

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

JOAO BATISTA VIANA NETO

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM
CORRENTE PARA SISTEMA DE TRAÇÃO DE VEÍCULO ELÉTRICO**

JOINVILLE, SC

2017

JOAO BATISTA VIANA NETO

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM
CORRENTE PARA SISTEMA DE TRAÇÃO DE VEÍCULO ELÉTRICO**

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

Orientador: Joselito A. Heerdt

JOINVILLE, SC

2017

AGRADECIMENTOS

Queria agradecer primeiramente a meus pais, Adriângela Barreto A. Viana e João Tadeu Viana, por terem sempre me incentivado, e lutado para garantir que meu crescimento pessoal e profissional fosse possível. Devo a eles meu caráter e meu espírito lutador e de sempre procurar melhorar.

Agradeço a minha namorada Monica M. de Souza, pela paciência e por ter ficado ao meu lado todos os dias, me ajudado a manter a calma, e auxiliar a montar o protótipo durante essa jornada.

Ao professor Joselito A. Heerdt por seu empenho, confiança e auxílio para fazer com que fosse possível concretizar esse trabalho.

Aos doutorandos Menaouar B. El Kattel e Robson Mayer, o mestrando Angelo Lanzoni, ao pessoal do grupo Vellev, em especial o Eduardo Antunes, Eduardo Sante e Mateus Novaes, e ao pessoal do Npée pelo auxílio, muito importante, na construção do protótipo.

RESUMO

Este trabalho é um estudo e implementação de um conversor CC-CC para um sistema de tração, a partir de um barramento de Corrente Contínua e um banco de baterias, para aplicação em um kart elétrico. Apresenta-se primeiramente as principais formas de armazenamento de energia elétrica utilizadas em veículos elétricos. Depois, são analisadas as características, as vantagens e desvantagens de algumas topologias de conversores bidirecionais aplicados ao sistema de tração de veículos elétricos a partir de baterias. Por fim, são identificados e estudados os conversores CC-CC bidirecionais em corrente, em especial com filtro de quarta ordem, comparando-o com o conversor reversível em corrente convencional e o intercalado com três fases. As principais características desse conversor são: a utilização de dois indutores, reduzindo a ondulação de corrente na bateria, a redução do volume dos elementos magnéticos comparada com a versão convencional, e o comando simplificado. São apresentados: o dimensionamento e o projeto de um protótipo de 3kW, com tensões de entrada de 12V e 48V de saída, para aplicação em um *kart* elétrico. É apresentado nesse trabalho, as formas de onda da tensão e corrente para os componentes de potência para os modos elevadores e abaixadores, com o conversor operando em modo de condução contínua.

Palavras-chave: Armazenamento de energia, Bateria, Conversor cc-cc, *kart*, Veículos Elétricos, Super capacitores.

ABSTRACT

This work is a study and it is an implementation of a DC-DC converter to use in an electrical kart at its traction system. First, it is presented the major energy storage systems used at electrical vehicles. Subsequently, it is analyzed the characteristics, such as the benefits and disadvantages of some topologies applied at traction systems of electrical vehicles. Then, the buck-boost converters are identified and studied, specially the topology with the fourth order filter, where it is compared with the conventional form and the three phases interleaved variety. The main characteristics of the fourth order form are: the use of two inductors, which makes the current ripple decrease its magnitude, the reduction on its volume, when this topology is compared with the conventional form, and the simplified gate driver. Here is shown: the design of a prototype with 3 kW of power, with the input voltage of 12 V and the output of 48V, to be applied in one electric kart. Finally, it shown the characteristics of the voltages and currents for the power components in both boost and buck mode, to the continuous conduction mode.

Key-words: Energy storage, Batteries, DC-DC converters, Electric Vehicles, kart.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2. 1 – Representação básica de um Conversor CC-CC Unidirecional	18
Figura 2. 2 – Representação básica de um Conversor CC-CC bidirecional: (a) não isolado, e (b) isolado	19
Figura 2. 3 – (a) Buck-Boost, (b) Intercalado multifásico isolado, (c) Buck e Boost e (d) Intercalado Multifásico não isolado	20
Figura 2.4 – Conversor bidirecional reversível em corrente convencional	22
Figura 2.5 – Conversor Bidirecional Reversível em Corrente Intercalado	22
Figura 2. 6 – Conversor Bidirecional Meia Ponte Com filtro de Quarta Ordem	24
Figura 3.1 – Conversor reversível em corrente: (a) Etapa 1, intervalo com interruptor S1 fechada, e (b) Etapa 2, intervalo com interruptor S1 aberta.....	26
Figura 3.2 – Conversor reversível em corrente: Principais formas de onda para o modo abaixador de tensão	28
Figura 3. 3 – Conversor reversível em corrente: Circuito “escada” para cálculo do filtro passa baixas.....	31
Figura 3. 4 – Conversor reversível em corrente: Formas de onda das correntes nos indutores L1 e L2 do filtro LCLC no modo abaixador de tensão.....	33
Figura 3. 5 – Conversor reversível em corrente: Formas de onda corrente e tensão nos interruptores modo abaixador de tensão	34
Figura 3. 6 – Conversor reversível em corrente: (a) Etapa 1, intervalo com interruptor S2 fechado, e (b) Etapa 2, intervalo com interruptor S2 aberto.....	35
Figura 3.7 – Conversor reversível em corrente: Principais formas de onda para o conversor modo elevador	37
Figura 3. 8 – Conversor reversível em corrente: Formas de onda das correntes dos indutores L1 e L2 espelhadas do filtro LCLC no modo elevador	38
Figura 3. 9 – Conversor reversível em corrente: Principais formas de onda para o modo de comutação complementar	40
Figura 4.1 – Circuitos utilizados para simulação no modo abaixador.....	42
Figura 4.2 – Circuitos utilizados para simulação no modo elevador.....	43
Figura 4.3 – Corrente no indutor e na bateria do Conversor Convencional: (a) modo abaixador. (b) modo elevador.....	44
Figura 4.4 – Esforços de corrente através os interruptores do conversor convencional: (a) modo abaixador, (b) modo elevador.	44

Figura 4.5 – Corrente no indutor e na bateria do Conversor Intercalado: (a) modo abaixador, (b) modo elevador.....	45
Figura 4.6 – Esforços através os interruptores do conversor intercalado: (a) modo abaixador, (b) modo elevador.....	45
Figura 4.7 – Corrente no indutor e na bateria Conversor com Filtro LC-LC. (a) Modo Abaixador. (b) Modo Elevador.....	46
Figura 4.8 – Esforços através os interruptores no conversor com filtro LCLC. (a) Modo Abaixador. (b) Modo Elevador.	46
Figura 5.1 – Diagrama de bode do filtro Projetado.....	51
Figura 5.2 – Resultados filtro de quarta ordem: Superior: correntes através os indutores L1 e L2, e inferior: tensões sobre os capacitores C1 e C2.	52
Figura 5.3 – Diagrama de bode para novo filtro	53
Figura 6.1 – Foto do setup de ensaio do conversor no modo abaixador.....	73
Figura 6.2 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão de saída	75
Figura 6.3 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão de entrada	76
Figura 6.4 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão no indutor L1	77
Figura 6.5 – Tensões nominais: Imagem térmica indutor L1.....	77
Figura 6.6 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão no indutor L2	78
Figura 6.7 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: Tensão em S1, Canal 2: tensão em S2	79
Figura 6.8 – Tensões na nominal: Imagem térmica interruptor S1.....	79
Figura 6.9 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão na saída.....	80
Figura 6.10 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão na entrada.	81
Figura 6.11 – Corrente máxima modo abaixador: Imagem térmica interruptor S1	81
Figura 6.12 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Tensão interruptor S1, e Canal 2: Tensão interruptor S2.	82
Figura 6.13 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão no indutor L1	83

Figura 6.14 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão no indutor L2	83
Figura 6.15 – Foto do setup de ensaio do conversor no modo elevador.....	84
Figura 6.16 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão de entrada	85
Figura 6.17 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão de saída	86
Figura 6.18 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão indutor L1	87
Figura 6.19 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão indutor L2	87
Figura 6.20 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: tensão interruptor S1, e Canal 2: tensão interruptor S2.....	88
Figura C.1 – Esquemático da parte de potência do conversor construído	100
Figura C.2 – Layout da parte de potência do conversor construído. (a) top layer. (b) bottom layer.....	100
Figura C.3 – Foto superior da placa de potência.....	101
Figura C.4 – Foto lateral da placa de potência.....	101
Figura C.5 – Esquemático da parte de condicionamento de sinais do conversor construído.....	102
Figura C.6 – Layout da parte de condicionamento de sinais do conversor construído. (a) top layer (b) bottom layer	102
Figura C.7 – Foto circuito condicionador de sinais.....	103
Figura C.8 –Esquemático circuito de comando	103
Figura C.9 – Layout do circuito de comando do conversor construído. (a) top layer (b) bottom layer.....	104
Figura C.10 – Foto do circuito de comando.	104
Figura A.1 – Datasheet Material IP12E	105
Figura A.2 – Datasheet Núcleo NEE 55/28/21	106
Figura A.3 – Datasheet Núcleo 00K8020E026.....	107
Figura A.4 – Datasheet MCP1525/41.....	108
Figura A.5 – Datasheet MMIX1F520N075T2	109

LISTA DE QUADROS

Quadro 2-1 – Características das principais fontes/armazenadores de energia em VE	16
Quadro 2-2 - Comparação entre quantidade de fases no circuito intercalado	23
Quadro 3. 1 – Quadro filtro Butterworth para cálculo do filtro passa baixas.....	32
Quadro 4-1 – Parâmetros de Projeto dos Conversores	41
Quadro 4-2 – Componentes utilizados nos circuitos analisados	42
Quadro 4-3 – Volume dos elementos magnéticos projetados para cada topologia...	43
Quadro 4-4 – Esforços de corrente e tensão para o modo abaixador e modo elevador	47
Quadro 5-1 – Dados para projeto do conversor CC-CC bidirecional em corrente não isolado com filtro de quarta ordem.	48
Quadro 5.2 – Quadro de valores normalizados para filtro Chebyshev	50
Quadro 5-3 – Esforços de corrente dos indutores L1 e L2	57
Quadro 5-4 – Especificações do semicondutor adotado.	63
Quadro B-1 – Parâmetros para projeto dos indutores para as topologias intercalada, convencional, e filtro de quarta ordem	95

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	OBJETIVO	14
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
2.1	ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM VEICULOS ELETRICOS	16
2.2	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC UTILIZADAS EM VEICULOS ELETRICOS	18
2.2.1	Conversores estáticos isolados e não-isolados	18
2.2.2	Conversores estáticos mais utilizados em VEs	20
2.3	CONVERSOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE	21
3	ANÁLISE DOS CONVERSORES BIDIRECIONAIS EM CORRENTE	25
3.1	MODO ABAIXADOR DE TENSÃO	25
3.1.1	Definições para projeto do conversor modo abaixador	26
3.1.2	Projeto do ganho estático para modo abaixador	27
3.1.3	Projeto dos indutores para os conversores convencional e intercalado ..	28
3.1.4	Projeto dos esforços de corrente nos indutores para os conversores convencional e intercalado modo abaixador	29
3.1.5	Projeto do capacitor de filtro para os conversores convencional e intercalado modo abaixador	30
3.1.6	Projeto do filtro para o conversor de quarta ordem	31
3.1.7	Projeto dos esforços de corrente e tensão dos interruptores modo abaixador	33
3.2	MODO ELEVADOR DE TENSÃO	35
3.2.1	Cálculo do ganho estático para modo elevador	36
3.2.2	Projeto dos esforços de corrente nos indutores para os conversores convencional e intercalado modo elevador	36
3.2.3	Projeto do capacitor do barramento modo elevador	37
3.2.4	Projeto dos esforços de corrente e tensão dos interruptores modo elevador	39
3.3	MODO COMANDOS COMPLEMENTARES	39

4	ANÁLISE COMPARATIVA	41
5	PROJETO FÍSICO CONVERSOR REVERSIVEL EM CORRENTE COM FILTRO DE QUARTA ORDEM	48
5.1	DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DO CONVERSOR	48
5.2	PROJETO FILTRO DE QUARTA ORDEM	50
5.2.1	Projeto dos esforços nos indutores modo abaixador	53
5.2.2	Projeto dos esforços nos indutores modo elevador	54
5.2.3	Projeto da capacitância e dos esforços de corrente do capacitor de barramento	55
5.2.4	Projeto físico dos indutores.....	56
5.2.4.1	Projeto físico do indutor L2.....	57
5.2.4.2	Projeto físico do indutor L1.....	59
5.3	PROJETO DOS COMPONENTES ATIVOS.....	60
5.3.1	Projeto dos esforços dos interruptores no modo abaixador de tensão	60
5.3.2	Projeto dos interruptores no modo elevador de tensão	61
5.4	CÁLCULOS DE PERDAS NOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA.....	63
5.4.1	Perdas nos indutores	64
5.4.1.1	Perdas no cobre para os indutores L1 e L2	64
5.4.1.2	Perdas nos núcleos para os indutores L1 e L2	65
5.4.1.3	Cálculo da elevação de temperatura para os indutores L1 e L2	66
5.4.2	Perdas nos capacitores.....	67
5.4.3	Perdas nos interruptores	67
5.4.3.1	Perdas nos interruptores S1 e S2 para modo abaixador.....	68
5.4.3.2	Perdas nos interruptores S1 e S2 para modo elevador.....	68
5.4.4	Cálculo do rendimento teórico do conversor.....	69
5.4.4.1	Rendimento modo abaixador	69
5.4.4.2	Rendimento modo elevador	70
6	RESULTADOS	71
6.1	CIRCUITOS PARA OS EXPERIMENTOS.....	71
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA	73
6.2.1	Experimentos com o conversor atuando como abaixador de tensão	74
6.2.1.1	Resultados experimentais para tensões nominais no modo abaixador	74

6.2.1.2	Resultados experimentais para corrente máxima permitida fornecida pela fonte no modo abaixador	80
6.2.2	Experimentos com o conversor atuando como elevador de tensão.....	84
7	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES.....	89
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	91
	APÊNDICE A	93
	APÊNDICE B	95
	APÊNDICE C	100
	ANEXO A	105

1 INTRODUÇÃO

Atualmente a preocupação com as causas ambientais tem crescido muito em todos os segmentos da sociedade, junto a incerteza sobre as reservas de petróleo, assim, hoje, a eletricidade vem atuando fortemente como uma energia alternativa nos setores automotivos. Além disso, os veículos elétricos (VE) têm como vantagem, o baixo custo de manutenção diário quando comparado com os veículos à combustão interna (VCI) (BLANES et al., 2013).

Mesmo com a grande vantagem dos VEs em emissão zero de poluentes, em comparação aos VCI, sua utilização na sociedade continua sendo muito baixa. A principal razão é a baixa capacidade dos atuais sistemas de armazenamento de energia elétrica. Quando comparada com a energia específica (Wh/kg) da gasolina, cerca de 10.000 Wh/kg, a melhor bateria de Li-íon (Íon de Lítio) hoje utilizada, possui apenas 150 Wh/kg (DIXON, 2010). Logo, é necessária a utilização de muitas baterias em arranjos série e/ou paralelo, para que se obtenha uma quantidade de energia suficiente para que os VE tenham uma autonomia equivalente aos VCI.

Por outro lado, os sistemas de tração compostos pelos motores elétricos modernos possuem um rendimento muito maior (+90% para os VE contra menos de 50% para os VCI), compensando parcialmente o problema. Para aumentar ainda mais a autonomia dos VE, estão sendo desenvolvidos e pesquisados acionamentos, baterias e motores cada vez mais eficientes. Outra forma de compensar esta desvantagem é aproveitar a energia na frenagem do veículo, devolvendo-a as baterias ou a super-capacitores, uma vez que os motores elétricos são reversíveis, ou seja, podem se comportar como geradores elétricos. Este tipo de comportamento não é possível nos motores a combustão interna (CAMARA et al., 2010).

Pensando nesse aproveitamento de energia, serão apresentados alguns conversores CC-CC encontrados na literatura, em especial estudado os reversíveis em correntes não isolados. Por ser requerida uma adequação de tensão e, principalmente, a transferência de fluxo de potência, os conversores utilizados em VEs são conversores bidirecionais (KARSHENAS et al., 2011). Como em sua maioria os motores elétricos de tração dos VE são motores de indução (MI) ou motores CC ou CA a ímãs permanentes (BLDCM – *Brushless DC Motor* e PMSM – *Permanent Magnetic Sincronous Motor*), o objetivo é aplicar o conversor CC-CC

conectado ao barramento de corrente contínua do acionamento (*driver*) desses motores para utilizar em um *kart* elétrico que está sendo desenvolvido nesta universidade.

A utilização de conversores CC-CC em conexão cascata com os *drivers* é imprescindível, pois, quando há uma conexão direta entre bateria-*driver*-motor ocorrem dois efeitos indesejados. A queda na potência entregue pela bateria para o motor, que ocorre devido à queda de tensão sobre a impedância interna da bateria cujo valor aumenta consideravelmente em função do aumento do torque no motor, e que por consequência aumenta a corrente necessária para conservação do torque desejado, e a relação entre a tensão da bateria com o Estado de Carga ou SOC (*State of Charge*) da mesma. Com a queda do SOC, a tensão nos terminais da bateria tende a diminuir, fazendo com que o potencial disponível para o motor ou *driver* tenha variações. Isso torna difícil a manutenção de um torque constante entregue pelo motor.

Além disso, o uso de inversores gera vários harmônicos de corrente no barramento CC, devido a corrente ser pulsada. Esses harmônicos criam aquecimento na bateria gerando problemas, que podem levar a destruição da mesma. A quantidade de harmônicos que circula da bateria para o barramento vai depender principalmente da modulação utilizada, da frequência de chaveamento, e da capacitância no barramento CC. Contudo o uso de um conversor CC-CC entre o inversor de acionamento e a bateria faz com que os harmônicos gerados no inversor sejam filtrados, assim a ondulação de corrente da bateria baixa, mais suave e constante (BAI; MI, 2011).

Portanto, o estudo apresentado nesse trabalho fica justificado para além da utilização no *kart* elétrico, pois o mesmo abrange uma parte crescente de estudos em setores acadêmicos e industriais para o desenvolvimento de sistemas de tração veicular mais eficientes e que não produzam gases poluentes à atmosfera.

1.1 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é o estudo das topologias de tração veicular, em específico os conversores CC-CC bidirecionais em corrente, para aplicação no *kart*

elétrico que está sendo construído pelo grupo do projeto de ensino VELLEVE - Veículo Elétrico Leve.

Com base nas características do sistema de tração nesse veículo, e da demanda de potência do sistema será desenvolvido e projetado um conversor CC-CC com filtro de quarta ordem bidirecional em corrente abaixador e elevador de tensão com 3kW de potência que opera com uma tensão de 12 V do banco de baterias e 48V do barramento CC do inversor para operar no sistema de tração do *kart* elétrico.

Durante esse estudo será realizado um comparativo de volume, complexidade e níveis de corrente e tensão, dos seguintes conversores CC-CC bidirecionais em corrente: *Buck-Boost* convencional, multifásico e com filtro de quarta ordem. Desta comparação será escolhida a melhor opção para a aplicação desejada, segundo os critérios de menor volume, maior confiabilidade e menor complexidade.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo serão apresentados e classificados alguns conversores CC-CC bidirecionais encontrados em VEs comerciais e na literatura. Após uma análise das características principais (técnica e econômica), serão definidos critérios de seleção para a topologia a se utilizar no kart elétrico. A topologia escolhida do conversor eletrônico necessariamente deve ter baixo custo, além de ter um elevado rendimento, e baixa complexidade de execução e controle do conversor. Será apresentada revisão dos métodos de armazenamento de energia em baterias e/ou super-capacitores.

