formas de ondas simuladas no barramento da carga



Fonte: O autor.

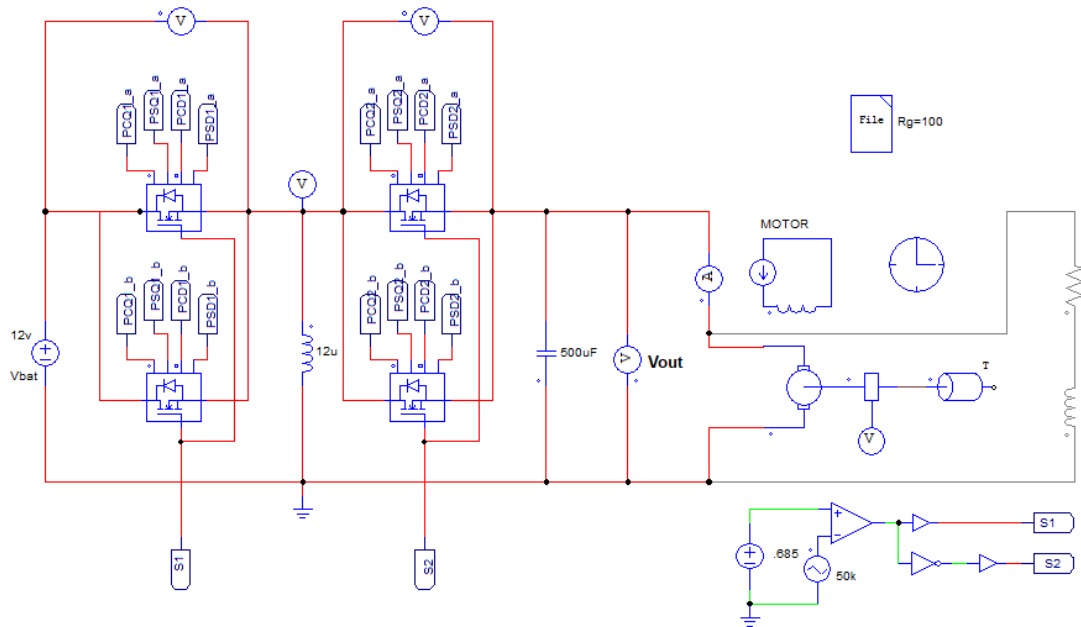
3.7 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO COM MÓDULOS TÉRMICOS

Assim como no Capítulo 2 foi utilizada a ferramenta Módulos Térmicos, ilustrados na Figura 2.18, que é um componente adicional do programa PSIM. A ferramenta fornece uma maneira rápida de estimar perdas de dispositivos semicondutores (diodos, IGBT, *MOSFET*, SiC e GaN).

O circuito montado no programa PSIM, para estimativa de perdas dos *MOSFETs* com módulos térmicos, pode ser visto na Figura 3.18 e na Figura 3.19 apresenta-se o circuito de tratamento de dados provenientes dos módulos térmicos utilizados. As perdas simuladas são apresentadas na Figura 3.20 e a Figura 3.21, com o valor de $P_{sim} = 330W$, sendo que o calculado na Subseção 3.5.5 foi $P_{calc} = 339W$, validando cálculos e simulações.

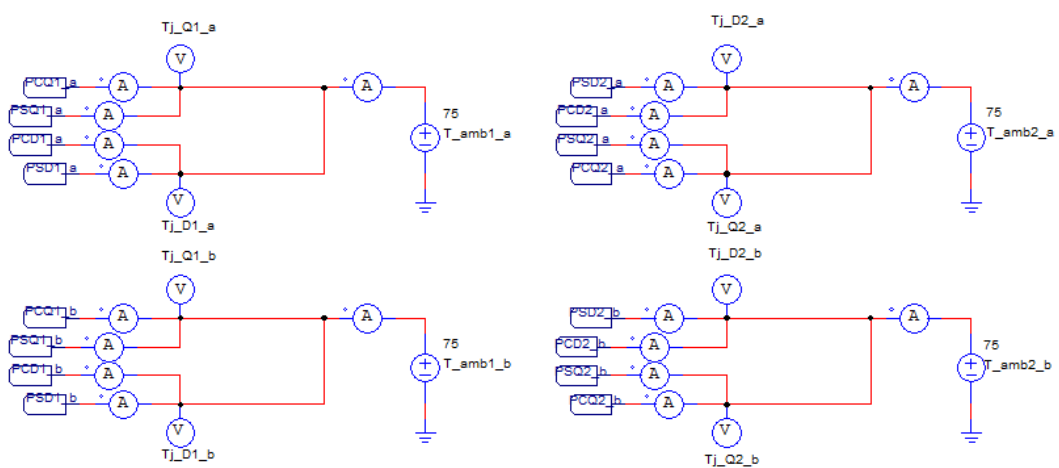
O projeto de circuito impresso para o conversor desse capítulo foi feito e pode ser analisado com maior detalhes no Apêndice A.

Figura 3.18 – Circuito de simulação do conversor CC-CC *Buck-Boost* Reversível em Corrente no software PSIM com módulos térmicos



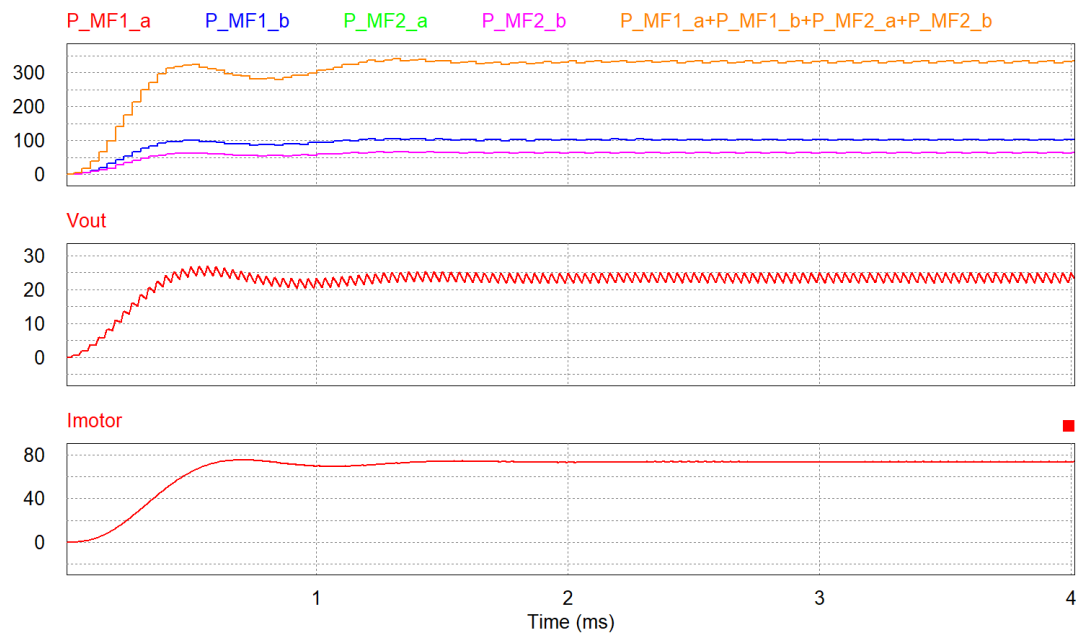
Fonte: O autor.

Figura 3.19 – Tratamento de dados de perdas dos módulos térmicos no programa PSIM



Fonte: O autor.

Figura 3.20 – Formas de ondas de perdas nos *MOSFETs* do conversor CC-CC *Buck-Boost* Reversível em Corrente utilizando módulos térmicos



Fonte: O autor.

Figura 3.21 – Valores instantâneos do conversor CC-CC *Buck-Boost* Reversível em Corrente utilizando módulos térmicos

Measure	
Time	2.5825645e-003
P_{MF1_a}	1.0332149e+002
P_{MF1_b}	1.0332149e+002
P_{MF2_a}	6.2544363e+001
P_{MF2_b}	6.2544363e+001
$P_{MF1_a}+P_{MF1_b}+P_{MF2_a}+P_{MF2_b}$	3.3173170e+002
V_{out}	2.2860374e+001
I_{motor}	7.3541111e+001

Fonte: O autor.