2.1 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM VEICULOS ELETRICOS

Os sistemas de armazenamento de energia mais utilizados atualmente para VEs são baterias eletroquímicas. As principais são: Ni-Mh (Níquel-hidreto Metálico), Chumbo ácido e Li-Ion (DIXON, 2010). A seguir no quadro 1 são apresentadas as principais fontes de energia utilizadas em veículos elétricos.

Quadro 2-1 – Características das principais fontes/armazenadores de energia em VE

Fonte de Energia	Wh/kg	W/kg	Ciclo de vida	Custo US\$/kWh
Chumbo-ácido	35	150	700	150
Ni-MH	70	220	1500	1500
Li-ion	130	350	1000	2000
UC	5	2000	500000	25000

Fonte: Adaptado de (ORTUZAR; DIXON; MORENO, 2003)

Os critérios de análise para escolha das baterias nessa pesquisa foram: Custo benefício, densidade de energia, capacidade de transmissão de energia e potência.

Baterias de Chumbo-Ácido: As baterias de chumbo-ácido, como elemento de armazenamento de energia, são mais baratas e simples de se utilizar. No entanto, seu ciclo de vida é menor que as baterias de Ni-Mh e Li-Ion, entre 400 a 800 ciclos,

e o tempo para sua carga é lento. O período de carga deve ser longo devido ao fato de que altas correntes tendem a diminuir a vida útil da bateria. Uma solução viável é utilizar baterias de descarga profunda, pois as mesmas têm um maior ciclo de vida e podem fornecer uma maior quantidade de energia que as baterias de Chumbo-Ácido convencionais.

Baterias de Ni-MH: Esse tipo de bateria tem uma melhor capacidade de armazenamento de energia que as baterias de Chumbo-Ácido. Em geral, tem um valor maior de carga específica e de vida útil (1000 ciclos de carga) que as baterias de Chumbo-Ácido. Entretanto, esse tipo de armazenador contém o mesmo problema de altos níveis de correntes na carga, pois pode gerar um acúmulo de hidrogênio no seu interior levando um aumento de pressão interna, podendo levar a explosão (MAGALHÃES, 2012).

Baterias de Li-Ion: As baterias de Li-Ion têm energia específica altíssima, uma alta capacidade de armazenamento e um longo ciclo de vida, geralmente maiores que 1000 ciclos de carga. Outra vantagem sobre os outros tipos de baterias é a alta densidade de energia e potência que faz com que seu volume seja menor, ocupando assim um menor espaço que os outros tipos de baterias. Essas vantagens fazem com que seja o tipo de bateria mais utilizado para VEs atualmente, principalmente pela marca Tesla. No entanto, essas baterias tem um custo altíssimo, e principalmente a necessidade de um controle robusto para evitar sobre aquecimento e explosões, evitando a redução de vida útil (MAGALHÃES, 2012).

Super-Capacitores: Os super-capacitores tem vida útil longa (centenas de milhares de ciclos) e capacidade para altas correntes, sua energia específica é baixa, mas sua densidade de potência é muito alta tornando-o menos volumoso, como visto no Quadro 2.1. Essas características fazem com que os UCs sejam interessantes para o uso na frenagem regenerativa, no entanto seu custo é ainda muito alto.

Pelas características analisadas de cada método de armazenamento, o uso de baterias de Li-Ion seria a melhor opção a ser adotada. Todavia, o alto custo para adquirir um banco com baterias desse tipo torna inviável a sua utilização nessa pesquisa. As baterias de Ni-MH, tem os mesmos problemas de custo. A utilização de super-capacitores é interessante, já que permite altas correntes e ter um período de carga muito menor do que as baterias, mas como as baterias de Li-Ion e Ni-MH o custo é muito alto. As baterias de Chumbo-Ácido têm energia específica

relativamente menor que aos outros tipos de baterias, mas maior que a do UC. E com o baixo custo esse tipo de bateria se torna interessante para a aplicação (BLANES et al., 2013).

2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC UTILIZADAS EM VEICULOS ELÉTRICOS

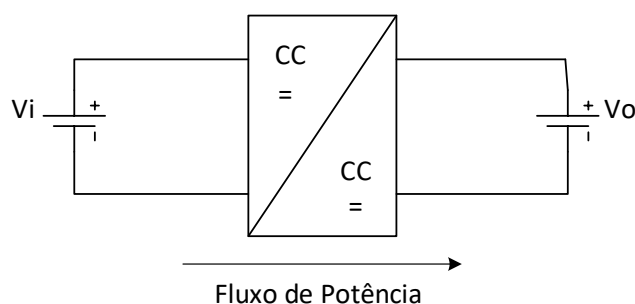
Nesse tópico será exposto uma introdução aos conversores estáticos onde se apresentará as duas principais classificações relacionadas à utilização em veículos elétricos. Serão apontados exemplos de conversores utilizados atualmente em veículos elétricos e a escolha de uma topologia para a aplicação no kart elétrico.

2.2.1 Conversores estáticos isolados e não-isolados

Em aplicações de Veículos Híbridos (HEV) e Veículos Elétricos (EV), os conversores estáticos CC-CC são aplicados, em geral, para adequação das tensões entre barramentos e para a transferência de energia entre os mesmos. Existe vários tipos de conversores estáticos encontrados na literatura e diferentes formas de classificá-los, no entanto, para esse estudo, serão classificados quando a direção do processamento de energia e a existência de isolamento.

É possível classificar os conversores estáticos de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) em conversores unidirecionais e bidirecionais. Os unidirecionais, como o nome sugere, o fluxo de energia segue apenas uma direção, fonte para carga, como é o caso do conversor *buck* e do conversor *boost*. O diagrama para esse tipo de comportamento pode ser visto na Figura 2.1.

Figura 2. 1 – Representação básica de um Conversor CC-CC Unidirecional

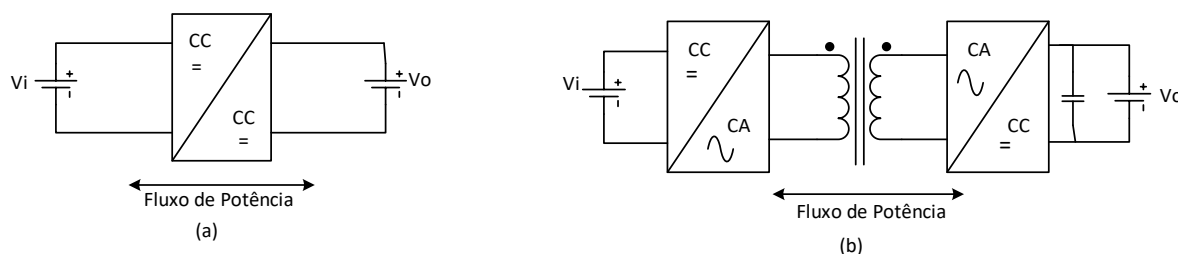


Fonte: Do autor.

Esse tipo de comportamento é o mais utilizado, sendo empregado nas mais variadas aplicações em veículos elétricos. Esse tipo de conversor está nos circuitos de baixa potência, como os carregadores de celular, normalmente utilizado o conversor *flyback*, e circuito de alimentação para o sistema de som do automóvel. O mesmo também é utilizado na tração de veículos industriais, como empilhadeiras, onde não há exigência de uma grande autonomia.

Na Figura 2.2 (a) está apresentado o diagrama para os conversores bidirecionais. O fluxo de potência para ambos os lados do conversor, conseqüentemente, o fluxo de potência dentro desses circuitos pode ser transferido livremente entre a fonte e a carga. Na indústria é possível encontrar esse tipo de conversores controlando motores elétricos e aproveitando a energia de frenagem do veículo devolvendo-a às baterias. Isso acontece uma vez que os motores elétricos são reversíveis, ou seja, podem se comportar como geradores elétricos.

Figura 2. 2 – Representação básica de um Conversor CC-CC bidirecional: (a) não isolado, e (b) isolado



Fonte: Do autor.

Os conversores de tipo isolado são os conversores que tem, tipicamente, um transformador de alta frequência para isolar eletricamente a entrada e a saída. Esse transformador serve, além de isolar os circuitos e servir como proteção, para adequar o ganho do conversor e impedir a circulação das correntes de modo comum. No entanto, os transformadores aumentam muito o volume e o peso do conversor, além de adicionar perdas relacionadas a correntes parasitas, e de aquecimento devido a histerese magnética. Na Figura 2.1 (b), é apresentado um diagrama de conversor CC-CC bidirecional isolado.

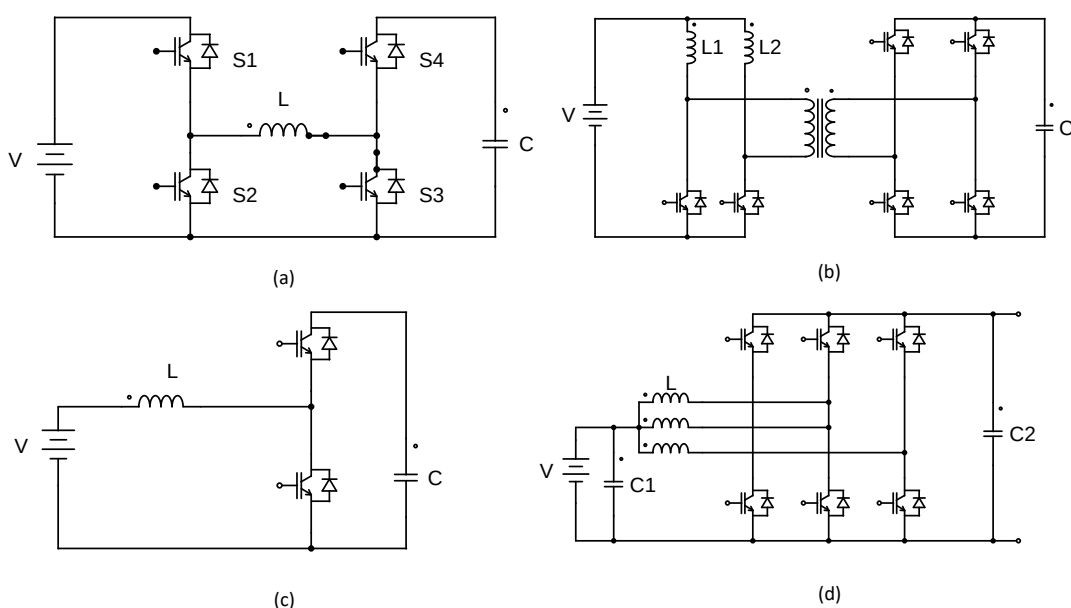
Os conversores não isolados não possuem o transformador em sua topologia. Esse tipo de topologia tem como vantagens o pequeno volume e peso, e tende a ter menores perdas se comparado com os conversores isolados. Todavia, não inclui proteção galvânica contra choques elétricos e tem um alcance de ganhos menor. A Figura 2.1 (a) mostra o diagrama de um conversor CC-CC bidirecional não isolado.

Assim, em sistemas de tração de VEs, onde um conversor é usado para fazer troca de energia entre as baterias principais, com valores de tensão entre 200 V e 300 V, e o barramento do inversor de *driver* com 500 V, a escolha da topologia a ser utilizada deve ser feita em busca de alta eficiência, baixo volume e peso e alta confiabilidade (KARSHENAS et al., 2011).

2.2.2 Conversores estáticos mais utilizados em VEs

Nesse tópico será investigado entre topologias encontradas na literatura, qual melhor se adequa ao kart elétrico. A Figura 2.3 apresenta alguns exemplos de conversores CC-CC isolados e não isolados encontrados na literatura com potencial para ser aplicado.

Figura 2. 3 – (a) Buck-Boost, (b) Intercalado multifásico isolado, (c) Buck e Boost e (d) Intercalado Multifásico não isolado



Fonte: Adaptado de (MAYER, R.; PERES; OLIVEIRA, 2015).

Como pode ser visto em MAYER, R. et al. (2015), o conversor bidirecional em corrente, Figura 2.3 (c), é um dos conversores estáticos mais utilizados nos sistemas de tração de VEs, uma vez que seu arranjo é simples e que contém poucos componentes ativos de potência, aumentando sua confiabilidade. O conversor apresentado na Figura 2.3 (a) é uma variação do bidirecional em corrente.

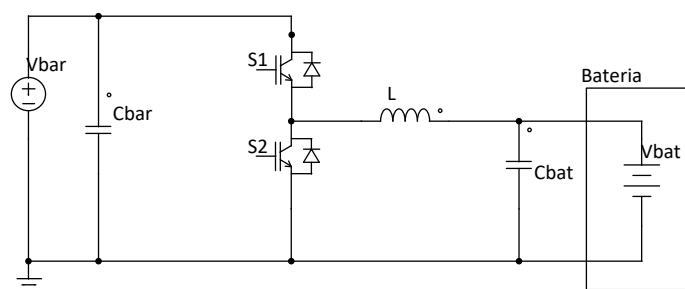
Os conversores intercalados multifásicos (ou *interleaved*) bidirecionais em corrente, como o apresentado na Figura 2.3 (d), também são utilizados amplamente no sistema de tração por chegar a ter um rendimento global muito alto para sistemas de alta potência. Já o conversor apresentado na Figura 2.3 (c) apresenta a mesma ideia que o multifásico bidirecional, mas com um transformador para isolamento e para ganho de tensão elevado.

A escolha entre os conversores usados em VEs é feita priorizando os conversores com pouco volume e que apresentam um alto rendimento, assim a topologia escolhida não pode conter um transformador, assim as topologias da Figura 2.3 (a), Figura 2.3 (c) e Figura 2.3 (d) são as possíveis candidatas. E entre essas topologias de conversores bidirecionais, os bidirecionais em corrente da Figura 2.3 (c) são mais atraentes para o *kart*. Isso é devido ao fato de a bateria não poder ser carregada com uma tensão com polaridade invertida, assim, como nos bidirecionais em corrente a tensão sempre mantém a mesma polaridade garantindo de que a tensão sobre a bateria sempre terá a polaridade correta.

2.3 CONVERSOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Na Figura 2.4 está apresentado o conversor reversível em corrente convencional. Essa topologia é composta por dois semicondutores ativos que podem ter comandos separados e complementares, um filtro LC de saída e um filtro capacitivo de entrada para atenuar os efeitos da corrente de entrada pulsante. Como comentado anteriormente, suas principais características são a simplicidade, o fluxo de potência em duas direções e alta eficiência. Devido esse conversor ser a fusão dos conversores *buck* (abaixador) e *boost* (elevador), ele tem as características de formas de onda, ganho estático e pode ser projetado do mesmo modo utilizado para esses conversores, tornando sua execução simples e prática.

Figura 2.4 – Conversor bidirecional reversível em corrente convencional

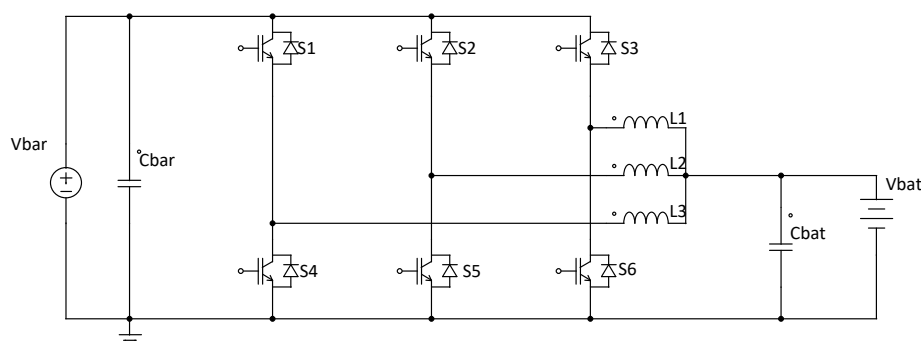


Fonte: Retirado de (BARBI, IVO; MARTINS, 2011).

No entanto, a ondulação de tensão de saída, sobre a bateria, desse conversor contém uma dependência do resistor serie equivalente do capacitor. No uso de um filtro LC, a resistência interna do capacitor influencia muito na ondulação de tensão. Isso ocorre devido a corrente media que flui no capacitor durante um período de chaveamento ser zero, assim toda ondulação de corrente que flui sobre o indutor percorrer sobre o capacitor e, por conseguinte, sobre sua resistência interna. Isso irá gerar uma tensão senoidal sobre a mesma, que quando somada com a tensão continua interna do capacitor, gera uma ondulação nos terminais, e consequentemente na saída do conversor (BAI; MI, 2011).

Existe algumas formas de atenuar esse efeito. A primeira, e muito utilizada comercialmente em fontes chaveadas, é escolher capacitores com baixa impedância interna, ou associar capacitores em paralelo para que a impedância equivalente seja reduzida. Dessa forma a resistência interna não influenciará na ondulação de tensão, logo, a tendência é de a tensão ser continua e constante.

Figura 2.5 – Conversor Bidirecional Reversível em Corrente Intercalado



Fonte: Retirado de (MAYER, R. et al., 2015).

A Figura 2.5, apresenta a topologia de conversor mais comum que pode ser encontrada em VEs comerciais segundo MAYER, ROBSON (2014), onde existe uma intercalação entre várias fases. Esse tipo de estratégia traz a vantagem de se ter uma redução considerável nos filtros de saída, e melhora na resposta dinâmica (GARCIA et al., 2006).

Apresentado por GARCIA et al. (2006), o quadro 2.2 exhibe uma comparação com conversores de várias fases para a mesma aplicação. Pode ser visto que com o aumento de fases, o nível de corrente sobre os interruptores e o volume dos indutores diminuem, e capacitância de saída são afetados pelo número de fases.

Pela análise do Quadro, em termos de volume e eficiência, uma grande quantidade de fases é vantajosa. Pois, tem-se indutores menores, que fazem o volume total dos elementos magnéticos do conversor ser menor. O custo com os interruptores tende a ser menor, já que a corrente que fluirá por eles será menor, o que faz das perdas nesses interruptores serem menores. No entanto, quanto mais interruptores maior é a complexidade de execução para comandar os interruptores e menor a confiabilidade.