4 SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA COM EQUALIZAÇÃO ATIVA DAS BATERIAS USANDO CONVERSORES CC-CC REVERSÍVEIS EM CORRENTE

As baterias são quase sempre usadas em combinações em série de células de energia. Quando uma série de células é carregada como um grupo, uma única corrente é imposta a todas as células. No entanto, se as tensões de cada uma forem diferentes, o resultado é um desequilíbrio de carga que pode levar à falha da bateria. Em qualquer processo de carga de bateria em série, algum tipo “equalização” deve ocorrer para restaurar o equilíbrio ou pelo menos evitar que a diferença aumente. Na maioria das práticas convencionais de carregamento de baterias, a equalização é abordada levando a carga a um potencial suficiente para garantir algum grau de sobrecarga para todas as células, ou com uma etapa de carregamento de alta tensão em células mais fracas. Nos últimos anos, as aplicações de veículos elétricos e híbridos, que tendem a usar cadeias de séries muito longas e que levam o desempenho da bateria a extremos, trouxeram a equalização de carga com mais evidência.

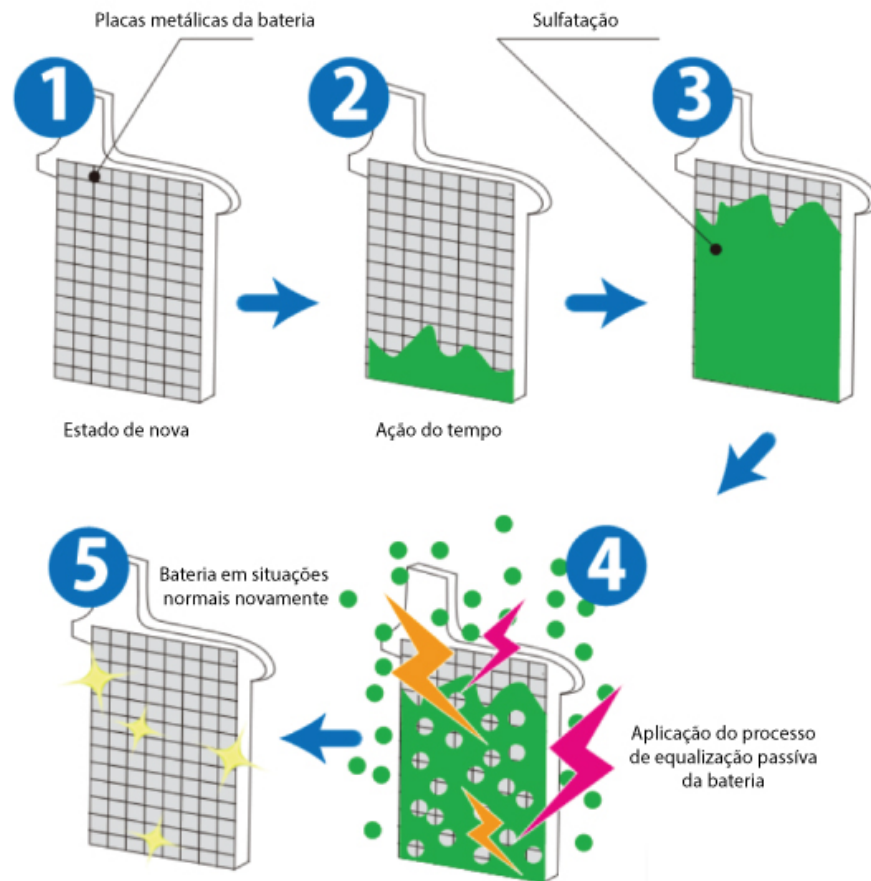
O estado da carga de uma bateria, também chamado SOC (*State of Charge*), fornece uma indicação da quantidade de carga disponível no momento em cada bateria. Um processo de equalização tem como objetivo combinar o SOC entre as células em uma *string* (baterias em série). Uma vez que a corrente de carga combina em uma *string*, a tensão deve corresponder. No entanto, a relação entre tensão e SOC não é necessariamente trivial. Células de baterias modernas recarregáveis possuem vários agentes químicos e são especificadas pelo fabricante com centenas ou milhares de ciclos de vida útil. A única diferença entre as aplicações de uma única célula e de uma célula em série é o gerenciamento de tensões das células individuais. Esta é a base para muitas afirmações na literatura de que o desequilíbrio de carga é o principal mecanismo de falha em baterias. Em princípio, um processo de equalização perfeito garantiria que uma *string* em série funcionasse exatamente como uma única célula ao longo do tempo.

Em Krein e Balog (2002) uma equipe da Optima Battery (agora parte da Johnson Controls) relata que “O desequilíbrio de tensão nas células de baterias é talvez o problema mais sério envolvendo uma cadeia de baterias em grandes cadeias.” Embora grande parte da pesquisa com relação à equalização tenha considerado cadeias longas de baterias em série (100 ou mais células), os problemas de equalização se estendem a cadeias curtas de apenas algumas células.

Na Figura 4.1 exemplifica-se o método de equalização convencional, que baseia-se em fornecer um intervalo de “sobrecarga forçada” adicionando alguns *mV* aos terminais da bateria, após a sequência de carga principal. A sulfatação é a principal causa de falha da bateria. Casos extremos de sulfatação podem tornar a bateria inutilizável. Entende-se por sulfatação o

resultado do processo químico de descarga natural ou não da bateria, mas em essência é um ácido cristalizado que fica retido nas placas de condução, que não retorna para a solução eletrolítica.

Figura 4.1 – Método de equalização passiva de baterias



Fonte: Adaptado de SOLAR KOBO (2021).

Para evitar esse problema e remover os cristais de sulfato acumulados nas placas da bateria e, assim, estender a vida útil e aumentar o desempenho, é importante realizar regularmente um procedimento de equalização das baterias. O processo pode ser denominado “equalização passiva”, uma vez que depende das propriedades das células da bateria para restaurar a correspondência, e o objetivo é entregar carga total nas células mais baixas, equalizando-as. Infelizmente, a equalização passiva funciona às custas da gaseificação e secagem das células das partes superiores na bateria, e além disso, é um processo lento. O processo de equalização de sobrecarga forçada, ou equalização é usado rotineiramente com baterias de chumbo-ácido. A questão é que, como comentado anteriormente, as falhas de longo prazo geralmente envolvem uma única célula que enfraqueceu com o tempo. De toda forma, exposição à sobrecarga um grande período de tempo, para qualização total, pode levar a bateria operar em temperaturas

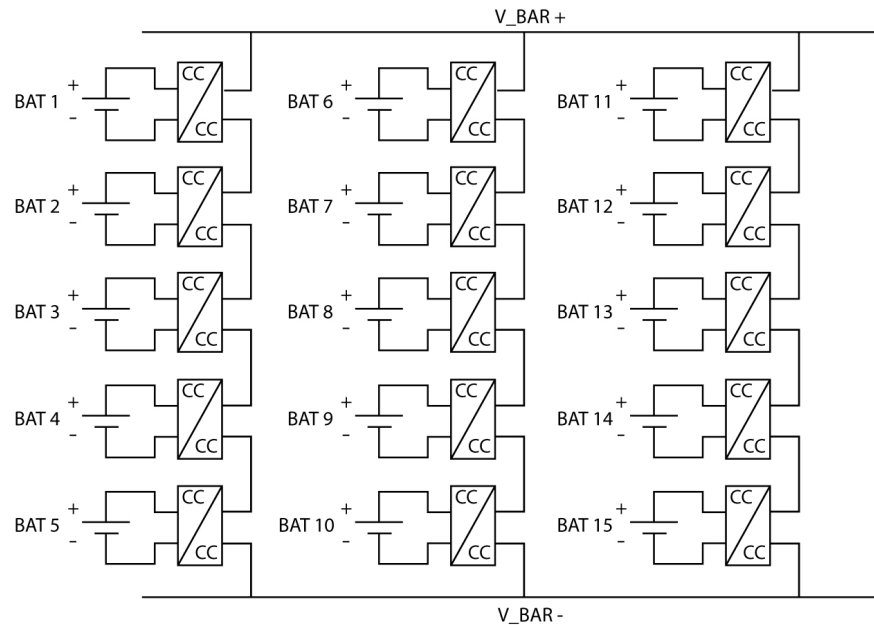
mais elevadas que as recomendadas. Em níveis de tensão mais elevados, os resultados sugerem que o tempo de equalização aumenta com o quadrado do número de células Yamaguchi (2014). É necessário um processo de equalização mais eficaz do que o descrito. Portanto, afirma-se em Krein e Balog (2002) e Yamaguchi (2014) que o processo de equalização passiva é lento e pode demorar vários dias, porém a equalização ativa atua controlando a carga das baterias muito mais rapidamente e sem sobrecarregar as células.