Quadro 2-2 - Comparação entre quantidade de fases no circuito intercalado

No. de fases	Potência de Saída (W)	Frequência de comutação (kHz)	Quantidade de Interruptores em paralelo por fase	Volume do indutor de saída (cm ³)	Capacitância de saída (μF)	Corrente media por fase (A)	Eficiência a plena carga (%)
3	1000	150	2	108.3	75	23.8	88
5	1000	82	2	56.7	47	14.2	93
36	1000	100	1	36.2	12	2	93

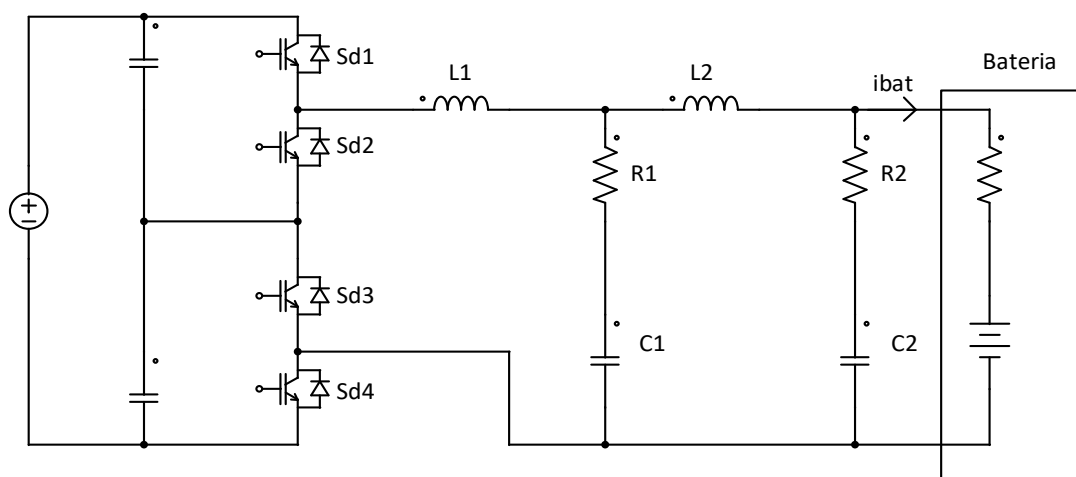
Fonte: Adaptado de GARCIA et al. (2006)

Outro método encontrado na literatura é aumentar o filtro de saída. Proposto por MOON; JOU; LEE (2014), está apresentado na figura 2.6 um conversor com filtro de quarta ordem. O conversor usa um filtro de quarta ordem com dois indutores e dois capacitores chamado de LCLC, onde L é para indutor e C para capacitor. Ao adicionar mais um filtro LC ao filtro inicial, tem-se um filtro de ordem elevada, o que pode reduzir o volume e peso do filtro utilizado. Adicionando o segundo indutor tem-

se uma redução na ondulação de corrente, e o segundo capacitor tem função de facilitar o controle da tensão de saída, mesmo sem carga.

No entanto, devido a essa topologia ter uma planta de quarta ordem, o controle da corrente de carga e descarga da bateria é de maior complexidade do que os controles utilizados tradicionalmente em conversores estáticos.

Figura 2. 6 – Conversor Bidirecional Meia Ponte Com filtro de Quarta Ordem



Fonte: Retirado de (MOON et al., 2014)

3 ANÁLISE DOS CONVERSORES BIDIRECIONAIS EM CORRENTE

Nesse capítulo será apresentado o conversor bidirecional em corrente. Será comparada as topologias convencional, intercalada e com filtro de quarta ordem, apresentando formas de onda características para as etapas de funcionamento abaixadora e elevadora. A análise será feita com os conversores operando no modo de condução contínuo, ou seja, quando as correntes nos indutores em regime permanente não chegam a anular e considerando o conversor intercalado como caso genérico.

Esse conversor tem três modos de operações: modo abaixador, modo elevador e modo de comutação complementar (BARBI, IVO; 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.

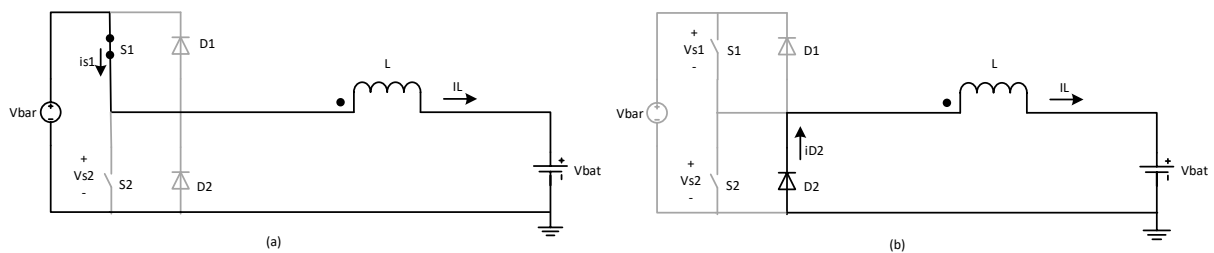
No modo abaixador, durante todo período de comutação o interruptor inferior fica em aberto, enquanto o interruptor superior comuta. Nessa situação, temos o conversor funcionando igual a um conversor *Buck*, e o fluxo de potência parte do barramento CC em direção a bateria. Já no modo elevador de tensão, o interruptor superior fica o período de chaveamento em aberto, enquanto o interruptor inferior comuta. Nessa situação, temos o conversor funcionando igual a um conversor *Boost*, e o fluxo de potência segue da bateria para o barramento CC. No modo de comutação complementar, os dois interruptores estão comutando, sendo o fluxo de potência controlado pela razão cíclica. Tomando-se a razão cíclica do interruptor superior como base, caso a razão cíclica D esteja entre $0 \leq D < 0.5$, o conversor funciona no modo *Boost*, caso contrário, o conversor funcionará no modo *Buck*.

3.1 MODO ABAIXADOR DE TENSÃO

A operação no modo abaixador esta apresentada na Figura 3.1. Na primeira etapa o interruptor S_1 fecha, então a fonte de tensão do barramento entrega corrente ao indutor L e à bateria. D_1 tem tensão igual a zero, enquanto o diodo D_2 está polarizado inversamente, fazendo-o ficar bloqueado. A tensão sobre o interruptor S_2 é igual a tensão entregue pelo barramento CC, no entanto, a tensão no indutor nesse momento é igual a tensão de entrada menos a tensão de saída.

Na segunda etapa, o interruptor S1 abre e o barramento CC deixa de fornecer energia para o indutor e carga. Entretanto, devido a corrente do indutor não variar bruscamente, o diodo D2 entra em condução para permitir que essa corrente tenha um caminho a percorrer. Assim, a tensão no indutor neste momento é negativa e tem valor igual à da tensão da bateria, enquanto que a tensão sobre a interruptor S1 e o diodo D1 são iguais a tensão no barramento CC.

Figura 3.1 – Conversor reversível em corrente: (a) Etapa 1, intervalo com interruptor S1 fechada, e (b) Etapa 2, intervalo com interruptor S1 aberta



Fonte: Adaptado de (BARBI, IVO; MARTINS, 2011).

3.1.1 Definições para projeto do conversor modo abaixador

Essa análise pode ser considerada para o conversor intercalado e o conversor com um filtro de maior ordem, tomando os devidos cuidados. O conversor intercalado tem uma ondulação de corrente menor, pois, cada braço do conversor irá conduzir uma parte da corrente total por uma fração do período de chaveamento defasada por φ_f graus. A equação abaixo tem que N_f é o número de fases, e φ_f o valor da defasagem entre os braços, e T_s é o período de comutação, equivalente a 360°

$$\varphi_f = \frac{360^\circ}{N_f} = \frac{T_s}{N_f} . \quad (3.1)$$

A corrente de saída é a soma das correntes em cada interruptor,

$$i_{bat} = \sum_k i_k . \quad (3.2)$$

Já o conversor com filtro de quarta ordem tem ondulações sobre os indutores e capacitores que dependem da frequência de corte e das frequências que ocorrem as ressonâncias. No entanto, para os indutores a corrente média é igual para

ambos, e para os capacitores são as tensões medias que tem o mesmo valor, porém com níveis de ondulação. Assim, as equações 3.3 e 3.4 representam as correntes e tensões medias:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{bat} \quad (3.3)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{bat} \quad (3.4)$$

Assim, se considerar que os indutores em cada fase, tem o mesmo valor de indutância, tem-se então que a corrente media na saída é N_f vez maior que as correntes nos indutores.

$$I_{bat} = N_f \cdot I_L \quad (3.5)$$

Logo,

$$I_L = \frac{I_{Bat}}{N_f} = \frac{P_{bat}}{\eta \cdot V_{bat} \cdot N_f} \quad (3.6)$$

Onde η é o rendimento do conversor, sendo definido por:

$$\eta = \frac{P_{bat}}{P_{bat} + \sum \text{perdas}} \cdot 100\% = \frac{P_{bat}}{P_{bar}} \cdot 100\% \quad (3.7)$$

A equação 3.6 é válida para o conversor com filtro de quarta ordem, devido à equação 3.3. Assim, o valor das indutâncias desejadas para se manter o conversor em modo de condução continua (*Continuous Conduction Mode* - CCM) é encontrado a partir das ondulações de corrente nos indutores. A Figura 3.2 apresenta as principais formas de onda para esse cálculo.

3.1.2 Projeto do ganho estático para modo abaixador

Como a tensão media no indutor é igual a zero em regime permanente, temos a seguinte equação 3.8.

$$V_{Lmedio} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) \cdot dt = 0 \quad (3.8)$$

Assim, tem-se que:

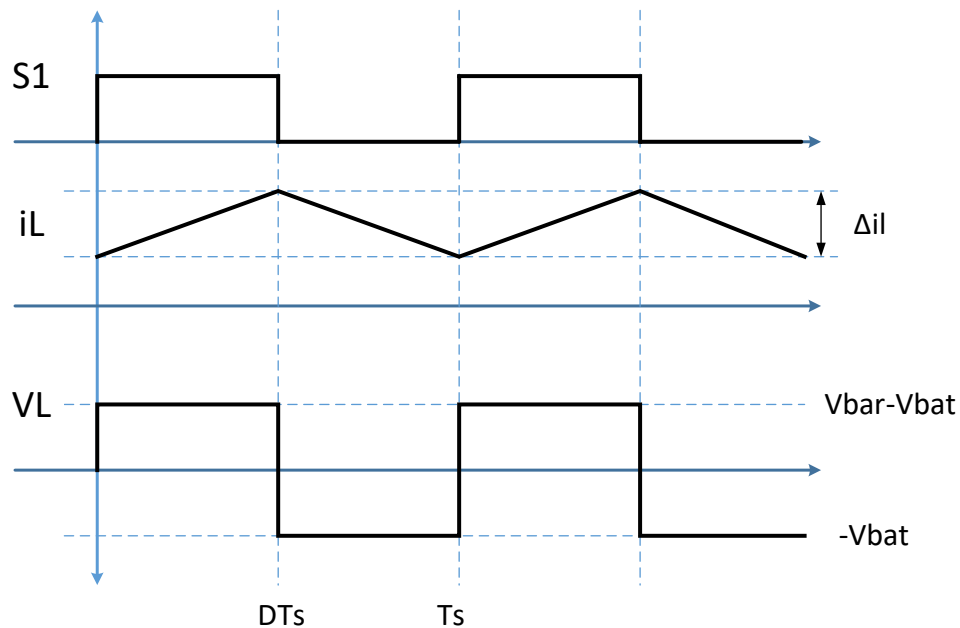
$$(V_{bar} - V_{bat}) \cdot D \cdot T_s - (V_{bat}) \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0 \quad (3.10)$$

Isolando D , teremos então o valor do ganho estático apresentado pela equação 3.11.

$$D = \frac{V_{bat}}{V_{bar}} \quad (3.11)$$

A equação 3.11 é válida para as três topologias durante a condução contínua.

Figura 3.2 – Conversor reversível em corrente: Principais formas de onda para o modo abaixador de tensão



Fonte: Adaptado de BARBI, IVO; MARTINS (2011)

3.1.3 Projeto dos indutores para os conversores convencional e intercalado

A partir da equação 3.12 será projetado os valores para a indutância e capacitância do filtro passa baixas e os valores das correntes mínimas e máximas e eficazes para os conversores intercalado e convencional. Considerando que a tensão sobre do indutor é dada pela equação 3.12:

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (3.12)$$

Assim seu módulo será igual a:

$$|V_L| = L \cdot \frac{\Delta i_L}{DT_s} \quad (3.13)$$

Então, considerando a equação 3.12 e 3.13, tem-se:

$$(V_{bar} - V_{bat}) = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T_s} \quad (3.14)$$

$$V_{bat}(1 - D) = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T_s} \quad (3.15)$$

Logo, o valor da indutância é dado pela equação 3.16.

$$L = \frac{V_{bar} \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta i_L \cdot f_s} = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D)}{\Delta i_L \cdot f_s} \quad (3.16)$$

Para o conversor intercalado, teremos que a frequência da ondulação de tensão de saída será N_f vezes a da frequência de comutação. Assim, a equação 3.17 apresenta o valor da indutância para esse caso.

$$L_k = \frac{V_{bar} \cdot D \cdot (1 - D)}{N_f \cdot f_s \cdot \Delta i_{bat}} = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D)}{N_f \cdot f_s \cdot \Delta i_{bat}} \quad (3.17)$$

Onde $k = 0, 1, \dots, N_f$.

3.1.4 Projeto dos esforços de corrente nos indutores para os conversores convencional e intercalado modo abaixador

Os valores máximos e mínimos para a corrente são dados, então, pelas equações 3.18 e 3.19:

$$I_{max} = \frac{I_{bat}}{N_f} + \frac{N_f \cdot \Delta i_{bat}}{2} \quad (3.18)$$

$$I_{min} = \frac{I_{bat}}{N_f} - \frac{N_f \cdot \Delta i_{bat}}{2} \quad (3.19)$$

A partir da forma de onda da corrente no indutor, tem-se as seguintes equações 3.20 e 3.21:

$$i_L^1 = I_{min} + \frac{\Delta I_L}{D \cdot T_s} \cdot t \quad (3.20)$$

$$i_L^2 = I_{max} - \frac{\Delta I_L}{(1 - D) \cdot T_s} (t - D \cdot T_s) \quad (3.21)$$

Com essas equações, pode-se então, encontrar o valor da corrente eficaz no indutor que é apresentada pela equação 3.22:

$$I_{efec} = \sqrt{\frac{12 \cdot I_{bat}^2 + N_f^2 \cdot \Delta I_L^2}{12 \cdot N_f^2}} = \frac{I_{bat}}{N_f} \sqrt{1 + \frac{(N_f \cdot \Delta I_L)^2}{12 \cdot I_{bat}^2}} \quad (3.22)$$

3.1.5 Projeto do capacitor de filtro para os conversores convencional e intercalado modo abaixador

Considerando que a corrente no capacitor é a componente alternada da corrente do indutor sua tensão, será então, um valor médio com uma ondulação aproximadamente senoidal. Logo, cálculo do filtro capacitivo é feito usando essa ondulação de tensão que terá uma frequência N_f vezes maior que a frequência de comutação. A equação 3.23 apresenta o valor da capacitância.

$$C_{bat} = \frac{V_{bat} \cdot (1-D)}{8 \cdot L_k \cdot \Delta V_{bat} \cdot (N_f \cdot f_s)^2} \quad (3.23)$$

No entanto, para se escolher o capacitor correto tem que se levar em conta o valor da corrente eficaz e da resistência interna do mesmo, como apresentado anteriormente. Salienta-se que a ondulação na corrente do capacitor é formada pela superposição das correntes presentes em cada indutor no conversor. Assim a corrente eficaz no capacitor será dada pela equação 3.24:

$$I_{Cefec} = \frac{\Delta I_{bat}}{2\sqrt{3}} \quad (3.24)$$

Com o valor da indutância e capacitância pode-se determinar a frequência de corte para o pior caso, que ocorre quando $N_f - 1$ diodos de roda livre entram em condução em paralelo com o capacitor da bateria. A frequência de corte é dada pela equação 3.25.

$$f_{oNf} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{1}{N_f - 1} \cdot C_{bat} \cdot \sum_k \frac{1}{L_k}}} \quad (3.25)$$

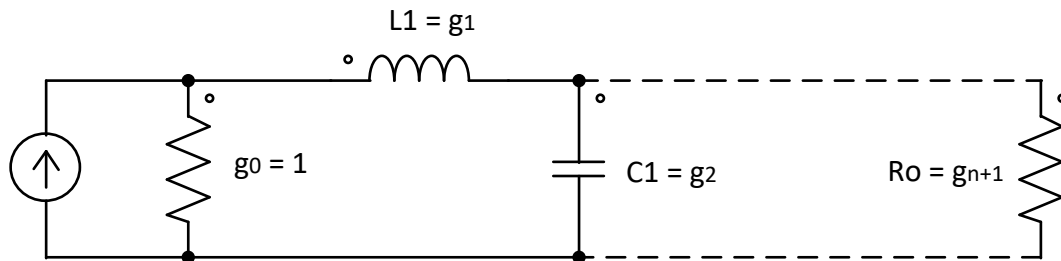
A frequência de corte tem que se ser menor que a frequência de comutação para que se tenha atenuação na saída. Um valor muito utilizado é o valor do teorema de Nyquist. A equação 3.26 apresenta esse valor.

$$f_{oNf} < \frac{f_s}{2} \quad (3.26)$$

3.1.6 Projeto do filtro para o conversor de quarta ordem

Para o conversor com filtro de quarta ordem, o cálculo do filtro é feito a partir de um ábaco. A Figura 3.3 apresenta o circuito “escada” apresentado por MATTHAEI, G. L.; YOUNG; JONES (1980) utilizado no ábaco para o cálculo do filtro passa baixas utilizado dependendo da ordem especificada. Onde g_n é a impedância normalizada pela frequência de corte e pela resistência de saída.

Figura 3. 3 – Conversor reversível em corrente: Circuito “escada” para cálculo do filtro passa baixas



Fonte: Adaptado de MATTHAEI, G.L. (1964).

Assim para se projetar um filtro com uma resposta particular, *Butterworth* ou *Bessel* ou *Chebyshev*, deve-se utilizar tabelas com valores normalizados para cada impedância relacionada a "escada" apresentada na Figura 3.3. O quadro 3.1 apresenta um exemplo de tabela. Esse tipo de quadro e escada, geralmente, assumem que existe uma impedância R_s igual a 1Ω (menos para os filtros *Chebyshev* que contém valores diferentes), e com frequência de corte há $1 \frac{rad}{seg}$, que são valores particularmente fáceis de racionalizar.

Após a seleção do tipo de resposta e escolhido a ordem do filtro deve-se transformar para o filtro desejado o filtro gerado pelo ábaco. Para os filtros passa baixas são utilizadas as equações 3.27 e 3.28:

$$L'_n = \frac{R_s \cdot g_n}{\omega_c} \quad (3.27)$$

$$C'_n = \frac{C_n}{\omega_c \cdot R_s} \quad (3.28)$$

Quadro 3. 1 – Quadro filtro *Butterworth* para cálculo do filtro passa baixas

Element Values for Butterworth (Maximally Flat) Low-Pass Filter Prototypes
($g_0=1, w_c=1, N=1$ to 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

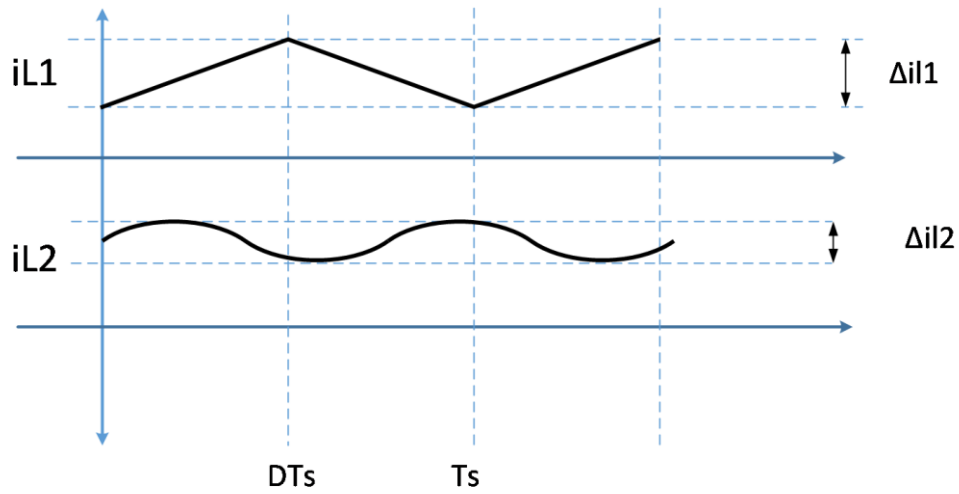
Fonte: Retirado de MATTHAEI, G.L. (1964).