A implementação de uma estratégia de gerenciamento de baterias de chumbo-ácido integrando sensores e conversores CC-CC para controle de tensão e corrente permite o monitoramento online do estado de saúde (SOH) e do estado de carga (SOC). Além disso, essa implementação pode ser incluída de forma fácil e econômica em sistemas de bateria existentes. A arquitetura aqui descrita implementa o balanceamento de uma célula ativa de tensão, o que poderia melhorar a expectativa de vida de uma célula de bateria em série, conforme sugerido por Krein e Balog (2002) e Yamaguchi (2014) e denominado "equalização ativa".

Na última década, muitos esforços foram dedicados ao desenvolvimento de métodos confiáveis e robustos para determinar o estado de saúde e o estado de carga. Vários autores relataram diferentes maneiras de estimar as variáveis SOC e SOH das baterias; eles podem ser divididos em diferentes categorias como medições diretas, modelos elétricos, eletroquímicos e métodos adaptativos com inteligência artificial. Na Figura 4.2 é apresentado um exemplo de banco de baterias com 15 células e 15 conversores CC-CC equalizando o sistema. As tensões V_{BAR+} e V_{BAR-} são as tensões de barramento do banco. Para aumentar a quantidade de energia entregue pelo banco de baterias em um espaço de tempo (mAh) deve-se adicionar outras *strings* de 5 células de baterias equalizadas entre os barramentos.

Atualmente o Kart do grupo VELLEV possui instalado 4 baterias de chumbo-ácido, que em série fornecem uma tensão máxima e controlada de 48V nominais ao barramento de saída do conversor CC-CC. Porém, o peso em média de cada bateria é 26kg, ficando interessante diminuir o sistema para 2 baterias e subtrair 50kg de massa do veículo. Essa mudança é possível se utilizar conversores CC-CC para atingir os níveis necessários de corrente e tensão. Além disso, a topologia deve suportar a reversão de corrente, possibilitando o recarregamento das baterias quando possível. Retirando 2 baterias do sistema com o conversor antigo, instalado em 2019, o fornecimento de tensão para o motor reduz a 24V, não aproveitando todo o potencial do motor. Como solução a esse problema é proposto o sistema da Figura 4.3., sendo os 2 primeiros operando em modo *Boost* e o terceiro em modo *Buck*, condizentes ao projetado no Capítulo 2.

Figura 4.2 – Exemplo de um banco de baterias com equalização ativa de baterias

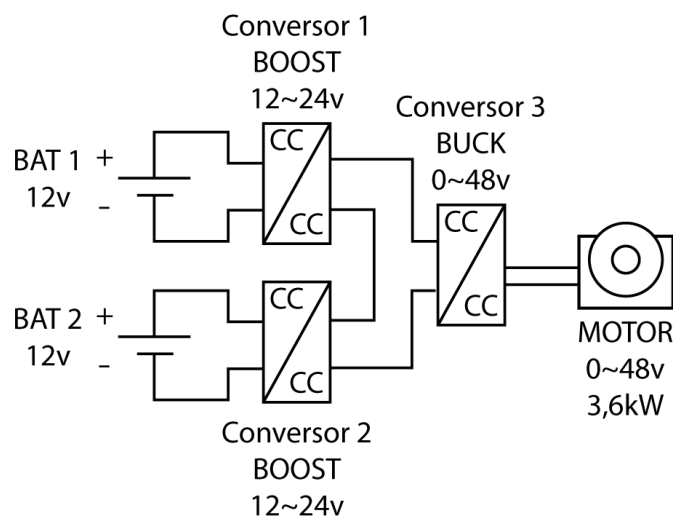


Fonte: O autor.

4.1 PERDAS PROVENIENTES DE MÓDULOS TERMAIS COM CONVERSORES CC-CC TIPO *BUCK* REVERSÍVEIS EM CORRENTE

A solução proposta nessa seção envolve 3 conversores CC-CC tipo *Buck*, sendo que 2 operam em modo *Boost* e o terceiro conversor, que tem em seus barramentos os conversores 1 e 2 ligados em série, opera em modo *Buck*. O circuito foi exemplificado na Figura 4.3.

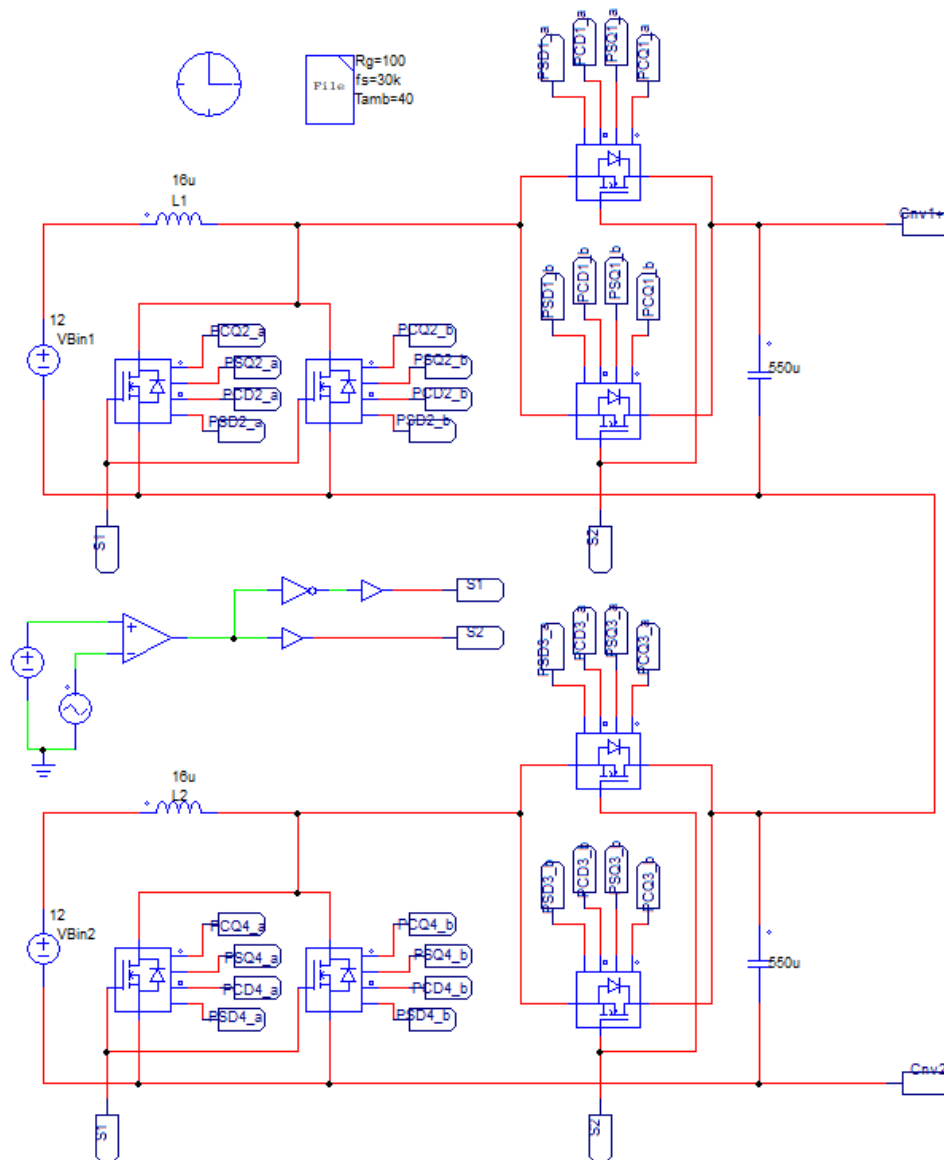
Figura 4.3 – Circuito proposto para equalização ativa de baterias



Fonte: O autor.