Logo, tem-se valores utilizados como base para o filtro que podem ser refinados utilizando-se de iterações numéricas para se obter o resultado desejado de ondulações de corrente e tensão na carga. A ondulação gerada sobre os indutores tem interdependência, uma vez que, a ondulação de corrente sobre o indutor L1 não é totalmente filtrada pelo capacitor C1. O que faz com que a ondulação de corrente no indutor L2 seja de aspecto senoidal. Assim, a Figura 3.4 apresenta as formas de onda aproximadas das correntes que fluem nos indutores do filtro de quarta ordem LCLC.

As equações 3.18 e 3.19 podem ser aplicadas para o cálculo dos valores máximos e mínimos de corrente no primeiro indutor do filtro LCLC. As mesmas podem ser utilizadas para o segundo indutor, se a ondulação for bem baixa, assim aproximando-se para uma forma de onda triangular.

A equação para o cálculo do valor eficaz de corrente através o primeiro indutor é a Equação 3.22. E considerando a aproximação anterior, onde a ondulação é muito baixa, o valor eficaz da corrente através o indutor L2 é igual ao valor médio da corrente que flui sobre o mesmo.

Figura 3. 4 – Conversor reversível em corrente: Formas de onda das correntes nos indutores L1 e L2 do filtro LCLC no modo abaixador de tensão



Fonte: Do autor.

3.1.7 Projeto dos esforços de corrente e tensão dos interruptores modo abaixador

A Figura 3.5 apresenta as formas de onda para o interruptor e o diodo nesse modo de operação. A partir das formas de ondas apresentadas é possível encontrar os valores para as correntes médias e eficazes nos interruptores. A corrente através o interruptor S1 é dada pela equação 3.29:

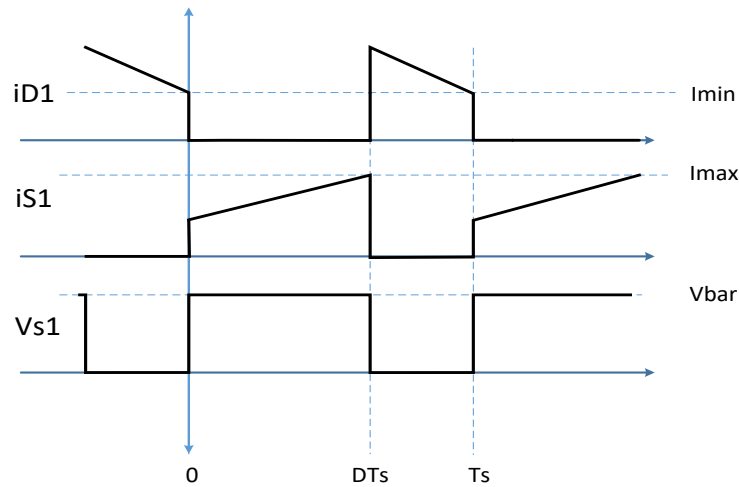
$$i_s = I_{\min} + \frac{\Delta I_L}{D \cdot T_s} t. \quad (3.29)$$

A partir da equação 3.29, podem-se encontrar os valores médios e eficazes de corrente sobre o interruptor apresentados nas equações 3.30 e 3.31. Para o caso intercalado, considera-se que a corrente que passa pelos interruptores em condução é a mesma, pois a soma dessas correntes é a corrente de saída quando as fases estão em equilíbrio.

$$I_{Smed} = \frac{2I_{\min} + \Delta I_L}{2} \cdot D \quad (3.30)$$

$$I_{Sefec} = \sqrt{\frac{3 \cdot I_{\min}^2 + 3 \cdot I_{\min} \cdot \Delta I_L + \Delta I_L^2}{3}} \cdot D \quad (3.31)$$

Figura 3. 5 – Conversor reversível em corrente: Formas de onda corrente e tensão nos interruptores modo abaixador de tensão



Fonte: Adaptado de BARBI, IVO; MARTINS (2011).

A corrente no diodo pode ser representada pela equação 3.32:

$$i_D = I_{max} - \frac{\Delta I_L}{(1-D) \cdot T_s} (t - D \cdot T_s) \quad (3.32)$$

A partir dessa equação, podem-se encontrar os valores médios e eficazes sobre o diodo. Considerando que as correntes estão em equilíbrio tem-se assim os valores médios e eficazes para a corrente nos diodos, dados pelas equações 3.33 e 3.34.

$$I_{Dmed} = \frac{2I_{max} - \Delta I_L}{2} \cdot (1-D) \quad (3.33)$$

$$I_{Defec} = \sqrt{\frac{3I_{max}^2 - 3I_{max}\Delta I_L + \Delta I_L^2}{3} \cdot (1-D)} \quad (3.34)$$

As tensões de bloqueio sobre o interruptor e sobre a diodo para esse modo são iguais e tem seus valores iguais a tensão de entrada V_{bar} . Logo, a equação 3.35 apresenta o valor da tensão de bloqueio.

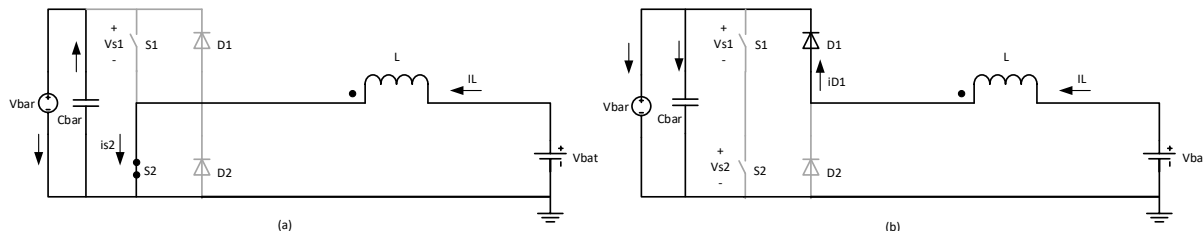
$$V_s = V_d = V_{bar} \quad (3.35)$$

3.2 MODO ELEVADOR DE TENSÃO

Estão apresentadas na Figura 3.7 as duas etapas de operação do modo elevador de tensão. Quando o interruptor S2 está fechado, a energia da bateria fica sendo armazenada no indutor L. Durante essa etapa os diodos D1 e D2 ficam bloqueados. A tensão de bloqueio do interruptor S1 é a mesma que a do D1, e é igual a tensão no barramento CC, já o diodo D2 tem tensão igual a zero. Sobre o indutor tem-se a tensão da bateria.

Na segunda etapa, o interruptor S2 abre, e com isso a energia armazenada no indutor é entregue ao barramento em conjunto da energia da bateria através do diodo D1. A tensão no indutor nesse momento é a tensão da bateria menos o a tensão no barramento CC, enquanto que a tensão sobre o interruptor S1 é igual a zero, e a tensão do interruptor S2 e do diodo D2 são iguais a tensão do barramento.

Figura 3. 6 – Conversor reversível em corrente: (a) Etapa 1, intervalo com interruptor S2 fechado, e (b) Etapa 2, intervalo com interruptor S2 aberto



Fonte: Adaptado de (BARBI, IVO; MARTINS, 2011).

A análise feita anteriormente para o conversor em modo abaixador pode ser estendida para o modo elevador de tensão, uma vez que, as características do conversor, como potência de saída, frequência de chaveamento, ondulações de correntes nos indutores, são as mesmas. Assim, apenas os sentidos das correntes mudam, mas as equações para as correntes nos indutores não mudam. A Figura 3.8 fornece as principais formas de onda para esse modo. A forma de onda da corrente no indutor está sendo considerada invertida, assim, ela flui no sentido da bateria para o barramento e a corrente através o mesmo é negativa, o oposto do que está apresentado na Figura 3.8.

3.2.1 Cálculo do ganho estático para modo elevador

O ganho estático do conversor para esse modo é encontrado da mesma forma que para o conversor em modo abaixador, pela tensão média do indutor. A partir da equação 3.36, tem-se:

$$(-V_{bat}) \cdot D + (V_{bar} - V_{bat}) \cdot (1 - D) = 0 \quad (3.36)$$

Logo, o ganho estático é dado pela equação 3.37

$$\frac{V_{bar}}{V_{bat}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.37)$$

3.2.2 Projeto dos esforços de corrente nos indutores para os conversores convencional e intercalado modo elevador

Para o conversor multifásico a corrente na bateria é a soma das correntes medias dos indutores, assim, a corrente média nos indutores para o conversor nesse modo, dada pela equação 3.38, é a mesma encontrada na equação 3.4:

$$I_{Lmed} = \frac{P_{bar}}{N_f \cdot \eta \cdot V_{bat}} = \frac{I_{bat}}{N_f} \quad (3.38)$$

Para o conversor com filtro de quarta ordem a Equação 3.38 também é válida, uma vez que os valores médios das correntes nos indutores do filtro são iguais, como acontece no modo abaixador.

A corrente eficaz nos indutores é determinada pela equação 3.39:

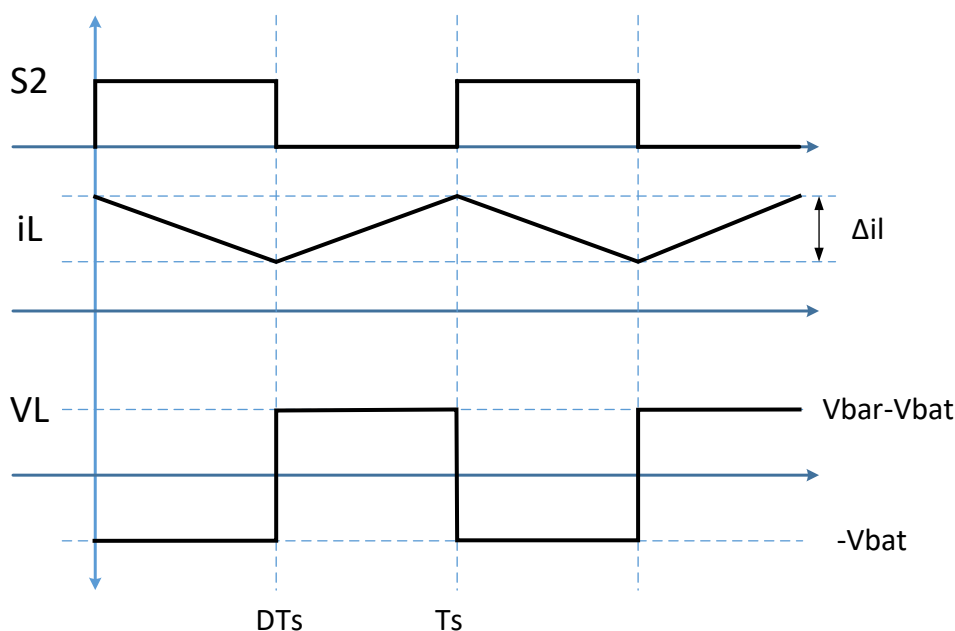
$$I_{Lefe} = \frac{I_{bat}}{N_f} \sqrt{1 + \frac{(N_f \cdot \Delta I_{bat})^2}{12 \cdot I_{bat}^2}} \quad (3.39)$$

A corrente máxima I_{Lmax} e mínima I_{Lmin} do indutor quando o conversor atua em modo elevador de tensão é definida em função de sua ondulação e de sua corrente media dadas pelas equações 3.40 e 3.41:

$$I_{Lmax} = I_{Lmed} + \frac{N_f \cdot \Delta I_{bat}}{2} \quad (3.40)$$

$$I_{Lmin} = I_{Lmin} - \frac{N_f \cdot \Delta I_{bat}}{2} \quad (3.41)$$

Figura 3.7 – Conversor reversível em corrente: Principais formas de onda para o conversor modo elevador



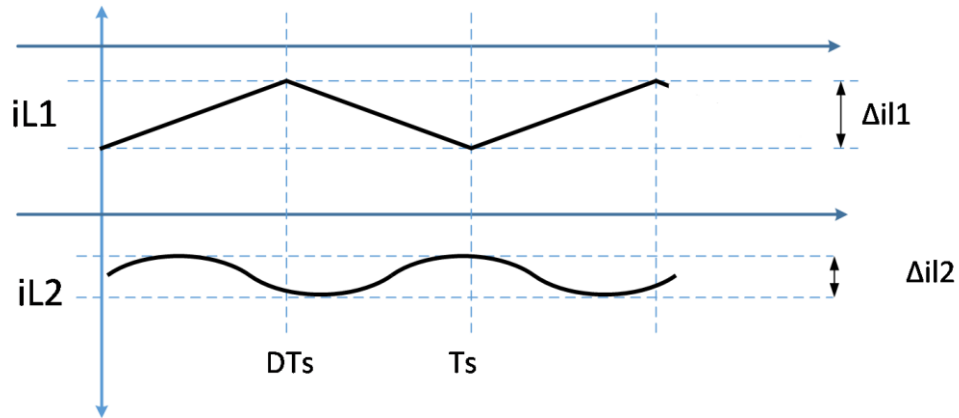
Fonte: Adaptado de (BARBI, IVO; MARTINS, 2011).

Para o conversor com filtro de quarta ordem, igual ao que acontece no modo abaixador, o valor eficaz da corrente através o primeiro indutor é calculado igual aos indutores das outras topologias. Já o segundo indutor tem o valor eficaz de sua corrente aproximadamente igual ao valor médio da corrente que flui através do mesmo. As formas de onda de corrente nos indutores desse filtro estão apresentadas na Figura 3.9. Pode-se perceber que as formas de onda das correntes nesse modo são muito semelhantes das apresentadas para o modo anterior, sendo apenas espelhadas.

3.2.3 Projeto do capacitor do barramento modo elevador

A ondulação de tensão sobre o capacitor de filtro no barramento CC tende a ser constante e tem seu valor igual a ΔV_{Cbar} . Essa ondulação existe devido ao fato que durante a condução do interruptor S_2 o fornecimento de energia ao barramento é feito pelo capacitor. Isso faz com que a energia interna do capacitor reduza, e por consequência a tensão também. Quando o interruptor S_2 abre, a energia é entregue ao barramento pelo indutor em conjunto com o a bateria, e essa energia também recarrega o capacitor elevando sua tensão.

Figura 3. 8 – Conversor reversível em corrente: Formas de onda das correntes dos indutores L1 e L2 espelhadas do filtro LCLC no modo elevador



Fonte: Do autor.

A equação 3.43 determina o capacitor para o conversor com N_f fases. A partir de que a frequência de ondulação é N_f vezes a frequência de chaveamento.

$$C_{bar} = \frac{I_{bar}}{\Delta V_{bar} \cdot N_f \cdot f_s} \cdot \frac{(V_{bar} - V_{bat})}{V_{bar}} \quad (3.42)$$

Como apresentado por MAYER, ROBSON (2014), a corrente que circula no capacitor de barramento é a soma das correntes dos diodos, assim, no momento que $N_f - 1$ diodos conduzirão, haverá a sobreposição de suas correntes, tornando incoerente a lei dos nós de Kirchoff. Logo, a melhor forma para se determinar essa corrente é por simulação ou por cálculo numérico. A equação 3.44, é uma forma de se calcular a corrente eficaz no capacitor, no entanto, ela é a apenas válida para o conversor operando em condução contínua e com $D > \frac{1}{3}$. A variável m é um valor numérico inteiro maior ou igual a zero que não exceda o resultado da multiplicação $N_f \cdot D$.

$$I_{Cbarefe} = I_{bat} \cdot \sqrt{\left(D - \frac{m}{N_f}\right) \cdot \left(\frac{m+1}{N_f} - D\right)} \quad (3.43)$$

A equação 3.26 pode ser usada para o cálculo da frequência de corte no modo elevador de tensão.

3.2.4 Projeto dos esforços de corrente e tensão dos interruptores modo elevador

Sabendo que os valores máximos e mínimos de correntes e tensões são diferentes entre os modos elevador e abaixador, mas as formas de onda para os interruptores são as mesmas. Pode-se então usar as mesmas equações de cálculos de esforços apresentada no modo abaixador no modo elevador utilizando os valores apropriados.

Nesse modo, a corrente do barramento é a soma das correntes dos diodos. Portanto, a corrente media nos diodos será:

$$I_{Dmed} = \frac{I_{bar}}{N_f} \quad (3.44)$$

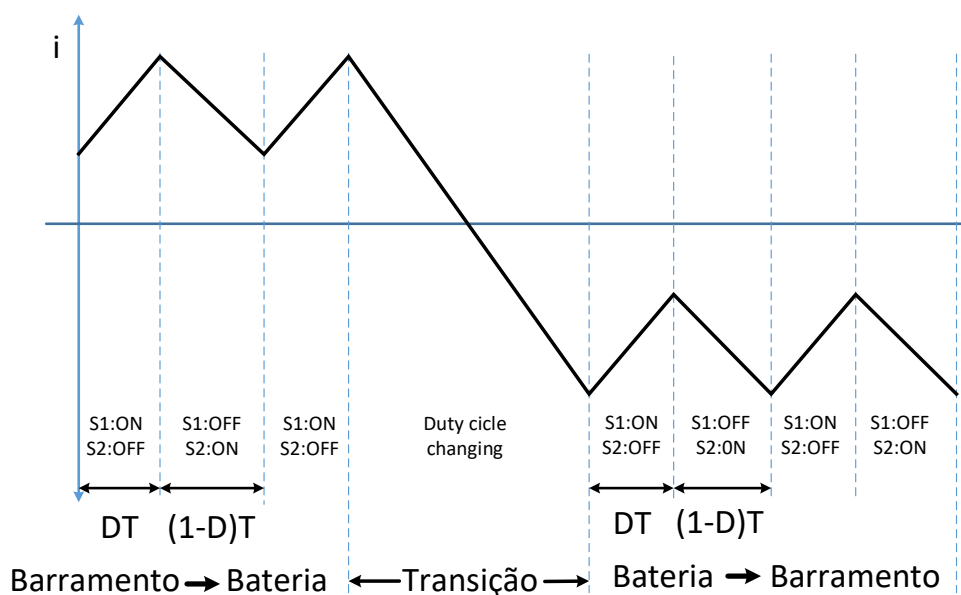
Os valores eficazes das correntes que fluem através os diodos podem ser calculados utilizando a equação 3.31.

3.3 MODO COMANDOS COMPLEMENTARES

Esse modo de funcionamento é o mais empregado, pois os interruptores ficam comutando complementarmente, e a inversão de fluxo de energia é feita suavemente e sem descontinuidade. A Figura 3.10 representa a formas de onda da corrente no indutor do circuito para esse modo.

No primeiro intervalo onde o interruptor S1 fica ligada mais tempo que a interruptor S2, a tensão V_{S2} e o valor médio da corrente que flui através os indutores são positivos, assim o fluxo de energia se dá do barramento para a bateria. Após o tempo de transição, a tensão V_{S2} é positiva, no entanto, o valor médio da corrente fluindo através os indutores é negativa, assim o fluxo de energia é da bateria para o barramento.

Figura 3. 9 – Conversor reversível em corrente: Principais formas de onda para o modo de comutação complementar



Fonte: Adaptado de (KARSHENAS et al., 2011)

Esse modo de funcionamento é equivalente aos dois anteriores. Antes da transição, o conversor funciona em modo abaixador, uma vez que o interruptor S2 fica em condução um tempo menor. E após a transição, o conversor funciona em modo elevador de tensão, visto que o interruptor S1 fica um tempo menor em condução. Então, as equações apresentadas anteriormente para determinar os componentes passivos e ativos do conversor são válidas nesse conversor, já que a potência processada, a frequência de chaveamento, e as ondulações de correntes nos indutores, serão as mesmas.