O circuito apresentado na Figura 4.4 foi desenhado para fazer a equalização ativa das baterias e obter um barramento c.c. de 48 V nominais, pela conexão em série das saídas dos conversores 1 e 2. Como bloco seguinte de projeto foi adicionado mais um conversor, Figura 4.5, para conversão e controle de potência entregue ao motor.

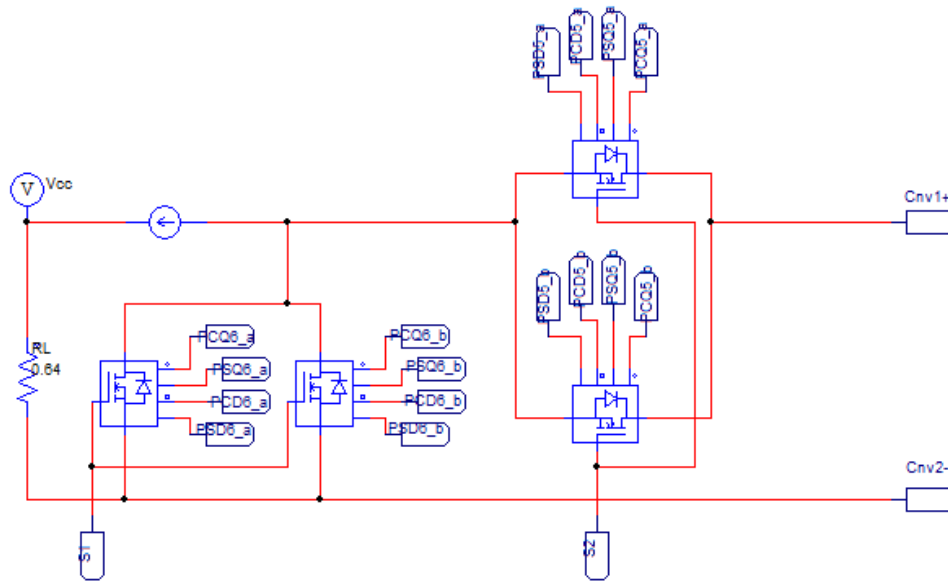
Figura 4.4 – Circuito proposto para equalização ativa com 2 baterias e 2 conversores CC-CC



Fonte: O autor.

Na Figura 4.6 é apresentado o circuito completo para tratamento de dados de perdas (de condução e comutação) nos *MOSFETs*, simulados com os módulos termiais. Na próxima seção será abordada outra solução com topologia *Buck-Boost*, mas com o mesmo procedimento para obter informações de perdas dos módulos termiais no programa PSIM. O circuito proposto, assim como o da próxima seção, permitem a reversibilidade de corrente. Nesse caso, em mo-

Figura 4.5 – Circuito proposto para tração e controle do motor



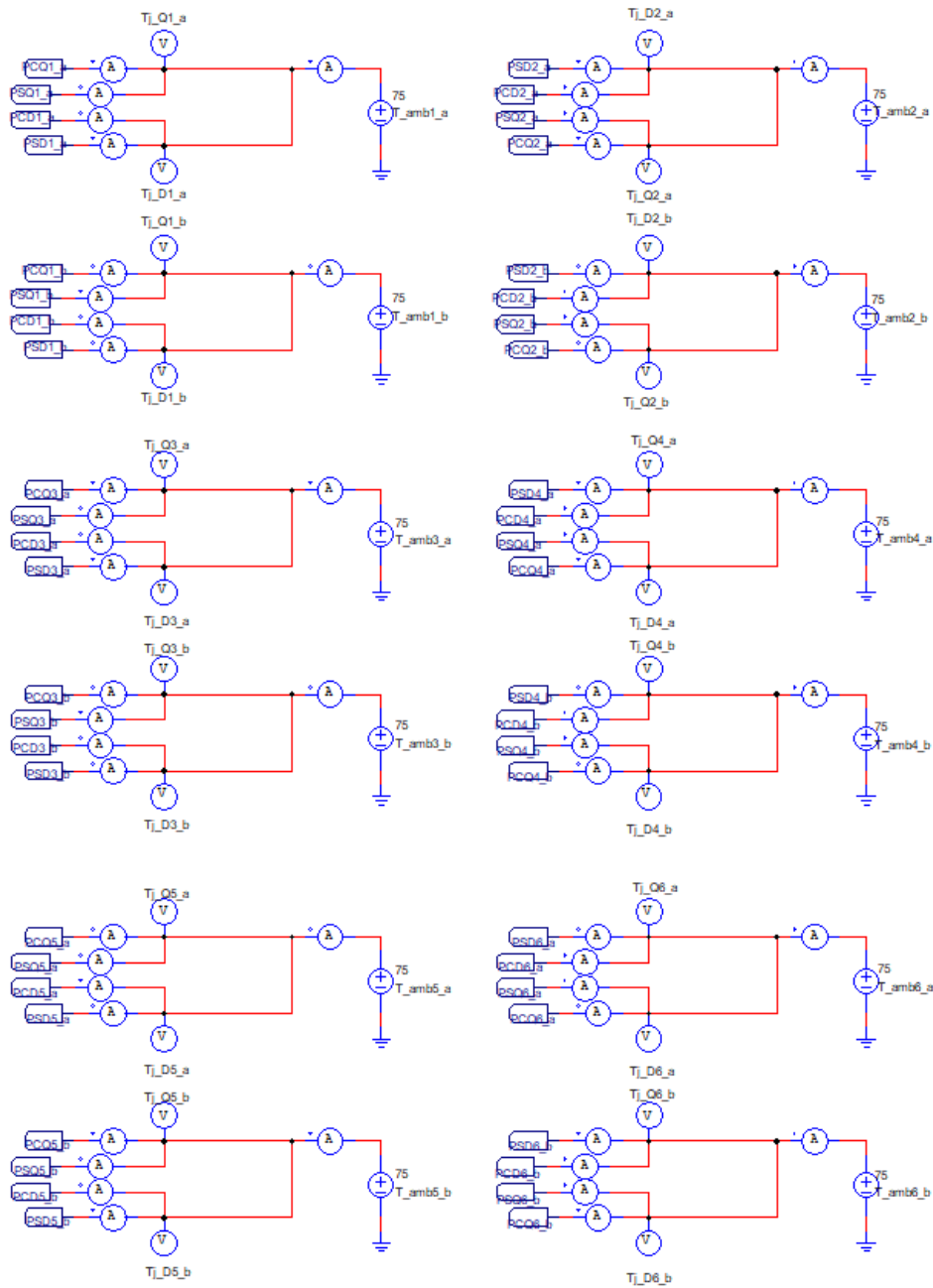
Fonte: O autor.

mentos onde acontece a reversão de em modo *Boost* e o conversor 1 e 2 operam em modo *Buck*.

A simulação é apresentada nas formas de ondas da Figura 4.7, onde é possível perceber que, após a estabilidade e na potência proposta, a somatória de todas as perdas provenientes do circuito da Figura 4.6 permanecem próximos de uma estabilidade em 350W, nas chaves. Como comprovação quantitativa têm-se a Figura 4.8, com os dados de tensão do conversor 1 (V_{conv1}), do conversor 2 (V_{conv2}), do conversor 3 (V_{out}), a corrente entregue para tração do motor (I_{rl}) e a somatória das perdas nos *MOSFETs*.

No entanto, o conversor 3 operando em modo *Buck*, com 3,6 kW nominais, tem perdas nos 4 *MOSFETs* de 350W, de acordo com a Figura 4.8. Esse conversor também utiliza 4 chaves FDH055N15A e, conseqüentemente, a temperatura de junção máxima, temperatura do dissipador, assim como o equacionamento, são idênticos aos apresentados na Seção 3.5.6. Por coincidência, as perdas dissipadas em 4 *MOSFETs* têm valores muito próximos, resultando em uma mesma resistência R_{da} necessária, o que permite utilizar, também, o dissipador modelo P16 da Figura 3.13.