4 ANÁLISE COMPARATIVA

Nesse capítulo será feita uma análise comparativa entre três topologias, convencional, intercalada e filtro de quarta ordem, para aplicação no sistema de tração em um *kart* elétrico, onde o conversor atuará como responsável pela adequações de níveis de tensão entre o barramento CC de um inversor e baterias, e controlará a direção da corrente, bem como, adequá-las para diminuir o aquecimento da bateria.

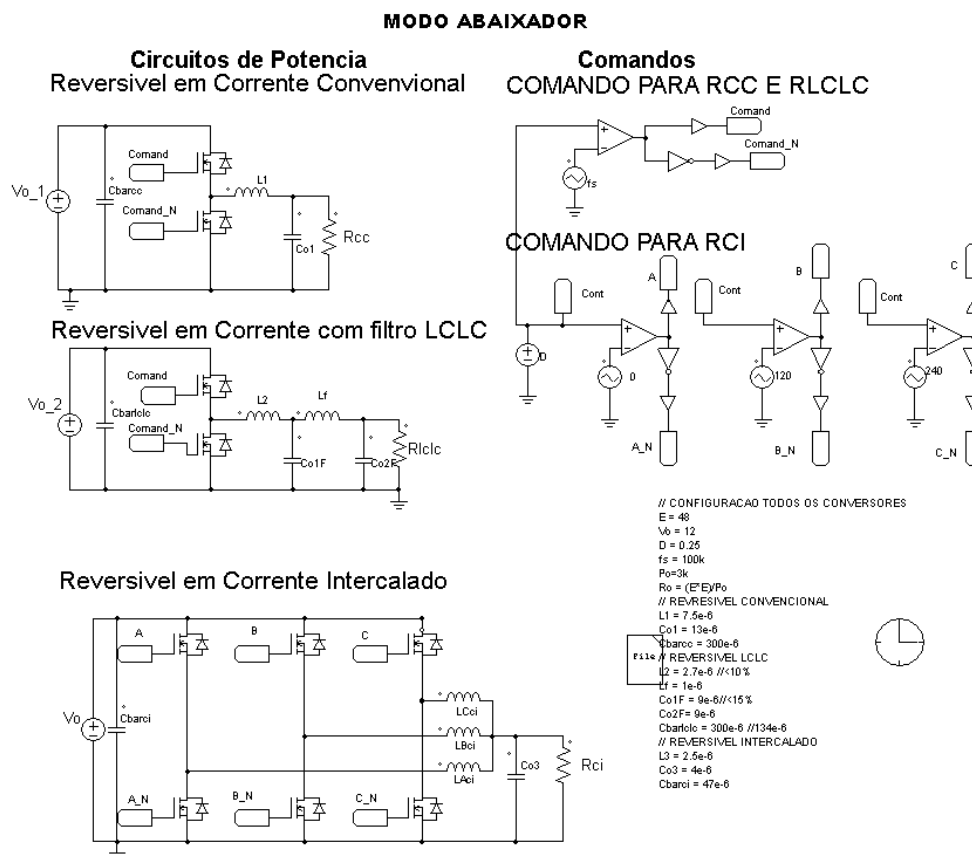
A primeira comparação entre os conversores reversíveis em corrente é feita sobre a indutância, e o volume dos magnéticos, que são necessários para se obter o mesmo nível de ondulação de corrente na bateria para cada conversor utilizado durante o modo abaixador, que é o modo mais crítico, uma vez que é de carga da bateria. Também serão analisados os níveis de corrente que fluem através os interruptores e indutores no modo *boost*, pois, nesse modo os níveis de corrente nesses componentes é maior do que o modo abaixador. O Quadro 4.1 mostra as características de tensão e potência do projeto e utilizados nas simulações dos circuitos encontrados nas Figura 4.1 e Figura 4.2.

Quadro 4-1 – Parâmetros de Projeto dos Conversores

Tensão de Barramento:	48 V
Tensão no banco de baterias:	12 V
Potência de saída:	3 kW
Frequência de Chaveamento:	100 kHz
ΔI_{bat} e ΔI_{bar}	< 5%

Fonte: Do autor.

Figura 4.1 – Circuitos utilizados para simulação no modo abaixador



Fonte: Do autor

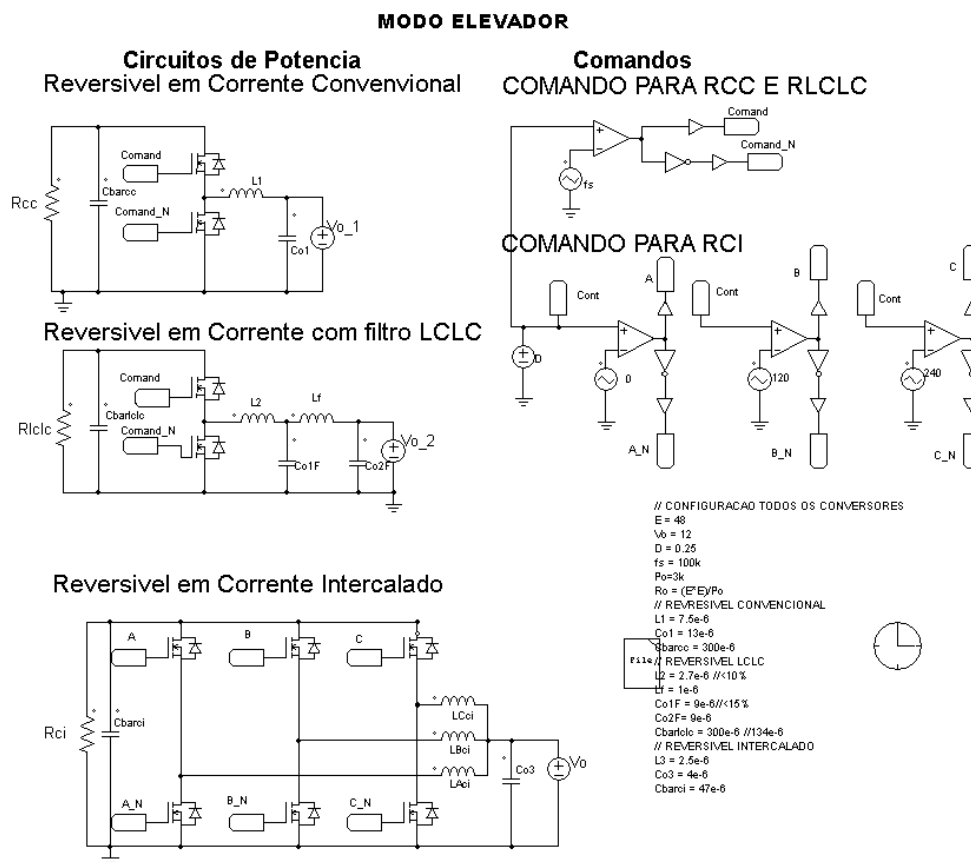
O Quadro 4.2 apresenta os valores de indutância e capacitância projetadas no Anexo B para os conversores e a quantidade de interruptores por topologia.

Quadro 4-2 – Componentes utilizados nos circuitos analisados

Conversor	Convencional:	Intercalado:	Filtro LC-LC:
Valor indutância:	7,5 μH	2,5 μH (3x)	2,7 μH 1 μH
Capacitância em paralelo da bateria:	13 μF	4 μF	1,2 μF (2x)
Quantidade de Interruptores:	2	6	2

Fonte: Do autor.

Figura 4.2 – Circuitos utilizados para simulação no modo elevador



Fonte: Do autor

O Quadro 4.3 apresenta os valores dos elementos magnéticos projetados para cada topologia.

Quadro 4-3 – Volume dos elementos magnéticos projetados para cada topologia

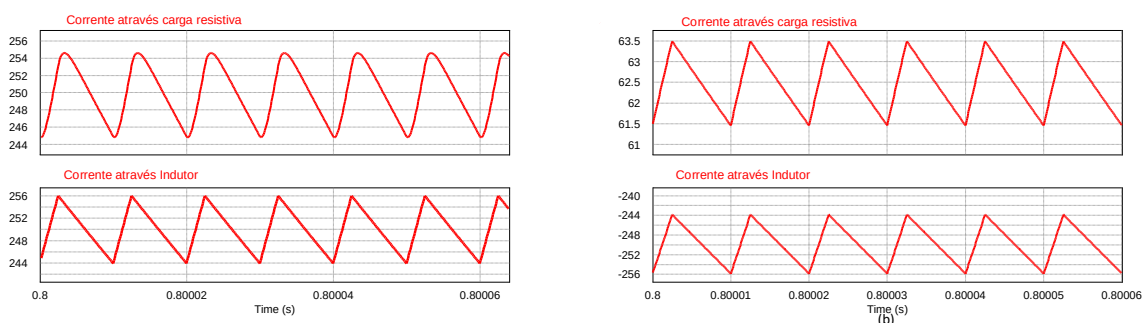
Conversor	Convencional:	Intercalado:	Filtro LC-LC:
Valor indutância:	7,5 μH	2,5 μH (3x)	2,7 μH 1 μH
Volume total elementos magnéticos:	335,925 cm^3	132,724 cm^3	187,34 cm^3

Fonte: Do autor.

A Figura 4.3 apresenta as formas de onda da corrente presentes no indutor e na bateria para o conversor reversível em corrente convencional no modo abaixador

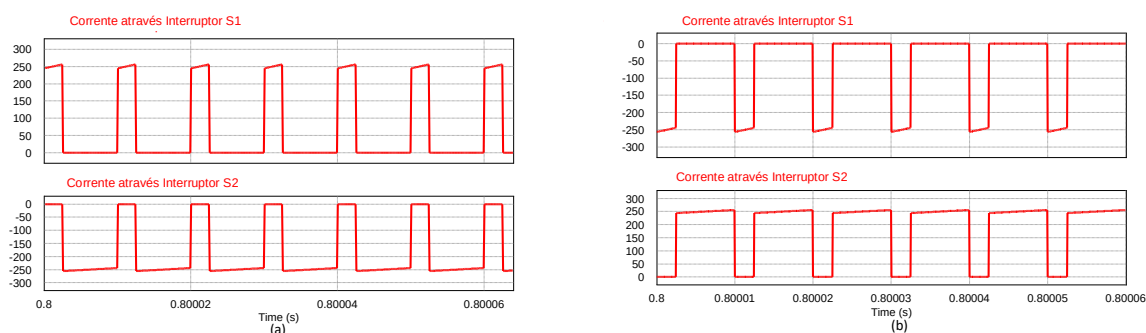
Figura 4.3 (a) e no modo elevador Figura 4.3 (b). O conversor reversível convencional como apresentado no Quadro 4.3, será um conversor mais volumoso que os demais. Outro problema desse conversor é a alta corrente através os interruptores, como pode ser visto na Figura 4.4. Os valores eficazes de correntes dos interruptores são muito altos, como é apresentado no Quadro 4.4. Logo, as perdas por condução nessa topologia são bem elevadas, diminuindo assim a eficiência do conversor.

Figura 4.3 – Corrente no indutor e na bateria do Conversor Convencional: (a) modo abaixador. (b) modo elevador.



Fonte: Do autor.

Figura 4.4 – Esforços de corrente através os interruptores do conversor convencional: (a) modo abaixador, (b) modo elevador.

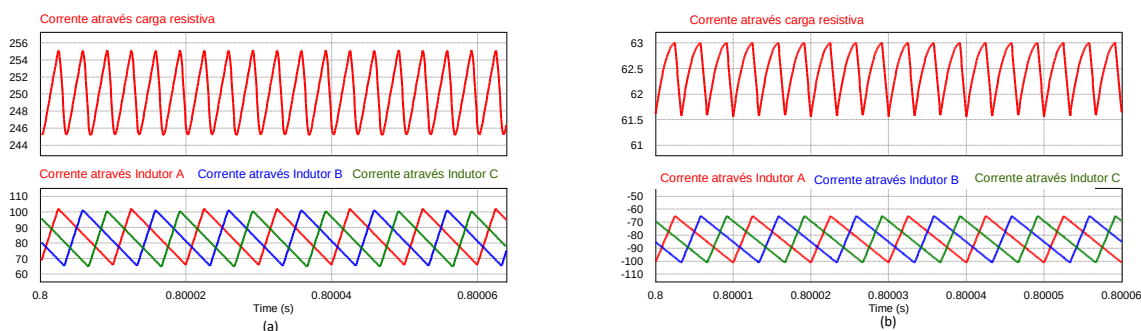


Fonte: Do autor.

A Figura 4.5 apresenta as formas de onda da corrente no indutor e na bateria para o conversor reversível em corrente intercalado com três fases. A Figura 4.5 apresenta os esforços de corrente através os interruptores no conversor reversível em corrente intercalado. O conversor reversível intercalado, como pode ser visto no Quadro 4.4, apresenta o menor volume entre as três topologias apresentadas. No

entanto, os circuitos auxiliares para comanda-lo corretamente são mais complexos que os circuitos utilizados nas topologias convencional e com filtro de quarta ordem, dificultando e encarecendo sua aplicação pratica.

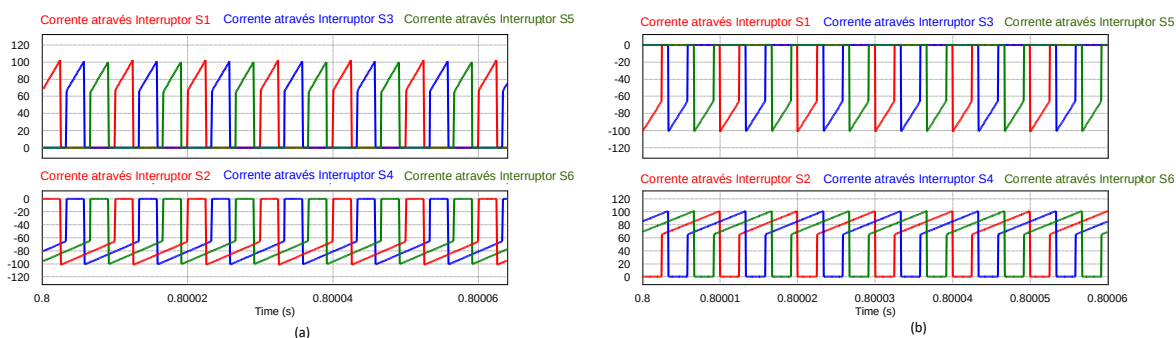
Figura 4.5 – Corrente no indutor e na bateria do Conversor Intercalado: (a) modo abaixador, (b) modo elevador.



Fonte: Do autor.

Essa topologia não apresenta o mesmo problema de ondulação de tensão através a resistência interna do capacitor, uma vez que a frequência de ondulação é três vezes maior que a de comutação. No entanto, os valores eficazes das correntes através os interruptores são bem menores, como pode ser visto no Quadro 4.4. Comparado com os outros dois conversores, as perdas por condução nos interruptores do conversor intercalado, serão bem menores, visto que os esforços de corrente através os componentes são menores. No entanto, sua confiabilidade pode ser considerada menor pela quantidade de componentes que podem falhar durante operação, no entanto é necessário fazer um estudo mais detalhado para essa afirmação.

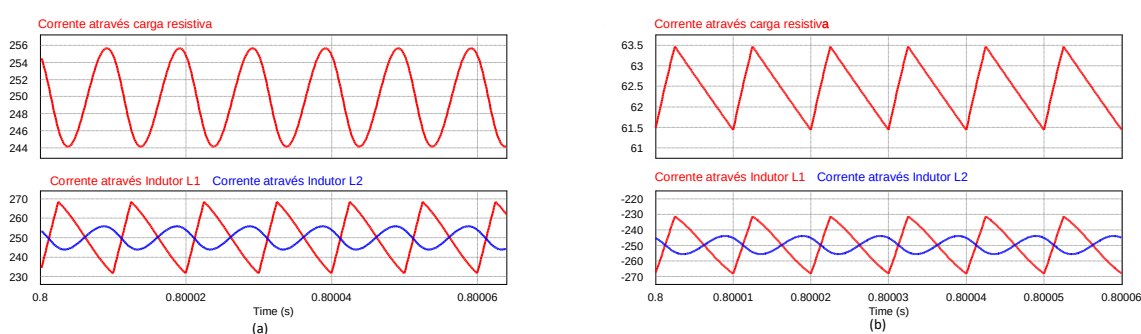
Figura 4.6 – Esforços através os interruptores do conversor intercalado: (a) modo abaixador, (b) modo elevador.



Fonte: Do autor.

A Figura 4.7 apresenta as formas de onda de corrente no indutor e na bateria para o conversor reversível em corrente com filtro LC-LC. O segundo indutor aumenta a atenuação das ondulações de corrente e tensão, e como não tem uma indutância alta seu volume tende a ser menor. Como apresentado no Quadro 4.3, o volume dos seus elementos magnéticos é muito menor que o do conversor convencional, e maior que o volume do intercalado.

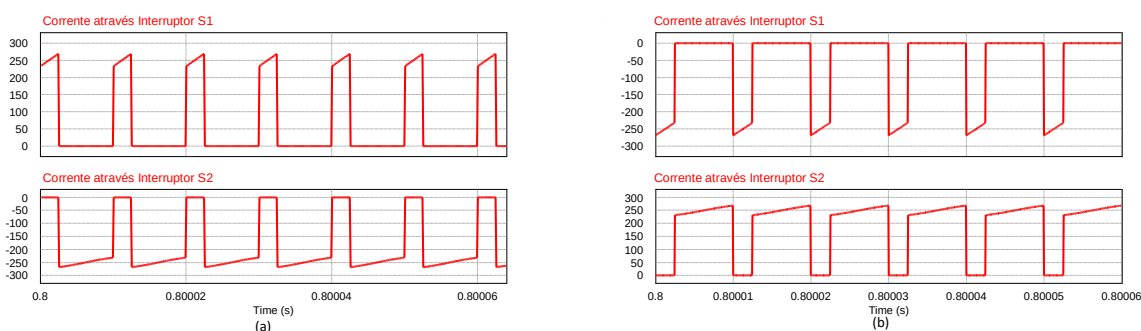
Figura 4.7 – Corrente no indutor e na bateria Conversor com Filtro LC-LC. (a) Modo Abaixador. (b) Modo Elevador.



Fonte: Do autor.

A Figura 4.8 apresenta os esforços de corrente através os interruptores no conversor reversível em corrente com filtro LCLC. Como pode ser observado, os níveis de corrente são iguais aos da topologia convencional, levando a conclusão de que suas perdas por condução nos componentes ativos serão iguais às do convencional. No entanto, como a topologia anterior, tende de ter uma confiabilidade maior do que no conversor intercalado, já que tem menos semicondutores.

Figura 4.8 – Esforços através os interruptores no conversor com filtro LCLC. (a) Modo Abaixador. (b) Modo Elevador.



Fonte: Do autor.

Assim, a topologia que melhor se adequa a aplicação do *kart* elétrico, segundo o autor, é a de filtro com quarta ordem. Uma vez que os volumes dos elementos magnéticos são bem menores que na topologia convencional, e sua complexidade de comando, quando comparada com a topologia intercalada, é menos complexa, pois, a quantidade de interruptores é três vezes menor e não é necessário fazer um *phase-shift* para comanda-los, o que faz ser mais simples de ser construído.