Figura 4.6 – Circuito feito para tratamento das perdas provenientes dos módulos termais, no PSIM, para circuito proposto nessa seção

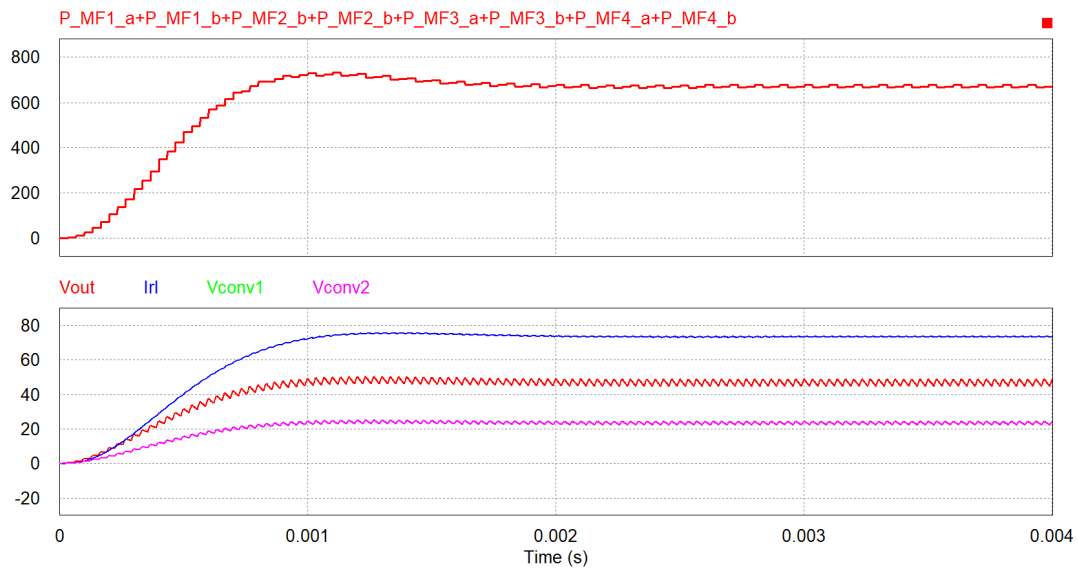


Fonte: O autor.

4.2 PERDAS PROVENIENTES DE MÓDULOS TERMAIS COM CONVERSORES *BUCK-BOOST* REVERSÍVEIS EM CORRENTE

Essa seção apresenta outro proposta para solução do problema apresentado anteriormente, diminuir a quantidade de baterias e fazer equalização ativa, presente na Figura 4.9, composto por dois conversores *Buck-Boost* Reversíveis em Corrente que foram estudados no Capítulo 3. O circuito apresentado na Figura 4.10 foi desenhado para fazer a equalização ativa das baterias

Figura 4.7 – Formas de ondas da tensão, corrente e perdas do conversor proposto



Fonte: O autor.

Figura 4.8 – Valores simulados com o conversor completo operando para entrega de 3,6kW

Time	1.4027326e-003
$P_{MF1_a}+P_{MF1_b}+P_{MF2_b}+P_{MF2_a}+P_{MF3_a}+P_{MF3_b}+P_{MF4_a}+P_{MF4_b}$	7.0820286e+002
V_{out}	4.9849446e+001
I_{rl}	7.5503172e+001
V_{conv1}	2.4924723e+001
V_{conv2}	2.4924723e+001

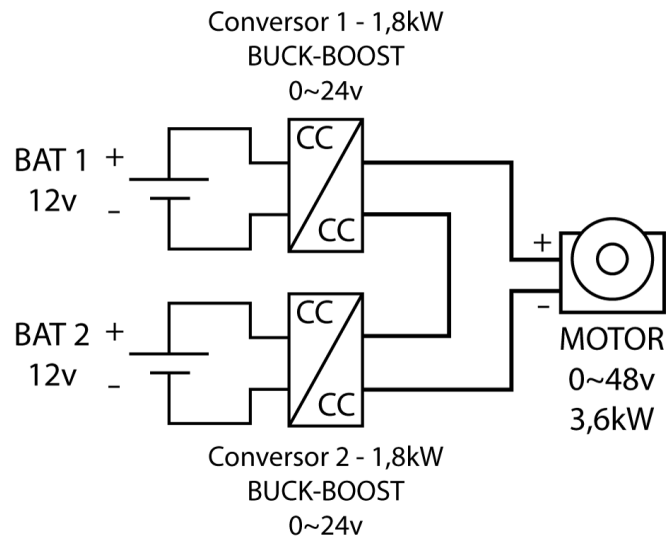
Fonte: O autor.

independentes e controlar a tensão de 0V até 24V proveniente das mesmas. Nessa solução não é necessário um terceiro conversor, pois na solução anterior eram necessários três conversores, dois de 1,8kW e o conversor 3 com 3,6kW, totalizando 7,2kW processados (nominalmente). Já na solução proposta com conversores *Buck-Boost* são necessários apenas dois, um em cada bateria para processo de equalização ativa. Esses dois conversores são ligados em série, portanto é possível entregar potência suficiente para a carga (motor). A conexão do conversor 1 e 2 com a carga apresenta-se na (Figura 4.11).

Na Figura 4.12 foi construído o circuito para tratamento de dados de perdas nos *MOS-FETs*, simulados com os módulos termiais.

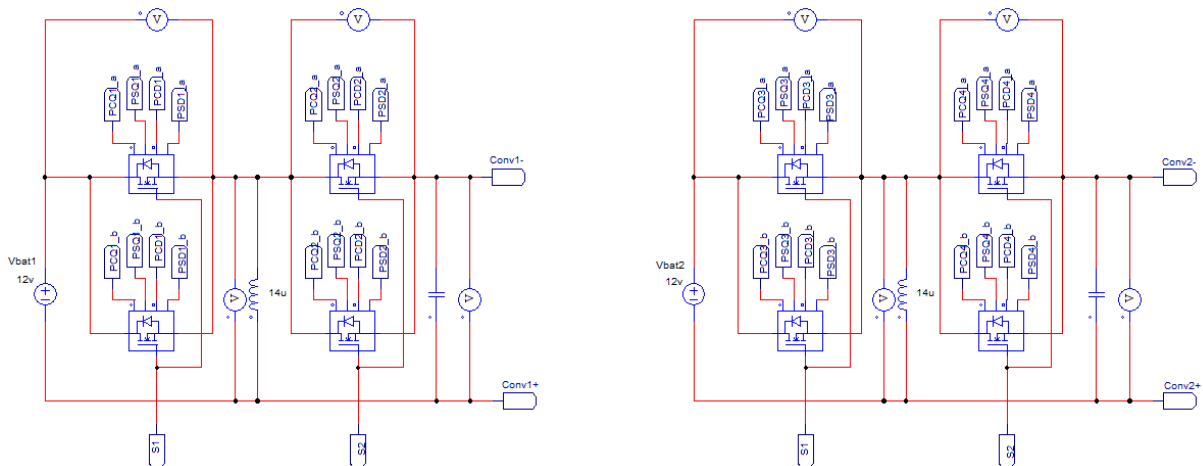
Os resultados da simulação são apresentados nas formas de ondas da Figura 4.13 onde a somatória de todas as perdas provenientes do circuito da Figura 4.9 estabilizam por volta de 650W, maior que a solução proposta na seção anterior (350W). Portanto, usando apenas esse critério, pode-se afirmar que o circuito proposto na Seção 4.1 é mais eficiente, mesmo

Figura 4.9 – Solução proposta com topologia *Buck-Boost* para equalização ativa das baterias



Fonte: O autor.