Quadro 4-4 – Esforços de corrente e tensão para o modo abaixador e modo elevador

Conversor	Convencional:		Intercalado:		Filtro LC-LC:	
Modo:	Abaixador	Elevador	Abaixador	Elevador	Abaixador	Elevador
Tensão bloqueio Interruptor V_{S1} e V_{S2} :	48 V	48 V	48 V	48 V	48 V	48 V
Corrente Eficaz Interruptor I_{S1efec} :	130,50 A	125,02 A	44,55	42,13 A	130,92 A	125,21 A
Corrente Eficaz Interruptor I_{S2efec} :	213,36 A	216,36 A	72,43 A	72,48 A	213,72 A	216,35 A
Corrente Máxima Indutor I_{Lmax} :	255,99 A	-255,84 A	101,97 A	-101,16 A	L1:268,35 A L2:255,84 A	-268,04 A -255,56 A
Corrente Eficaz Indutor I_{Lefec} :	250,63 A	249,88 A	83,53 A	83,83 A	L1:250,63 A L2:250,11 A	249,97 A 249,76 A
Corrente Eficaz Capacitor I_{Cefec} :	1,46 A ¹	108,28 A ²	1,33 A ¹	37,22 A ²	C1:15,3 A ¹ C2:1,12 A ¹	108,48 A ²

Fonte: Do autor.

¹ Valores eficazes das correntes nos capacitores de filtro

² Valores eficazes das correntes nos capacitores de barramento.

5 PROJETO FÍSICO CONVERSOR REVERSIVEL EM CORRENTE COM FILTRO DE QUARTA ORDEM

Neste capítulo são definidas as principais características do conversor bidirecional em corrente com filtro de quarta ordem para a aplicação e apresentado o dimensionamento dos elementos ativos e passivos, assim como, a determinação das perdas teóricas nesses elementos e a obtenção do rendimento teórico da estrutura.

5.1 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DO CONVERSOR

Os estudos entre as comparações e o levantamento bibliográfico realizados nos capítulos anteriores serviram de base para escolha da topologia. A definição das características necessárias para o projeto para esse conversor aplicado no sistema de tração de um *kart* elétrico é feita para o motor WEG para veículos elétricos leves de carga 100 que utiliza o inversor CW300A0200D0NB65. Assim, o Quadro 7 apresenta os parâmetros para projeto desse conversor.

Quadro 5-1 – Dados para projeto do conversor CC-CC bidirecional em corrente não isolado com filtro de quarta ordem.

Potência nominal (Bidirecional)	Rendimento Teórico: $[\eta]$	Tensão baterias: $[V_{bat}]$	Tensão barramento: $[V_{bar}]$	Ondulação de corrente bateria: $[\Delta I_{bat}]$	Frequência de comutação: $[f_s]$
3 kW	95%	12 V $\pm$ 10%	48 V $\pm$ 10%	5%	100 kHz

Fonte: Do autor.

Para dimensionamento dos elementos do conversor com base nos dados especificados no Quadro 7 é necessário a determinação das razões cíclicas máximas, mínimas, e nominais nos dois sentidos de operação do conversor.

Para o conversor no sentido abaixador, frenagem regenerativa, a razão cíclica nominal é calculada dada Equação 5.1.

$$\delta_{buck} = \frac{V_{bat}}{V_{bar}} = \frac{12}{48} = 0,25 \quad (5.1)$$

A razão cíclica mínima é calculada quando a tensão do barramento é máxima $V_{bar_max} = V_{bar} + 10\%$.

$$\delta_{buck_min} = \frac{V_{bat}}{V_{bar} + 10\%} = \frac{12}{48 + 4,8} = 0,227 \quad (5.2)$$

Logo, a razão cíclica máxima é calculada quando a tensão no barramento é mínima $V_{bar_min} = V_{bar} - 10\%$.

$$\delta_{buck_max} = \frac{V_{bat}}{V_{bar} - 10\%} = \frac{12}{48 - 4,8} = 0,278 \quad (5.3)$$

Para o conversor operando no modo elevador a razão cíclica nominal é dada pela Equação 5.4.

$$\delta_{boost} = 1 - \frac{V_{bat}}{V_{bar}} = 1 - \frac{12}{48} = 0,75 \quad (5.4)$$

A razão cíclica mínima é calculada quando a tensão da bateria é máxima $V_{bat_max} = V_{bat} + 10\%$.

$$\delta_{boost_min} = 1 - \frac{V_{bat} + 10\%}{V_{bar}} = 1 - \frac{12 + 1,2}{48} = 0,725 \quad (5.5)$$

Então, a razão cíclica máxima para esse modo de operação é calculada quando a tensão na bateria é mínima $V_{bat_min} = V_{bat} - 10\%$.

$$\delta_{boost_max} = 1 - \frac{V_{bat} - 10\%}{V_{bar}} = 1 - \frac{12 - 1,2}{48} = 0,775 \quad (5.6)$$

5.2 PROJETO FILTRO DE QUARTA ORDEM

O filtro de quarta ordem, como apresentado no Capítulo 3, é projetado utilizando-se de um ábaco e de um circuito escada pré-definido a partir de um filtro padronizado. Sendo assim, primeiro deve-se definir o tipo de filtro que será utilizado, então, definir a frequência de corte para assim encontrar os valores de indutância e capacitância do filtro.

Assim, definido que a frequência de corte seria igual a $f_c = 25\text{kHz}$, e o valor da resistência de saída foi definida pela Equação 5.7. O tipo de filtro escolhido é do tipo *Chebyshev*, por possuir um aumento na atenuação, ou o *roll-off*, maior do que o *Butterworth*. No entanto, este filtro tem uma pequena ondulação na banda passante.

$$R_o = \frac{V_{bat}^2}{P_o} = 0,048\Omega \quad (5.7)$$

O Quadro 5.2 apresenta os valores por impedância normalizada utilizada para o cálculo dos indutores e capacitores. Os indutores são projetados utilizando a Equação 3.28 e os capacitores utilizando a Equação 3.29.

Quadro 5.2 – Quadro de valores normalizados para filtro *Chebyshev*

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Fonte: Retirado de MATTHAEI, G. L. et al. (1980)

Assim, sabendo-se que a ordem do filtro é 4, olhando pelo Quadro temos que para o primeiro indutor L_1 o valor de $g_1 = 1.6703$, para C_1 o valor de $g_2 = 1,2296$, para L_2 o valor de $g_3 = 2,3661$, para o capacitor C_2 o valor de $g_4 = 0,8419$, e finalmente o valor da impedância de saída $g_5 = 1,9841$. Com esses valores é possível escalonar o valor de g_5 com a resistência de saída para ter o valor de R_s correto para o escalonamento dos indutores e capacitores. O valor de R_s é dado pela equação 5.8.

$$R_s = 1,9841 \cdot 0,048 = 0,0952 \quad (5.8)$$

Assim a Equação 5.9 apresenta o valor do indutor L1 para esse método.

$$L1 = \frac{g_1 \cdot R_s}{\omega_c} = \frac{1,6703 \cdot 0,0952}{2 \cdot \pi \cdot 25.000} = 1,01 \mu H \quad (5.9)$$

Utilizando a Equação 5.10 para encontrar o valor de L2.

$$L2 = \frac{g_3 \cdot R_s}{\omega_c} = \frac{2,3661 \cdot 0,0952}{2 \cdot \pi \cdot 25.000} = 1,431 \mu H \quad (5.10)$$

A Equação 5.11 retorna o valor do capacitor C1.

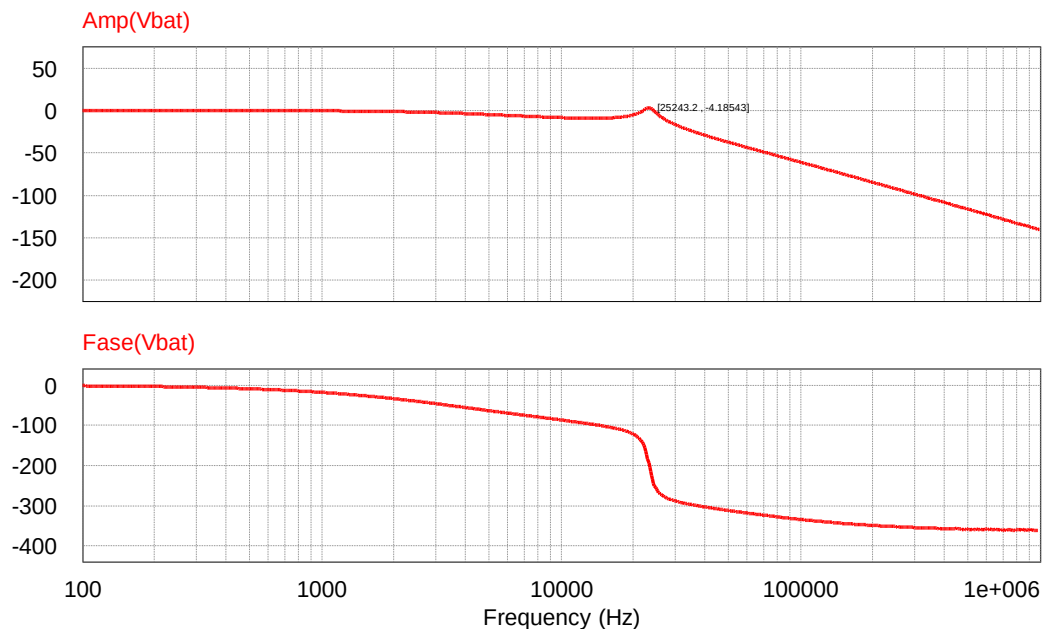
$$C1 = \frac{g_2}{R_s \cdot \omega_c} = \frac{1,1926}{0,0952 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 25.000} = 79,92 \mu F \quad (5.11)$$

E por fim o capacitor C2 é calculado pela Equação 5.12.

$$C2 = \frac{g_2}{R_s \cdot \omega_c} = \frac{0,8419}{0,0952 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 25.000} = 56,42 \mu F \quad (5.12)$$

O diagrama de bode para esse filtro é apresentado na Figura 5.1. Pode ser visto que a frequência de corte está aproximadamente igual a 25 kHz.

Figura 5.1 – Diagrama de bode do filtro Projetado

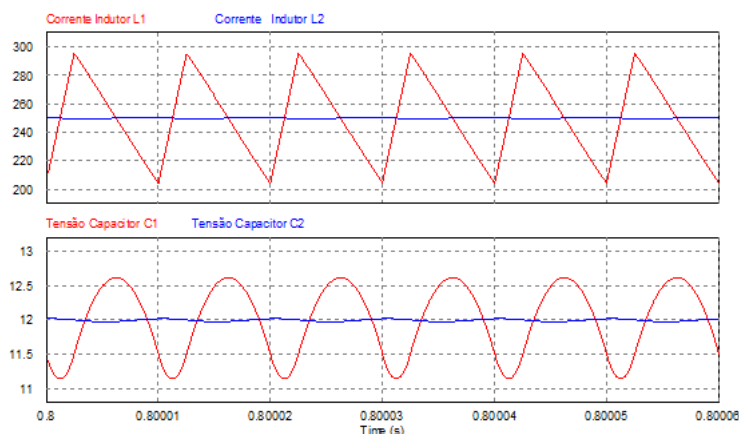


Fonte: Do autor.

Após isso foram feitas simulações para verificar se os valores encontrados responderiam para as especificações do projeto. A Figura 5.2 apresenta os

resultados dessa simulação. Como pode ser visto, esses valores respondem bem para os valores especificados pelo projeto, no entanto, por motivos de comparação com as outras topologias esses valores foram ajustados numericamente até que a corrente na bateria ficasse igual ao dos outros conversores.

Figura 5.2 – Resultados filtro de quarta ordem: Superior: correntes através os indutores L1 e L2, e inferior: tensões sobre os capacitores C1 e C2.

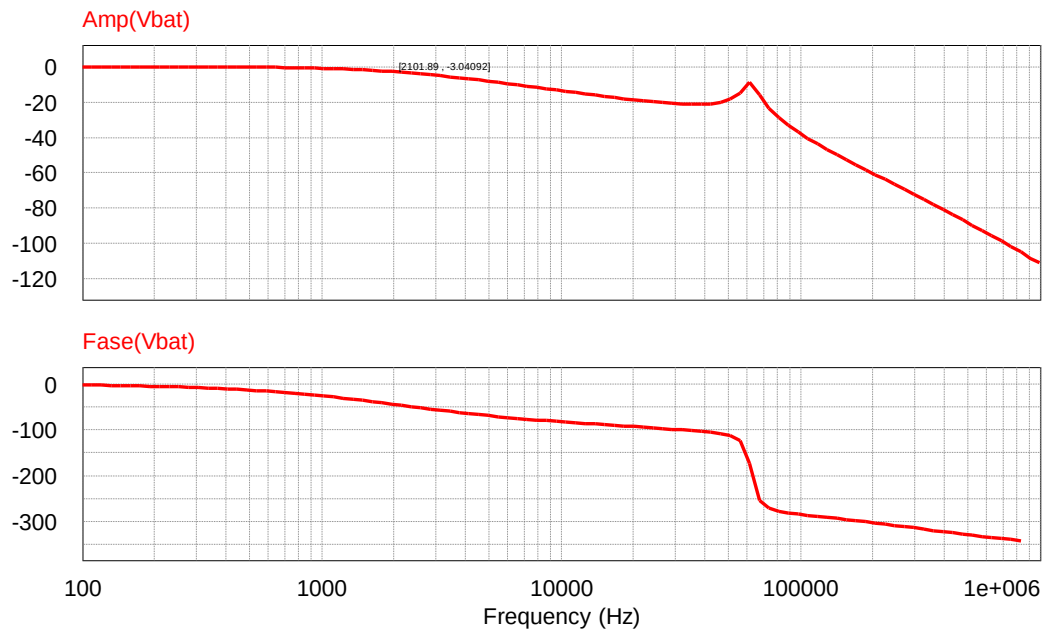


Fonte: Do autor.

Logo, os novos valores de indutância e capacitância para que o conversor tenha os mesmos níveis de ondulações de corrente e tensão na bateria iguais aos do conversor convencional e intercalado são $L_1 = 2,7 \mu\text{H}$, $C_1 = 9 \mu\text{F}$, $L_2 = 1 \mu\text{H}$ e $C_2 = 9 \mu\text{F}$.

A Figura 5.3 apresenta o diagrama de bode para esses novos valores de indutância, pode-se perceber que a resposta na frequência mudou a frequência de corte para aproximadamente 2 kHz, no entanto, o formato da resposta é equivalente ao anterior. O ganho para a frequência de comutação é de -40 dB, logo, o valor em tensão para essa frequência é 100 vezes atenuado.

Figura 5.3 – Diagrama de bode para novo filtro



Fonte: Do autor.

5.2.1 Projeto dos esforços nos indutores modo abaixador

Com o filtro projetado pode-se encontrar os esforços de corrente e tensão para os componentes ativos e passivos. Primeiro deve-se encontrar o valor médio da corrente na saída tanto para o modo elevador quanto para o modo abaixador. A Equação 5.13 apresenta o valor da corrente nominal que flui na bateria para o modo abaixador.

$$I_{bat} = \frac{P_{bat}}{\eta \cdot V_{bat}} = 263,158A \quad (5.13)$$

Com o valor da corrente pode-se encontrar os valores de ondulação máxima no indutor L1 para a razão cíclica mínima. No indutor L2 o valor de ondulação é de 5%, logo, $\Delta I_{L2} = 13,16 A$.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D_{min})}{f_s \cdot L1} = 34,34A \quad (5.14)$$

Agora é possível encontrar os valores máximos e mínimos de corrente em cada indutor durante o modo abaixador. Para o indutor L1 as Equações 5.15 e 5.16 apresentam os valores máximos e mínimos que a corrente teoricamente irá alcançar.

$$I_{L1_max_buck} = I_{bat} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 280,34A \quad (5.15)$$

$$I_{L1_min_buck} = I_{bat} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 246A \quad (5.16)$$

Para o indutor L2, se considerar que a ondulação é muito baixa, podemos aproximar a forma de onda senoidal para uma triangular. Assim, as equações 5.17 e 5.18 apresentam os valores máximos de corrente para o modo abaixador.

$$I_{L2_max_buck} = I_{bat} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 269,74A \quad (5.17)$$

$$I_{L2_min_buck} = I_{bat} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 256,16A \quad (5.18)$$

5.2.2 Projeto dos esforços nos indutores modo elevador

Os valores máximos e mínimos de corrente para o indutor L1 para o modo elevador de tensão são obtidas pelas Equação 5.20 e 5.21, elas agora dependem do valor médio da corrente drenada do barramento e do valor mínimo de tensão de entrada para o modo elevador que é dada pela equação 5.19.

$$I_{bat_boost} = \frac{P_{bat}}{\eta \cdot (V_{bat} - \Delta V_{bat})} = 292,398A \quad (5.19)$$

$$I_{L1_max_boost} = I_{bar} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 309,57A \quad (5.20)$$

$$I_{L1_min_boost} = I_{bat_boost} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 275,228A \quad (5.21)$$

Os valores máximos e mínimos da corrente para o segundo indutor L2 são calculadas pelas equações 5.22 e 5.23.

$$I_{L2_max_boost} = I_{bar} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 298,98A \quad (5.22)$$

$$I_{L2_min_boost} = I_{bar} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 285,82A \quad (5.23)$$

Os valores eficazes da corrente no modo abaixador são dados pela Equação 3.22, logo, esses valores que irão circular nos indutores L1 e L2 são calculados pelas equações 5.19 e 5.20.

$$I_{L1_efec_buck} = \sqrt{I_{bat}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12}} = 263,35A \quad (5.24)$$

$$I_{L2_efec_buck} = \sqrt{I_{bat}^2 + \frac{\Delta I_{L2}^2}{12}} = 263,185A \quad (5.25)$$

As equações 5.26 e 5.27 apresentam os valores de correntes eficazes para os dois indutores no modo elevador.

$$I_{L1_efec_boost} = \sqrt{I_{bat_boost}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12}} = 292,566A \quad (5.26)$$

$$I_{L2_efec_boost} = \sqrt{I_{bat_boost}^2 + \frac{\Delta I_{L2}^2}{12}} = 292,42A \quad (5.27)$$

5.2.3 Projeto da capacitância e dos esforços de corrente do capacitor de barramento

Os valores de corrente eficazes nos capacitores do filtro de quarta ordem foram encontrados por simulação. Os valores de correntes eficazes nos capacitores do filtro são $I_{C1_efec} = 16A$ e $I_{C2_efec} = 1,12A$.

Para o capacitor de barramento deve-se primeiro encontrar o valor de capacitância para manter os níveis de ondulação de tensão no barramento. Esse capacitor é calculado pela equação a 5.28.

$$C_{bar} = \frac{I_{bar} \cdot \delta_{boost_min}}{\Delta V_{bar} \cdot f_s} = 94,401\mu F \quad (5.28)$$

Durante o modo elevador, o capacitor de barramento entrega a energia durante a carga dos indutores quando o interruptor S2 está fechado, com isso o valor eficaz do mesmo é muito elevado, sendo imprescindível calcular esse valor para poder escolher qual capacitor físico que irá ser aplicado.

$$m = floor(1 \cdot 0,775) = 0 \quad (5.29)$$

$$I_{Cbar_efe} \cong I_{bat} \cdot \sqrt{\left(D - \frac{m}{N_f}\right) \cdot \left(\frac{m+1}{N_f} - D\right)} \cong 122A \quad (5.30)$$

5.2.4 Projeto físico dos indutores

Nessa seção é descrito o projeto físico dos indutores que atendam às necessidades do conversor atuando em ambos os modos, elevador e abaixador. O dimensionamento dos elementos magnéticos depende de algumas otimizações físicas do material em que eles são feitos, como temperatura, densidade de fluxo magnético e perdas no elemento magnético. Como apresentado por MAYER, ROBSON (2014), a temperatura de operação é um item primordial a ser considerado no projeto de um indutor, uma vez que todos os materiais magnéticos perdem suas propriedades magnéticas à Temperatura de Curie. Logo, deve se ter um cuidado especial com as perdas no indutor, para que o seu aquecimento seja baixo.