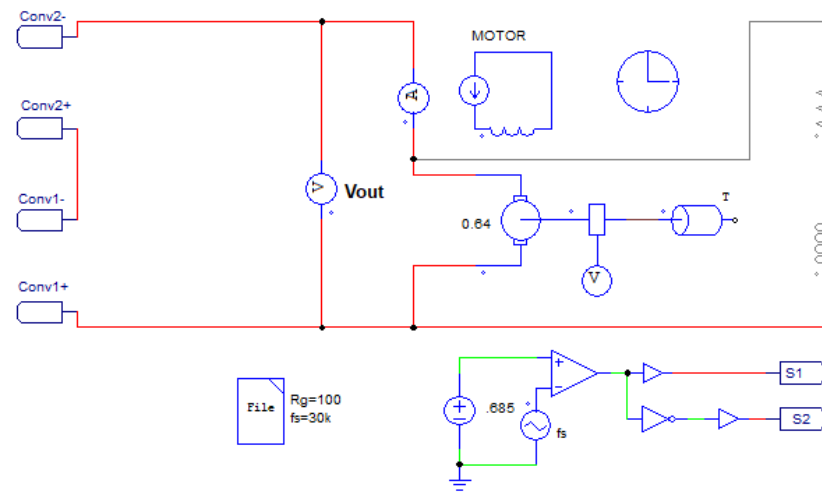
Figura 4.10 – Simulação do conversor 1 e 2 com topologia *Buck-Boost* para equalização ativa das baterias



Fonte: O autor.

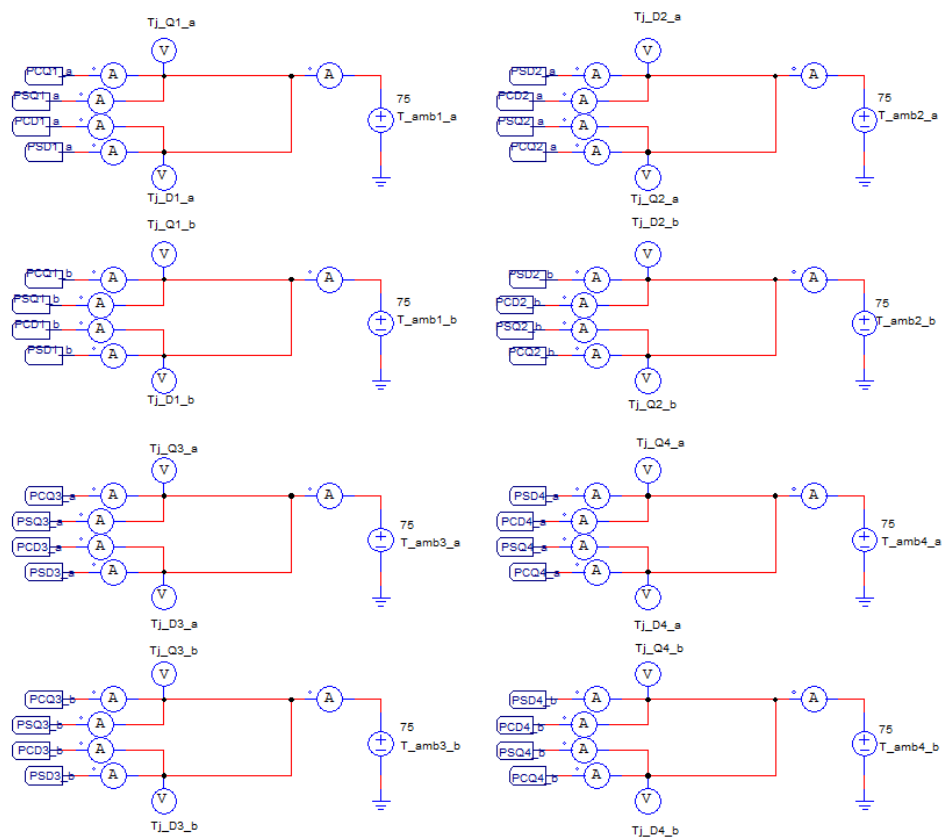
processando o dobro da potência ao mesmo tempo. Como comprovação quantitativa têm-se a Figura 4.14, com os dados de tensão do conversor 1 (V_{conv1}), do conversor 2 (V_{conv2}), a tensão em série dos conversores (V_{out}), a corrente entregue para tração do motor (I_{rl}) e a somatória das perdas nos *MOSFETs*.

Figura 4.11 – Conexão em série do conversor 1 e 2 da solução proposta com a carga



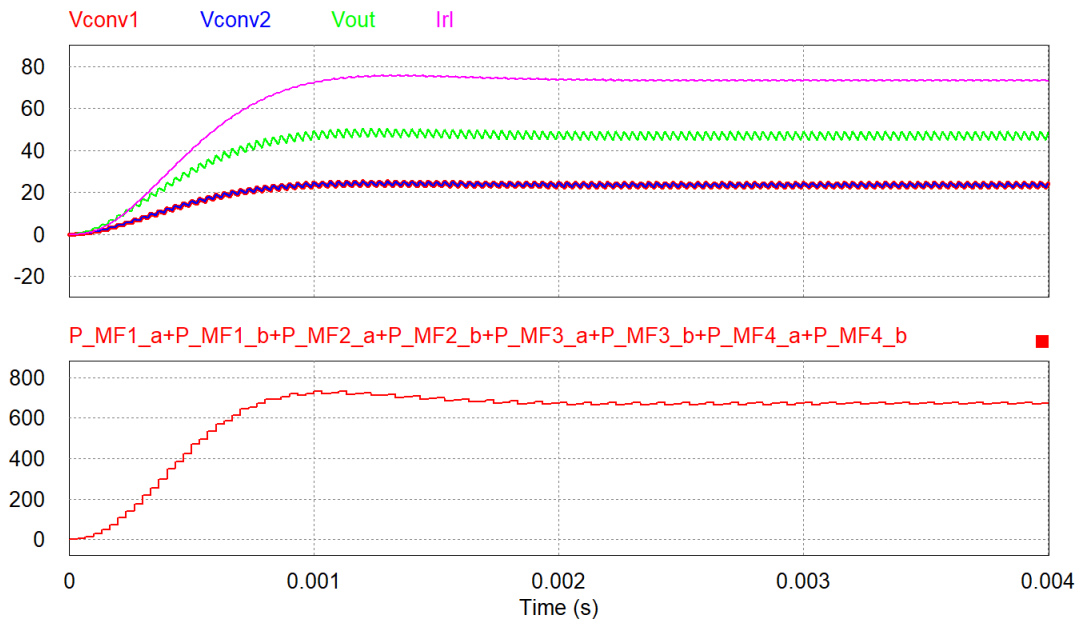
Fonte: O autor.

Figura 4.12 – Circuito feito para tratamento das perdas provenientes dos módulos termais para a solução proposta



Fonte: O autor.

Figura 4.13 – Formas de ondas da tensão, corrente e perdas do conversor proposto



Fonte: O autor.

Figura 4.14 – Valores simulados com o conversor completo operando para entrega de 3,6kW

Measure	
Time	2.5825645e-003
P_MF1_a	1.0332149e+002
P_MF1_b	1.0332149e+002
P_MF2_a	6.2544363e+001
P_MF2_b	6.2544363e+001
P_MF1_a+P_MF1_b+P_...	3.3173170e+002
Vout	2.2860374e+001
Imotor	7.3541111e+001

Fonte: O autor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho de conclusão de curso apresenta o projeto e comparação de dois conversores CC-CC reversíveis em corrente de alta potência e eficiência. É possível aplicar os dois conversores em diversos tipos de aplicações, como o acionamento de máquinas CC e CA, gerenciar a carga de baterias e supercapacitores, conversores multiníveis, entre outros. Uma vantagem desses conversores é o volume reduzido em vista a corrente que pode ser aplicada. Resumidamente destacam-se como principais contribuições do trabalho o projeto de componentes passivos do sistema e as simulações de perdas calculadas e simuladas com o modelo do interruptor escolhido.

As seções iniciais deste trabalho apresentaram conhecimentos fundamentais para a compreensão da lógica de projeto que foram abordadas nas seções posteriores, facilitando o desenvolvimento de trabalhos futuros baseados neste.

No Capítulo 2 foi estudado o conversor CC-CC tipo *Buck* Bidirecional com cálculo de esforços, parâmetros de projeto e perdas dos principais elementos. Nesse capítulo é introduzido o primeiro contato com os Módulos Térmicos do programa PSIM para simulação do conversor proposto. No Capítulo 3 o conversor proposto tem topologia *Buck-Boost* Bi-direcional e teve uma abordagem de projeto mais detalhada para abertura a projetos futuros que irão fundamentar-se no mesmo. No Capítulo 4 foram apresentadas duas soluções para equalização de baterias, do sistema do kart VELLEVO, constituídos dos conversores do Capítulo 2 para uma solução e do Capítulo 3 na outra solução. Assim como nos dois capítulos anteriores, os circuitos foram simulados no PSIM para extração dos valores de perdas nos *MOSFETs* escolhidos.

As simulações feitas no programa PSIM, utilizando do dispositivo Módulos Térmicos, apresentaram uma resposta muito similar ao esperado e calculado, porém com algumas características foram mitigadas, pois foram apenas calculadas as perdas de condução e comutação nas chaves complementares. O Módulo Térmico do PSIM fornece uma maneira rápida e conveniente de estimar perdas. Pode-se usar o Módulo Térmico para estudar as perdas do dispositivo em diferentes condições de operações e comparar dispositivos de diferentes fabricantes. Além disso, o Device Database Editor (*PcdEditor*) fornece uma maneira fácil de adicionar novos dispositivos e gerenciar os mesmos. Ele também fornece uma ferramenta de captura de curva fácil, de ponto a ponto, que permite em minutor desenhar curvas de características variáveis do componente a serem inseridas no banco de dados.

Na Tabela 5.1 é possível identificar que a diferença de perdas e eficiência, entre os dois conversores propostos, deve-se ao fato de que na topologia *Buck-Boost* há acúmulo de toda a

energia no indutor, para transferência a saída, enquanto que no conversor Buck há etapas onde apenas acumula-se energia no indutor e etapas onde a energia é transferida para a saída junto com a fonte de entrada. Essa transferência de energia, no Buck convencional, acontece no momento em que a chave fecha. Do mesmo modo, para o conversor operando com topologia Boost há uma etapa onde a também participa da transferência de energia. No Buck-Boost a fonte não participa do processo de transferência, apenas o indutor que tem esse papel, e as consequências são correntes elevadas, perdas superiores e eficiência inferior.

Tabela 5.1 – Tabela comparação entre os conversores CC-CC Reversíveis em Corrente propostos.

-	Tipo <i>Buck</i>	<i>Buck-Boost</i>
Potência nominal	1800 W	1800 W
Frequência de operação	30kHz	30kHz
Indutância mínima para CCM	16.74 μ H	9.62 μ H
$IS1_{rms}$	141,26 A	246,42 A
$IS2_{rms}$	115,57 A	146,65 A
Perdas por condução em S1	38,16 W	160,92 W
Perdas por condução em S2	31,55 W	56,99 W
Perdas por comutação em S1	40,20 W	108,70 W
Perdas por comutação em S2	1,53 W	2.22 W
Perdas nas chaves	120,52 W	339,78 W
Perdas no indutor	235,10 W	174,18 W
Perdas totais	355,62 W	513,96 W
Eficiência prevista	84,28%	77,78%

Fonte: O autor.

É possível identificar que na solução usando conversores CC-CC Tipo *Buck*, apresentado na Figura 4.3, são necessários três conversores para fazer a entrega de potência ao barramento do motor e no circuito da Figura 4.9 são necessários dois conversores para a mesma entrega de potência. Mesmo assim, as perdas ainda são muito superiores utilizando conversores *Buck-Boost*, pois, como explicado anteriormente, há necessidade de um acúmulo de energia muito elevado nos indutores para funcionamento da topologia. Enquanto que na solução com conversores Tipo *Buck*, levando em consideração as simulações do Capítulo 4, foi apresentado uma perda de aproximadamente 360W e a solução com conversores *Buck-Boost* teve perdas de aproximadamente 650W. A única justificativa de uso para aplicação dos conversores Buck-Boost é que eles podem controlar a tensão da fonte em uma extensão de 0V até a tensão máxima da fonte de entrada. Se não, para o objetivo desse trabalho, a solução apresentada com três conver-

sores CC-CC Tipo *Buck* Reversíveis em Corrente é mais interessante.

As principais contribuições deste trabalho foram:

- Desenvolvimento de conversores bidirecionais em corrente, capazes de processar grandes valores de corrente e que podem operar em diversos tipos de configurações;
- Soluções de conversão de potência, reversibilidade de corrente e equalização de baterias para o kart elétrico do VELLEV. Com processo de equalização do estado de carga das baterias é possível aumentar a autonomia do sistema.
- Desenvolvimento de circuitos utilizando Módulos Termais, do programa PSIM, para simulações e extrair rapidamente valores de perdas nos interruptores escolhidos;
- Abertura de estudos futuros na área de veículos elétricos.

Como sugestão para trabalhos futuros, são apresentados os seguintes tópicos:

- Fazer o conversor funcionar e implementar um controle digital com DSP e testá-lo no mesmo;
- Inclusão de algoritmos para controle da bidirecionalidade do conversor;
- Montagem dos conversores mais eficientes e inclusão dos memos em uma plataforma a prova d'água;
- Instalar o conversor no kart elétrico com princípios de robustez;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência**. Florianópolis, Brazil: Editora da UFSC, 2001.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis, Brazil: Author's Edition, 2008.

Caio Moraes, Mr. **DISSIPADOR DE CALOR – O GUIA COMPLETO**. 2021. Disponível em: <<https://eletronicadepotencia.com/dissipador-de-calor-o-guia-completo/>>. Acesso em: 12 setembro 2021.

CEFET. **GERADORES E MOTORES CC (MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA)**. 2021. Disponível em: <<https://docente.ifrn.edu.br/heliopinheiro/Disciplinas/maquinas-acionamentos-eletricos/apostila-de-maquinas-de-cc-1>>. Acesso em: 24 junho 2021.

ELECTRICAR CARS UK. **Tesla Model S Battery Module - Used**. 2021. Disponível em: <<https://www.electricclassiccars.co.uk/batteries/tesla-model-s-battery-module>>. Acesso em: 12 junho 2021.

FAIRCHILD. **FAN7842 - High-Side and Low-Side Gate Driver**. 2021. Disponível em: <<https://www.mouser.com/datasheet/2/149/FAN7842-1006985.pdf>>. Acesso em: 12 maio 2021.

JORNAL DO CARRO. **Carros elétricos serão obrigatórios na Europa em 2035**. 2021. Disponível em: <<https://jornaldocarro.estadao.com.br/carros/carros-eletricos-serao-obrigatorios-na-europa-em-2035/>>. Acesso em: 12 maio 2021.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters**. Dayton, Ohio, USA: Wiley, 2016.

KREIN, P.; BALOG, R. Life extension through charge equalization of lead-acid batteries. In: . [S.l.: s.n.], 2002. p. 516 – 523. ISBN 0-7803-7512-2.

MARTINS, I. B. D. C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 4nd edition. ed. Florianópolis, Brazil: Author's Edition, 2011. 111 p.

MATTOS A. M. S. S. ANDRADE, G. V. H. J. R. P. E.; MARTINS, M. L. S. A review of boost converter analysis and design in aerospace applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2018. v. 16, n. 1, Feb. 2018.

ON SEMICONDUCTOR. **FDH055N15A - MOSFET – N-Channel - POWER TRENCH**. 2021. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/308/1/FDH055N15A_D-2312603.pdf>. Acesso em: 10 junho 2021.

PROF. FABIO ROCHA, ME. **Eletrônica de Potência - Projeto de Indutores**. 2021. Disponível em: <http://paginapessoal.utfpr.edu.br/fabiodrocha/eletronica-de-potencia/ep_14_conversor-cc-cc-buck/EP_14B_Projeto%20de%20Indutores.pdf/at_download/file>. Acesso em: 16 junho 2020.

PROF. IVO BARBI, Dr. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. 2021. Disponível em: <https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 14 junho 2021.

ROHM. **Power Loss Calculations**. 2021. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf>. Acesso em: 22 junho 2021.

ROHM. **Switching Regulator IC Series**. 2021. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf>. Acesso em: 22 junho 2021.

SOLAR KOBO. **Inverter Battery Maintenance Tip: How to Perform an Equalization Charge on Your Inverter Batteries**. 2021. Disponível em: <<https://www.solarkobo.com/post/how-to-equalize-your-inverter-battery-charge>>. Acesso em: 12 agosto 2021.