Pela disponibilidade no laboratório o indutor L2 foi feito utilizando-se núcleos NEE 55/28/21 fabricados pela Thornton Eletrônica Ltda feitos do material IP12E, e para fabricar o indutor L1 foi utilizado o núcleo 00K8020E026 da empresa Magnetics®, feito do material Kool M μ . O material IP12E tem uma Temperatura de Curie de aproximadamente 210 °C, uma densidade de fluxo magnético para saturação à 80 °C de $B = 0.41\text{T}$ como pode ser visto no Anexo D. Já o material Kool M μ apresenta um nível de saturação magnética bem elevado, em aproximadamente $B = 1.5\text{T}$, uma Temperatura de Curie elevadíssima, de 500 °C. Sendo um material com baixíssimas perdas e que pode armazenar e processar grande quantidade de energia a uma frequência elevada.

O Quadro 5.3 agrupa todos os valores de esforços de corrente calculados no tópico anterior. Pode-se perceber que os maiores esforços acontecem para o modo elevador de tensão, logo, os indutores devem ser projetados para os valores desse modo.

Todos os projetos são feitos considerando o fator de utilização da área do elemento magnético k_w igual a 70%, uma densidade de fluxo magnético máxima para o indutor L1 B_{max1} igual a 0,9 T e, para o indutor L2, B_{max2} , igual à 0,3 T, a densidade de corrente, J_{max} , utilizada foi igual a 450 A/cm^2 .

Quadro 5-3 – Esforços de corrente dos indutores L1 e L2

Modo:	Pico de corrente indutor L1: [I_{L1_max}]	Pico de corrente indutor L2: [I_{L2_max}]	Valor eficaz da corrente do indutor L1: [I_{L1_efec}]	Valor médio da corrente do indutor L1: [I_{L1_mean}]	Valor eficaz da corrente do indutor L2: [I_{L2_efec}]
Abaixador	280,34 A	269,74 A	263,35 A	263,158 A	263,185 A
Elevador	309,57 A	298,98 A	292,566 A	292,39 A	292,42 A

Fonte: Do autor.

5.2.4.1 Projeto físico do indutor L2

A partir do Quadro 5.3 e dos parâmetros apresentados no parágrafo anterior pode-se realizar o cálculo do produto das áreas para o indutor L2, logo, o produto da área da janela do carretel A_w pela área da perna central do núcleo, A_e , pode ser encontrada pela equação 5.31.

$$A_e A_w L2 = \frac{L2 \cdot I_{L2_max_boost} \cdot I_{L2_efec_boost}}{k_w \cdot B_{max2} \cdot J_{max}} = 9,33 \text{ cm}^4 \quad (5.31)$$

Utilizando-se desse produto e usando o catálogo do fabricante é possível utilizar três núcleos NEE 55/28/21 da Fabricante Thornton que tem $A_w = 250 \text{ mm}^2$ e $A_e = 354 \text{ mm}^2$, e os três juntos tem um produto de áreas igual ao apresentado na equação 5.32. Foi utilizado um valor três vezes maior, pois, para apenas um e dois núcleos o fator de execução foi maior que 0,7.

$$A_e A_{wNEE55/28/21} = 26,55 \text{ cm}^4 \quad (5.32)$$

O número de espiras para o indutor L2 é calculado utilizando a equação 5.33.

$$N_{L2} = \frac{L2 \cdot I_{L2_max_boost}}{B_{max2} \cdot 3 \cdot A_e} = 0,942 \approx 1 \quad (5.33)$$

Com o número de espiras é possível calcular o entreferro necessário para alcançar a indutância projetada.

$$\delta_{L2} = \frac{N_{L2}^2 \cdot 3 \cdot A_e \cdot \mu_o}{2 \cdot L2} = 0,667mm \quad (5.34)$$

Com o entreferro e o número de voltas calculado o indutor irá ter a indutância projetada, no entanto, também é necessário calcular a secção do condutor que irá conduzir a corrente. A área que o condutor deverá ter é calculada pela equação 5.35.

$$S_{cu_L2} = \frac{I_{L2_efec_boost}}{J_{max}} = 0,653cm^2 \quad (5.35)$$

Com o valor da área pode-se então escolher a bitola do condutor que será utilizado. Como os níveis de ondulação são baixos, 5%, o efeito *skin* é desconsiderado. Assim o condutor escolhido é o 20 AWG (*American Wire Gauge*) que tem uma área de cobre $S_{cu_awg} = 0,005176 cm^2$, uma área de cobre com isolamento $S_{cu_awg_iso} = 0,006244 cm^2$. Como a área do condutor é menor que a área calculada, deverá ser utilizado condutores em paralelo. É utilizado esse valor de bitola para facilitar a construção do indutor, uma vez que uma bitola maior de condutor dificulta a dobra. A equação 5.36 encontra o número de condutores necessários em paralelo.

$$n_{L2} = \frac{S_{cu_L2}}{S_{cu_awg}} = 126,2 \approx 126 \quad (5.36)$$

Com esses valores pode-se encontrar a área de janela mínima e o fator de execução. Como esse valor de execução é menor que 0,7 é possível construir esse indutor.

$$A_{w_min_L2} = \frac{N_{L2} \cdot n_{L2} \cdot S_{cu_awg_iso}}{k_w} = 1,124cm^2 \quad (5.37)$$

$$Exec_{L2} = \frac{A_{w_min_L2}}{A_w} = 0,45 \quad (5.38)$$

5.2.4.2 Projeto físico do indutor L1

Como o núcleo do indutor L1 é de um material diferente, a metodologia para o projeto do indutor é feita pela determinação da parcela de energia armazenada pelo núcleo, utilizando-se do máximo valor médio de corrente e da indutância requerida. Para o cálculo, o valor da indutância L1 deve estar em mH e a corrente media em amperes.

$$L \cdot I_{L1_mean}^2 = 0.0027mH \cdot (292,566A)^2 \approx 231,12mJ \quad (5.39)$$

Com esse valor, e utilizando o ábaco fornecido pelo fabricante, pode-se encontrar o núcleo necessário. Fazendo-se a interseção do valor obtido na Equação 5.39 com a reta de permeabilidade relativa, é possível verificar que o núcleo 00K8020E026, cujas características principais se encontram no Anexo D, pode ser utilizado na montagem do indutor L1.

Pelo ábaco do fabricante, o próximo passo é encontrar o número de espiras utilizando a Equação 5.40 e o fator de indutância $A_L = 162 \frac{nH}{T^2}$.

$$N_{L1} = \sqrt{\frac{L1 \cdot 10^3}{A_L}} = \sqrt{\frac{2,7 \cdot 10^3}{162}} = 4,08 \quad (5.40)$$

Agora é necessário encontrar a secção de cobre necessária para conduzir a corrente que irá fluir através esse indutor. A equação 5.41 apresenta o valor da área.

$$S_{cu_L1} = \frac{I_{L1_efec_boost}}{J_{max}} = 0,656cm^2 \quad (5.41)$$

Como o caso anterior, será necessário utilizar condutores em paralelo. Assim foi escolhido o condutor 20 AWG, o mesmo que o utilizado para o indutor L2. A equação 5.42 apresenta o número de condutores em paralelo para esse indutor.

$$n_{L1} = \frac{S_{cu_L1}}{S_{cu_awg}} = 126,65 \approx 127 \quad (5.42)$$

Com os valores de número de espiras e número de condutores em paralelo é possível encontrar a área mínima necessária e o fator de execução. O valor da área da janela para o núcleo 00K8020E026 é $A_w = 12,061 cm^2$. As equações 5.43 e 5.44 apresentam os valores da área mínima e do fator de execução.

$$A_{w_min_L1} = \frac{N_{L1} \cdot n_{L1} \cdot S_{cu_awg_iso}}{k_w} = 4,531cm^2 \quad (5.43)$$

$$Exec = \frac{A_{w_min_L1}}{A_w} 0,376 \quad (5.44)$$

Assim, esse valor de execução mostra que é possível colocar todos os condutores desse indutor na área da janela.

5.3 PROJETO DOS COMPONENTES ATIVOS

Nesse tópico será projetado e escolhido os componentes ativos do conversor. Os semicondutores do conversor devem suportar o estresse de tensão e de corrente provocados pelo circuito e devem operar em uma faixa segura de tensão de bloqueio e corrente máxima, e de temperatura na junção e na pastilha. Deverá ser escolhida a melhor tecnologia para atender as especificações do conversor.

5.3.1 Projeto dos esforços dos interruptores no modo abaixador de tensão

Para dimensionar os interruptores S1 e S2 é imperativo a determinação da corrente que irá fluir através os mesmos, e os níveis de tensão que os mesmos deverão suportar no bloqueio.

Os valores médios e eficazes de corrente que fluem através o interruptor no pior dos casos acontece, quando a razão cíclica está no seu máximo assim, pelas equações 5.45 e 5.46, pode-se calcular o valor médio e eficaz da corrente que irá fluir através esse interruptor.

$$I_{S1_mean} = (2 \cdot I_{L1_min} + \Delta I_{L1}) \cdot \frac{\delta_{buck_max}}{2} = 73,1A \quad (5.45)$$

$$I_{S1_efec} = \sqrt{\frac{\delta_{buck_max} \cdot (3 \cdot I_{L1_min}^2 + 3 \cdot I_{L1_min} \cdot \Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2)}{3}} = 138,79A \quad (5.46)$$

A maior tensão que o interruptor S1 terá de suportar no bloqueio, V_{S1_pk} , é a máxima tensão do barramento CC, somada à queda de tensão de tensão no diodo devido a sua condução. No entanto, a tensão de condução do diodo geralmente é muito pequena, fazendo com que ela possa ser desprezada. Assim, a tensão de bloqueio do interruptor é aproximadamente:

$$V_{S1_pk} = 48 + 4,8 = 52,8V \quad (5.47)$$

Para evitar algum dano ao componente devido algum transiente de tensão e corrente, sobretensões ou sobrecorrentes, são adotados fatores de segurança para a tensão de bloqueio e o máximo valor médio de corrente que o condutor deverá suportar. Assim, a escolha do componente comercial é feita para semicondutores que suportem o valor resultante das multiplicações desses fatores.

O fator de corrente adotado é de 1,5, e o fator de tensão é de 1,4. Logo, nas equações 5.48 e 5.49 temos os valores de corrente e tensão que serão utilizados na escolha do componente. Esses fatores são adotados em todos os componentes ativos desse projeto.

$$V_{S1_adotado} = 1,4 \cdot V_{S1_pk} = 73,92V \quad (5.48)$$

$$I_{S1_adotado} = 1,5 \cdot I_{S1_mean} = 109,65A \quad (5.49)$$

Para o interruptor S2 o máximo valor médio e eficaz de corrente acontece quando a razão cíclica está no seu valor mínimo. Assim, pelas equações 5.50 e 5.51 pode-se encontrar os esforços de corrente através o diodo desse componente.

$$I_{S2_mean} = (2 \cdot I_{L1_max} - \Delta I_{L1}) \cdot \frac{(1 - \delta_{buck_min})}{2} = 203,35A \quad (5.50)$$

$$I_{S2_efec} = \sqrt{\frac{(1 - \delta_{buck_min}) \cdot (3 \cdot I_{L1_max}^2 - 3 \cdot I_{L1_max} \cdot \Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2)}{3}} = 231,49A \quad (5.51)$$

A tensão de bloqueio é a mesma do interruptor S1, uma vez que a queda de tensão do interruptor é mínima e pode ser desprezada, assim, a tensão de bloqueio do diodo do interruptor é:

$$V_{S2_pk} = 48 + 4,8 = 52,8V \quad (5.52)$$

Adotando os fatores de segurança utilizados anteriormente para o caso do interruptor S2, temos que a tensão de bloqueio e valor médio de corrente aplicada são iguais a:

$$V_{S2_adotado} = 1,4 \cdot V_{S2_pk} = 73,92V \quad (5.53)$$

$$I_{S2_adotado} = 1,5 \cdot I_{S2_mean} = 305,025A \quad (5.54)$$

5.3.2 Projeto dos interruptores no modo elevador de tensão

Nesse modo o interruptor S1 irá atuar apenas seu diodo, enquanto S2 atua como interruptor. O pico de corrente que irá ser conduzida pelo diodo do interruptor

S1 e interruptor S2 é igual à corrente calculada para o indutor L1 na expressão 5.22. Assim a corrente máxima nos interruptores será:

$$I_{S2_pk} = I_{S1_pk} = 309,57A \quad (5.55)$$

A corrente média que flui através do diodo do interruptor S1 é expressa pela equação 5.56 e o valor eficaz de corrente é dada pela expressão 5.57.

$$I_{S1_mean} = \left(2 \cdot I_{L1_max} - \Delta I_{L1}\right) \cdot \frac{(1 - \delta_{buck_min})}{2} = 72,37A \quad (5.56)$$

$$I_{S1_efec} = \sqrt{\frac{(1 - \delta_{buck_min}) \cdot (3 \cdot I_{L1_max}^2 - 3 \cdot I_{L1_max} \cdot \Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2)}{3}} = 138,1A \quad (5.57)$$

Para o interruptor, as equações 5.58 e 5.59 expressam o valor médio e eficaz da corrente que fluem através o mesmo.

$$I_{S2_mean} = (2 \cdot I_{L1_max} + \Delta I_{L1}) \cdot \frac{\delta_{boost_max}}{2} = 203,95A \quad (5.58)$$

$$I_{S2_efec} = \sqrt{\frac{\delta_{boost_max} \cdot (3 \cdot I_{L1_max}^2 + 3 \cdot I_{L1_max} \cdot \Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2)}{3}} = 231,833A \quad (5.59)$$

Para ambos interruptores as tensões de bloqueio são as mesmas que foram obtidas para o modo anterior. Assim, a equação 5.60 expressa as tensões de bloqueio.

$$V_{S1_pk} = V_{S2_pk} = 52,8V \quad (5.60)$$

Utilizando os fatores de segurança de 1.5 para a corrente e 1.4 para a tensão, os valores de tensão de bloqueio e o valor médio de corrente para escolha dos interruptores são expressos pelas equações 5.61, 5.62 e 5.63.

$$V_{S1_adotado} = V_{S2_adotado} = 73,92V \quad (5.61)$$

$$I_{S1_adotado} = 1.5 \cdot I_{S1_mean} = 108,55A \quad (5.62)$$

$$I_{S2_adotado} = 1.5 \cdot I_{S2_mean} = 305,925A \quad (5.63)$$

Assim, são adotados os semicondutores listados no Quadro 5.4, com base no dimensionamento realizado anteriormente. No Quadro estão descritas as principais características desse semicondutor.

Quadro 5-4 – Especificações do semicondutor adotado.

Modelo:	Características do interruptor		
MMIXF520 N075T2	Estática	Dinâmica	Térmica
	$I_D = 350 \text{ A @ } 100^\circ\text{C}$ $V_{DS(sat)} = 0.65 \text{ V @ } 150^\circ\text{C}$ $V_{DSS} = 75\text{V}$ $C_{iss} = 41 \text{ nF}$ $R_{ds(on)} = 1.1 \text{ m}\Omega$	$t_{don} = 48\text{ns @ } R_g = 1 \Omega$ $t_r = 224\text{ns @ } R_g = 5.6 \Omega$ $t_{d(off)} = 80\text{ns @ } R_g = 1 \Omega$ $t_f = 224\text{ns @ } R_g = 5.6 \Omega$	$R_{thJC} = 0.18^\circ\text{C/W}$
	Características do diodo		
	$I_D = 300 \text{ A @ } 150^\circ\text{C}$ $V_{SD} = 0.85 \text{ V @ } 150^\circ\text{C}$ $V_{DSS} = 75\text{V}$	$t_{rr} = 150\text{ns}$ $I_{RM} = 7 \text{ A}$	$R_{thJC} = 0.18^\circ\text{C/W}$

Fonte: Do autor.

5.4 CÁLCULOS DE PERDAS NOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA

Um bom projeto de conversor deve conter além escolha dos componentes ativos e um bom projeto do elemento magnético, como a escolha do capacitor, deve apresentar a estimativa de perdas nesses elementos, para assim, verificar os níveis de aquecimento que cada elemento terá e por fim o rendimento teórico do conversor. Nessa seção, é realizado detalhadamente o cálculo e a estimativa das perdas nos componentes do conversor.

5.4.1 Perdas nos indutores

As perdas nos indutores são uma soma das perdas no cobre dos enrolamentos e as perdas no núcleo. As perdas nos núcleos são causadas por perdas em histerese magnética, que são proporcionais à densidade de fluxo magnéticos, e perdas por correntes parasitas ou corrente de Foucault. Segundo MAYER, ROBSON (2014), as perdas por histerese produzem, no circuito, problemas com harmônicas que são indesejados, e as perdas por correntes de Foucault aumentam em função da frequência de comutação.

As perdas no cobre do elemento magnético ocorrem devido ao valor eficaz da corrente que flui pelo enrolamento do elemento magnético, como a resistência do material não é zero, a existência dessa corrente gera perdas de efeito Joule. Outras perdas no cobre são causadas pela alta frequência, pois com isso surgem fenômenos de correntes parasitas que são causadas pelo efeito *skin*. Esse efeito provoca um aumento na resistividade do condutor, e assim aumenta as perdas por efeito Joule no mesmo, mas nesse trabalho será desprezado o efeito *skin*, uma vez que a ondulação de corrente é baixa, fazendo com que a maior parte da corrente que irá circular nos condutores seja CC.

5.4.1.1 Perdas no cobre para os indutores L1 e L2

Primeiro deve-se determinar a resistência equivalente em corrente contínua que o condutor possui, para isso, deve-se encontrar a resistividade do cobre para a temperatura adotada $T_{cu} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$, o comprimento médio de uma espira MLTe com a corrente eficaz que irá fluir nos indutores no pior caso é possível encontrar as perdas no cobre.