TAVARES, G. R. **Conversores CC-CC Bidirecionais Aplicados a Sistema Kers de Recuperação da Energia Cinética de Veículos Elétricos em Supercapacitores e Banco de Baterias Com Gerenciamento de Carga**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Santa Catarina, Brazil, 2021.

THE ROBOT MARKET PLACE. **Motenergy ME0909 PMDC Motor**. 2021. Disponível em: <<https://www.robotmarketplace.com/products/0-emc-me0909.html>>. Acesso em: 10 maio 2021.

YAMAGUCHI, Y. Lead acid batteries. In: _____. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1161–1165. ISBN 978-1-4419-6995-8.

ZECA CHAVES. **Aquilo que ninguém conta sobre os carros elétricos**. 2021. Disponível em: <<https://autopapo.uol.com.br/noticia/ninguem-counta-sobre-carros-eletricos/>>. Acesso em: 13 fevereiro 2021.

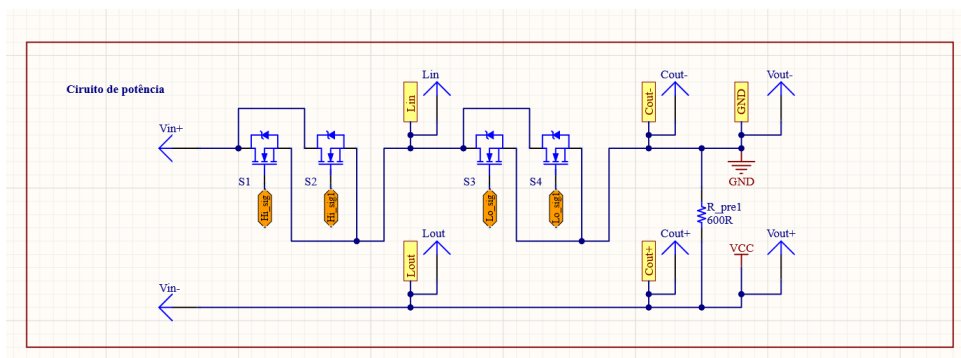
APÊNDICE A – APÊNDICE A

Neste apêndice apresentam-se informações gerais sobre a confecção do circuito e *layout* de um conversor *Buck-Boost* Reversível em Corrente.

Na Figura A.1 foi construído a estrutura de potência do conversor com os *MOSFETs*. Na Figura A.2 têm-se o circuito de comando isolado com o componente HCPL-314J que atua como optoacoplador isolando o sinal PWM. O circuito integrado IR2110 é um driver *MOSFET* e IGBT de alta tensão e alta velocidade.

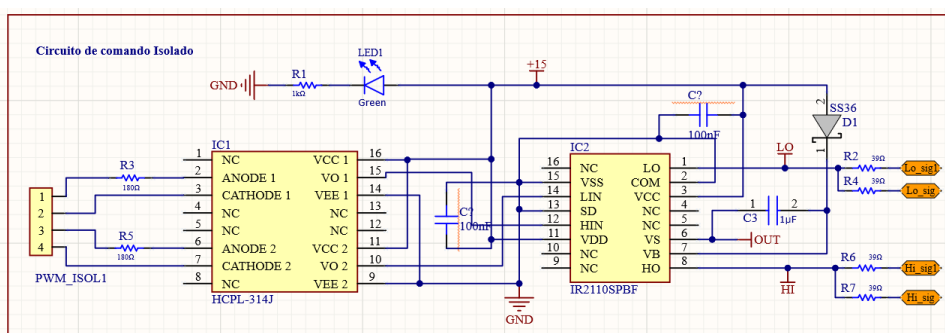
A aquisição de sinais isolados e não isolados são feitas com o circuito da Figura A.3. Os sensores de tensão ACPL-C87B / C87A / C870 são amplificadores isolados opticamente projetados especificamente pela Broadcom para detecção de tensão. A Figura A.4 apresenta conexões auxiliares e necessárias ao projeto. Por fim, a placa de circuito impresso é apresentada na Figura ?? e na Figura A.5, com todos os componentes possuindo modelo 3D.

Figura A.1 – Circuito referente a parte de potência do conversor.



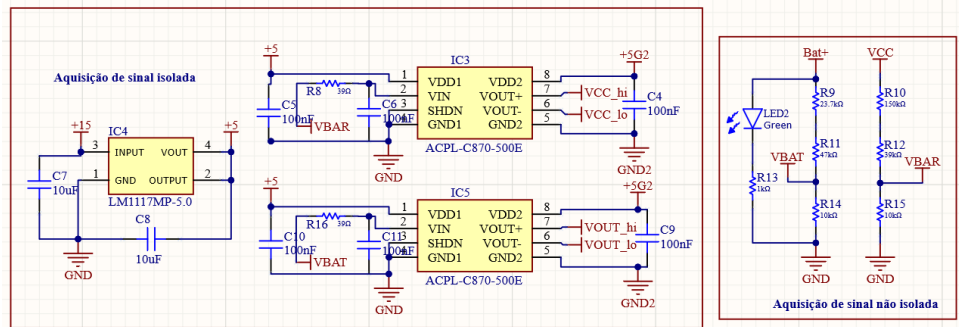
Fonte: O autor.

Figura A.2 – Circuito referente ao comando isolado do conversor.



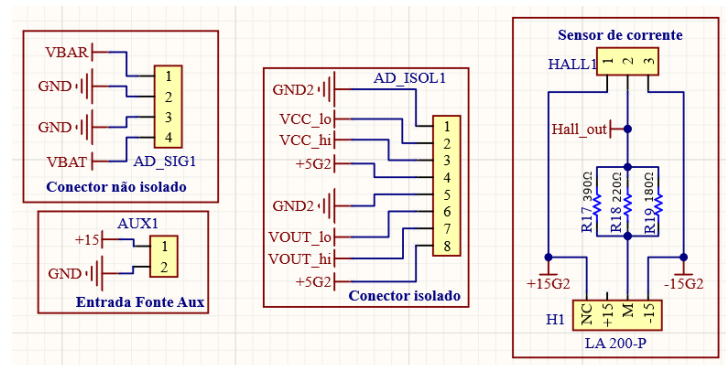
Fonte: O autor.

Figura A.3 – Circuito referente a aquisição de sinal isolada e não isolada.



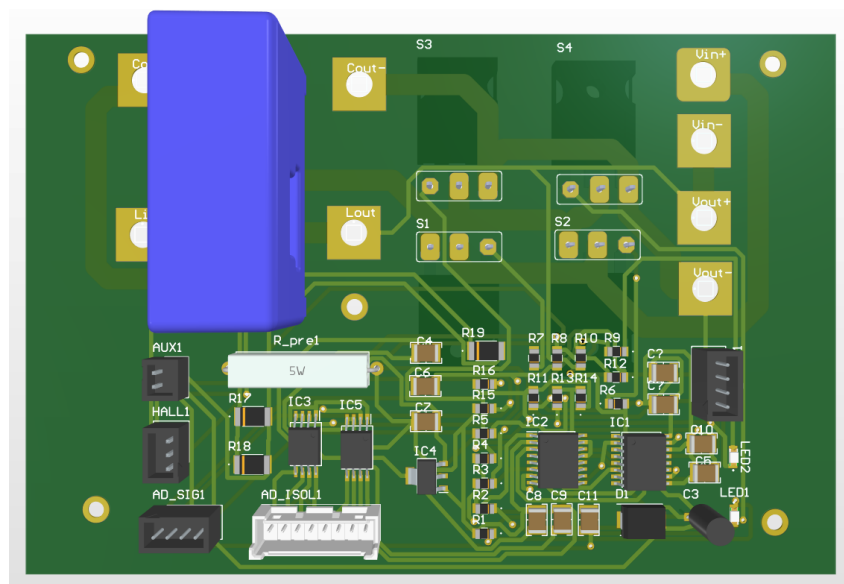
Fonte: O autor.

Figura A.4 – Circuito de conexões auxiliares ao projeto.



Fonte: O autor.

Figura A.5 – Lado superior da placa de circuito impresso projetada.



Fonte: O autor.