Assim, a resistividade do cobre à $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ é definida por MAYER, ROBSON (2014), e esta apresentada na equação 5.64.

$$\rho_{cu_{100}} = 2,245 \cdot 10^{-8} \Omega m \quad (5.64)$$

O comprimento médio de uma espira é dependente da geometria utilizada. Assim o comprimento médio para cada indutor é calculado pelas equações 5.65 e 5.66, ajustados para as geometrias dos núcleos utilizados que estão apresentadas no Anexo D.

$$MLT_{L1} = \left[\left(M + \left(\frac{E - F}{2} \right) \right) \cdot 2 \right] \cdot 1,5 = \left[\left(19,8 + \frac{59,28 - 19,8}{2} \right) \cdot 2 \right] \cdot 1,5 = 118,62mm \quad (5.65)$$

$$MLT_{L2} = \left[\left(21 \cdot 3 + \frac{37,5 - 17,2}{2} \right) \cdot 2 \right] \cdot 1,5 = 219,45mm \quad (5.66)$$

Assim a resistência do cobre é dada pelo comprimento médio de uma espira multiplicado pela quantidade de voltas, e dividido pelo número de condutores em paralelo e a área da secção do condutor. As equações 5.67 e 5.68 calculam a resistência para cada indutor.

$$R_{cu_L1} = \rho_{cu_100} \cdot \frac{MLT_{L1} \cdot N_{L1}}{n_{L1} \cdot S_{cu_avg}} = 1,62 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (5.67)$$

$$R_{cu_L2} = \rho_{cu_100} \cdot \frac{MLT_{L2} \cdot N_{L2}}{n_{L2} \cdot S_{cu_avg}} = 7,554 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (5.68)$$

Com esses valores e com o valor eficaz da corrente tem-se as perdas no cobre para cada um dos indutores.

$$P_{cu_L1} = R_{cu_L1} \cdot I_{L1_max_boost}^2 = 14,102W \quad (5.69)$$

$$P_{cu_L2} = R_{cu_L2} \cdot I_{L2_max_boost}^2 = 6,53W \quad (5.70)$$

5.4.1.2 Perdas nos núcleos para os indutores L1 e L2

O cálculo das perdas nos núcleos nesse trabalho será igual ao método utilizado por BARBI, I. (2001), no qual são feitos cálculos das perdas por volume em função da frequência de comutação, de duas constantes $k_h = 4 \cdot 10^{-5}$ e $k_f = 4 \cdot 10^{-10}$, a excursão máxima do fluxo magnético no indutor, e por fim multiplicado pelo volume do indutor. As equações 5.71 e 5.72 apresentam os cálculos das excursões máxima do fluxo magnético para as perdas por volume de cada indutor.

$$\Delta B_{max_L1} = B_{max1} \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{I_{L1_max_boost}} = 0,098T \quad (5.71)$$

$$\Delta B_{max_L2} = B_{max2} \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{I_{L2_max_boost}} = 0,011T \quad (5.72)$$

Com esses valores pode-se encontrar as perdas por volume para cada indutor. As expressões 5.73 e 5.74 apresentam esse cálculo.

$$P_{Núcleo_L1} = \left(\frac{\Delta B_{\max_L1}}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[\left(\frac{k_h}{Hz} \right) \cdot f_s + \left(\frac{k_f}{Hz^2} \right) \cdot f_s^2 \right] \cdot \frac{W}{cm^3} = 0,03 \frac{W}{cm^3} \quad (5.73)$$

$$P_{Núcleo_L2} = \left(\frac{\Delta B_{\max_L2}}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[\left(\frac{k_h}{Hz} \right) \cdot f_s + \left(\frac{k_f}{Hz^2} \right) \cdot f_s^2 \right] \cdot \frac{W}{cm^3} = 1,48 \cdot 10^{-4} \frac{W}{cm^3} \quad (5.74)$$

Com os volumes de cada núcleo retirados dos *datasheets* no anexo D é possível encontrar as perdas no núcleo para cada indutor. As equações 5.75 e 5.76 apresentam esses cálculos.

$$P_{N_L1} = P_{Núcleo_L1} \cdot V_{Núcleo_L1} = 2,177W \quad (5.75)$$

$$P_{N_L2} = P_{Núcleo_L2} \cdot V_{Núcleo_L2} = 0,019W \quad (5.76)$$

Assim as perdas em cada indutor é a soma das perdas no núcleo com as perdas nos condutores. As expressões 5.77 e 5.78 apresentam o valor das perdas em W para cada indutor.

$$P_{L1} = P_{cu_L1} + P_{N_L1} = 16,279W \quad (5.77)$$

$$P_{L2} = P_{cu_L2} + P_{N_L2} = 6,55W \quad (5.78)$$

5.4.1.3 Cálculo da elevação de temperatura para os indutores L1 e L2

Como comentado anteriormente, a temperatura é um fator chave para o material magnético, assim é necessário calcular o aumento de temperatura para cada indutor e verificar se os mesmos estão em uma faixa aceitável para a aplicação. O cálculo para verificar o aumento de temperatura é feito segundo BARBI, I. (2001). As equações 5.79 e 5.80 apresentam o cálculo da resistência R_t .

$$R_{t_L1} = \frac{23}{\left(\frac{A_e A_w L1}{cm^4} \right)^{0,37}} \cdot \frac{^\circ C}{W} = 5,538 \frac{^\circ C}{W} \quad (5.79)$$

$$R_{t_L2} = \frac{23}{\left(\frac{A_e A_w L2}{cm^4} \right)^{0,37}} \cdot \frac{^\circ C}{W} = 10,265 \frac{^\circ C}{W} \quad (5.80)$$

Com esses valores e os valores das perdas em W para cada indutor, pode-se então, encontrar o aumento de temperatura que cada indutor terá durante seu funcionamento na nominal.

$$\Delta T_{L1} = P_{L1} \cdot R_{t_L1} = 90,15^\circ C \quad (5.81)$$

$$\Delta T_{L2} = P_{L2} \cdot R_{t_{L2}} = 67,22^{\circ}\text{C} \quad (5.82)$$

Se a temperatura no ambiente é de 35 °C, então a temperatura máxima que cada um dos indutores chegará é:

$$T_{L1_max} = 35 + \Delta T_{L1} = 125,15^{\circ}\text{C} \quad (5.83)$$

$$T_{L2_max} = 35 + \Delta T_{L2} = 102,22^{\circ}\text{C} \quad (5.84)$$

Esses valores são aceitáveis uma vez que eles respeitam e estão longe da temperatura de Curie para cada indutor e assim não acontecendo algum prejuízo a integridade dos indutores.

5.4.2 Perdas nos capacitores

As perdas nos capacitores não foram calculadas uma vez que não foi possível encontrar os *datasheets* para os capacitores utilizados. No entanto, os capacitores utilizados para o barramento foram 3 capacitores 86F424 fabricado pela *General Electric* eletrolíticos com capacitância de 20mF cada capacitor. Esses capacitores foram escolhidos devido a corrente eficaz que irá fluir através os mesmos é muito grande. Capacitores do filtro foram utilizados 4 capacitores B32614 de polipropileno fabricado pela EPCOS em paralelo para o C1 e para o C2 devido aos níveis das correntes eficazes serem grandes. Como a quantidade de capacitores em paralelo é grande, pode-se considerar que a resistência série equivalente para essa associação é bem baixa e pode ser desconsiderada, para C1 e para C2, uma vez que os capacitores de polipropileno geralmente têm uma resistência serie equivalente menor.

5.4.3 Perdas nos interruptores

A estimativa das perdas em comutação para os interruptores de tecnologia MOSFET não são simples, uma vez que, as mesmas dependem das condições de operação que o conversor está sendo submetido. No entanto, para se tornar um pouco mais simples o cálculo dessas perdas é considerado expressões simplificadas e aproximadas destas perdas utilizando os modelos simplificados do diodo e do MOSFET aplicadas a conversores estáticos. Assim as estimativas de perdas de

condução e comutação são feitas considerando os piores casos em que o conversor poderá operar, ou seja, nas suas condições nominais de tensão e de máxima corrente, em ambos modos de operação. Assim, primeiro é calculado as perdas nos interruptores atuando como abaixador de tensão e por último os mesmos atuando no modo elevador de tensão. As perdas nos interruptores são calculadas segundo BARBI, I. (2001) e MAYER, ROBSON (2014).

5.4.3.1 Perdas nos interruptores S1 e S2 para modo abaixador

Com os valores de tempo para entrar em condução e entrar em bloqueio do MOSFET escolhido, pode-se calcular as perdas de comutação para o interruptor S1 no modo abaixador de tensão. As equações 5.85 e 5.86 apresentam as perdas nas comutações na entrada em condução e no bloqueio.

$$P_{cond_buck_S1} = \frac{V_{S1_pk}}{2} \cdot I_{S1_efec_buck} \cdot (t_{d(on)} + t_r) \cdot f_s = 99,662W \quad (5.85)$$

$$P_{bloqueio_buck_S1} = \frac{V_{S1_pk}}{2} \cdot I_{S1_efec_buck} \cdot (t_{d(off)} + t_f) \cdot f_s = 111,39W \quad (5.86)$$

A perda de condução no interruptor S1 é dada pela equação 5.87. A perda de condução no diodo do interruptor S2 é dado pela equação 5.88.

$$P_{Condução_buck_S1} = R_{ds(on)} \cdot I_{S1_efec_buck}^2 = 19,26W \quad (5.87)$$

$$P_{condução_S2} = V_{sd} \cdot I_{S2_mean_buck} + R_{ds(on)} \cdot I_{S2_efec_buck}^2 = 160,62W \quad (5.88)$$

5.4.3.2 Perdas nos interruptores S1 e S2 para modo elevador

Para o modo elevador de tensão, quem está comutando é o interruptor S2 e o interruptor S1 está sempre aberto tendo apenas seu diodo entrando em condução. Assim, as perdas de comutação para o interruptor S2 no modo elevador são apresentadas pelas equações 5.89 e 5.90.

$$P_{cond_boost_S2} = \frac{V_{S2_pk}}{2} \cdot I_{S2_efec_buck} \cdot (t_{d(on)} + t_r) \cdot f_s = 166,48W \quad (5.89)$$

$$P_{bloqueio_boost_S2} = \frac{V_{S2_pk}}{2} \cdot I_{S2_efec_buck} \cdot (t_{d(on)} + t_r) \cdot f_s = 186,07W \quad (5.90)$$

A perda de condução no interruptor S2 é expressada na equação 5.91 e a perda de condução do diodo do interruptor S1 é dada pela equação 5.92.

$$P_{\text{Condução_boost_S2}} = R_{ds(on)} \cdot I_{S2_efec_boost}^2 = 53,75W \quad (5.91)$$

$$P_{\text{condução_S1}} = V_{sd} \cdot I_{S1_mean_boost} + R_{ds(on)} \cdot I_{S1_efec_boost}^2 = 57,16W \quad (5.92)$$

5.4.4 Cálculo do rendimento teórico do conversor

Nessa subseção é listada as perdas de todos os componentes, indutores e interruptores, nos modos elevador e abaixador de tensão que o conversor apresenta.

5.4.4.1 Rendimento modo abaixador

As perdas nesse modo acontecem nos elementos passivos, indutores L1 e L2, e nos interruptores S1 e S2, onde no interruptor S2 está atuando apenas seu diodo. As perdas dos indutores para esse modo são calculadas exatamente iguais como foram feitas para o modo elevador. Assim as perdas para os indutores são:

$$P_{L1} = 15,425W \quad (5.93)$$

$$P_{L2} = 5,895W \quad (5.94)$$

Somando-se as perdas de comutação e condução tem-se que as perdas totais do interruptor S1 operando no modo abaixador é dada pela equação 5.95.

$$P_{S1_buck} = P_{\text{cond_buck_S1}} + P_{\text{bloqueio_buck_S1}} + P_{\text{condução_buck_S1}} = 230,42W \quad (5.95)$$

Com esse valor de perdas somada as perdas de condução do diodo do interruptor S2 e das perdas dos indutores L1 e L2, as perdas totais do conversor operando no modo abaixador é:

$$P_{buck} = P_{S1_buck} + P_{L1} + P_{L2} + P_{\text{condução_S2}} = 412,36W \quad (5.96)$$

Logo, o rendimento teórico do conversor, desconsiderando as perdas nos capacitores de filtro e de barramento, no modo abaixador é dado pela equação 5.97.

$$\eta_{buck} = \frac{P_{bat}}{P_{bat} + P_{buck}} \cdot 100\% = \frac{3000}{3000 + 412,36} \cdot 100\% = 87,9\% \quad (5.97)$$

5.4.4.2 Rendimento modo elevador

Para esse modo as perdas acontecem nos indutores e nos interruptores S1 e S2, no entanto, para o interruptor S1 nesse modo está atuando apenas seu diodo. As perdas de comutação e condução do interruptor S2 são dadas pela equação 5.98.

$$P_{S2_boost} = P_{cond_boost_S2} + P_{bloqueio_boost_S2} + P_{condução_S2} = 406,3W \quad (5.98)$$

Somando-se esse valor as perdas de condução do diodo do interruptor S1 e das perdas dos indutores L1 e L2 tem-se as perdas totais do conversor operando como elevador.

$$P_{boost} = P_{S2_boost} + P_{L1} + P_{L2} + P_{condução_S1} = 486,29W \quad (5.99)$$

Assim, o rendimento teórico para o conversor, desconsiderando as perdas nos capacitores de filtro e barramento, operando no modo elevador é dado pela expressão 5.100.

$$\eta_{boost} = \frac{P_{bat}}{P_{bat} + P_{boost}} \cdot 100\% = \frac{3000}{3000 + 486,29} \cdot 100\% = 86,05\% \quad (5.100)$$

6 RESULTADOS

Afim de validar o projeto feito no capítulo anterior foi construído um protótipo apropriado para a aplicação no *kart* elétrico, e nesse capítulo serão apresentados os resultados experimentais e as formas de onda com os esforços de tensão e corrente nos elementos do conversor CC-CC.

Devido aos níveis de corrente serem muito altos, e a frequência de comutação ser elevada a utilização de *jumpers* para medição das correntes nos interruptores não pode ser feita, uma vez que o material encontrado no laboratório não consegue atender as necessidades de construção do protótipo.

Os testes foram realizados utilizando fontes de tensão CC-CC como alimentação nos modos elevador e abaixador. Foram utilizados como carga resistores de baixa impedância pertencentes ao laboratório. Devido à utilizar fontes de tensão contínua, que podiam fornecer uma corrente máxima de 40 A, e a menor resistência existente no laboratório, para altas potências, ser de 0.25Ω , os ensaios ficaram limitados a uma potência de 1 kW, um terço da potência nominal, e não foi possível ensaiar o conversor na potência nominal.

6.1 CIRCUITOS PARA OS EXPERIMENTOS

O circuito de potência construído está apresentado no anexo C, junto com os circuitos de dimensionamento de dados e de comando. A conexão feita com os capacitores de barramento, em amarelo, foi feita utilizando barras de cobre para se manter o mais próximo do circuito principal, e diminuir as indutâncias parasitas que podem causar sobretensão nos interruptores. Os interruptores foram mantidos o mais próximo possível um do outro para diminuir as indutâncias parasitas, sendo a distância entre eles limitada apenas ao tamanho dos dissipadores utilizados. E sobre seus terminais estão montados capacitores de polipropileno, que tem como principal função suprimir e amortecer os transientes de tensão provocados pela comutação dos interruptores e diodos, e reduzir as sobretensões sobre os interruptores, geradas por indutâncias parasitas.

Para tentar diminuir ao máximo o tamanho da placa, foi necessário a fabricação de um circuito auxiliar de condicionamento de sinais. A ligação entre o

circuito de potência foi feita utilizando pequenos condutores entrelaçados e com malha de cobre para limitar os ruídos criados pela alta frequência e alta corrente. Os conectores de comando dos interruptores foram mantidos o mais próximo possível dos terminais dos interruptores, para diminuir o caminho das trilhas entre eles. É utilizado um sensor hall do modelo HASS 300-S, fabricado pela LEM, para medir a corrente na saída. Esse modelo, é escolhido devido ter a característica de medir em ambas as direções, ter uma corrente de 300 RMS como corrente nominal de leitura, e ter um *range* de $\mp 900A$ de pico. Ele ainda tem uma alimentação não simétrica, e tem sua saída referenciada em um valor que pode ser escolhido pelo usuário.

No circuito de condicionamento, foi utilizado uma malha de resistores para medir as tensões de barramento e tensão da bateria. Os valores dos resistores utilizados são dimensionados para o pior caso de tensão que os mesmos irão medir, e limitar a corrente e reduzir a tensão que será lida por um *dsp* (*digital signal processor*). Foi utilizado em conjunto dessa malha de resistores, diodos para grampear a tensão e garantir que a tensão máxima de 5V seja respeitada. O circuito que trata a corrente medida pelo sensor hall, utiliza um circuito com um amplificador operacional LM358AD da Texas Instruments, servindo apenas para garantir que a corrente drenada pelo *dsp* seja suficiente para leitura do nível da tensão, logo, o circuito é um seguidor de tensão. Para criar uma tensão fixa de 1,5 V para alimentar o pino de referência do Sensor Hall é feita utilizando um circuito integrado MCP1525/41 da Microchip, que garante o nível de tensão de 2,5V, e em série é feito um divisor resistivo com resistores de 1% para garantir que a tensão de referência seja de 1,5V.

O circuito de comando foi projetado para comandar os interruptores isoladamente, e ter seu comando isolado do *dsp*. Assim, foi feito utilizando um opto acoplador FOD3182, que conseguisse suportar a corrente de *gate* do circuito *push-pull* utilizado para comandar o MOSFET principal. O circuito *gate driver* comando o transistor principal com uma tensão de 15V e de -6.8V. Essa tensão é feita utilizando um diodo Zener de 6.8V em anti-paralelo com um capacitor eletrolítico com a parte positiva do capacitor no nível de tensão do *source* do interruptor, e o negativo do capacitor no "terra" da alimentação da parte de potência do circuito de comando. O *source* do MOSFET utilizado no circuito *push-pull* está ligado no "terra" da alimentação, então, quando esse interruptor estiver funcionando, é aplicada uma

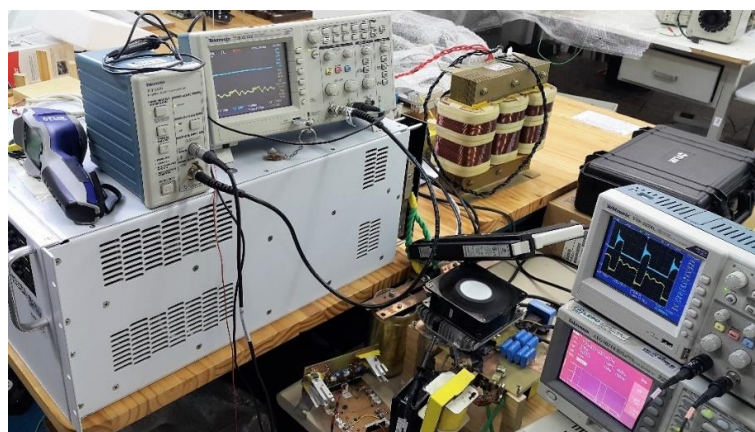
tensão negativa sobre a tensão *gate-source* do MOSFET principal, garantindo que o mesmo esteja em bloqueio mesmo com algum ruído sobre o mesmo.

Para medir a temperatura dos interruptores é utilizado a câmera térmica, em conjunto de dois termopares do tipo K, que estão fixados nas conexões elétricas do dreno do interruptor, sendo o melhor local para adquirir o valor de temperatura, uma vez que o *tab* superior da chave está conectado no dissipador com uma mica para isolar eletricamente o dissipador da chave.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA

Nessa seção são apresentados os resultados experimentais medidos com osciloscópios para medir as formas de onda do conversor, com a potência limitada pelo material disponível no laboratório. Sendo assim, é apresentado dois testes para o conversor, um onde é aplicado as tensões nominais e mantida a razão cíclica, e outro com um aumento da razão cíclica para poder-se chegar na corrente máxima permitida pela fonte de alimentação e pela carga utilizada. Esse método é utilizado nos ensaios para o conversor em modo abaixador e elevador. É utilizado uma fonte geradora de sinal para poder criar o comando dos interruptores, pois, não foi possível a utilização de um *dsp* para esse fim. Apesar de todos os cuidados tomados para o correto registro das formas de onda no experimento, os valores obtidos estão sujeitos a erros e desvios dos reais valores durante a aquisição dos mesmos o que podem alterar um pouco os valores obtidos. A figura 6,1 apresenta a foto do *setup* utilizado para os experimentos do conversor no modo abaixador.

Figura 6.1 – Foto do *setup* de ensaio do conversor no modo abaixador



Fonte: Do autor.

6.2.1 Experimentos com o conversor atuando como abaixador de tensão

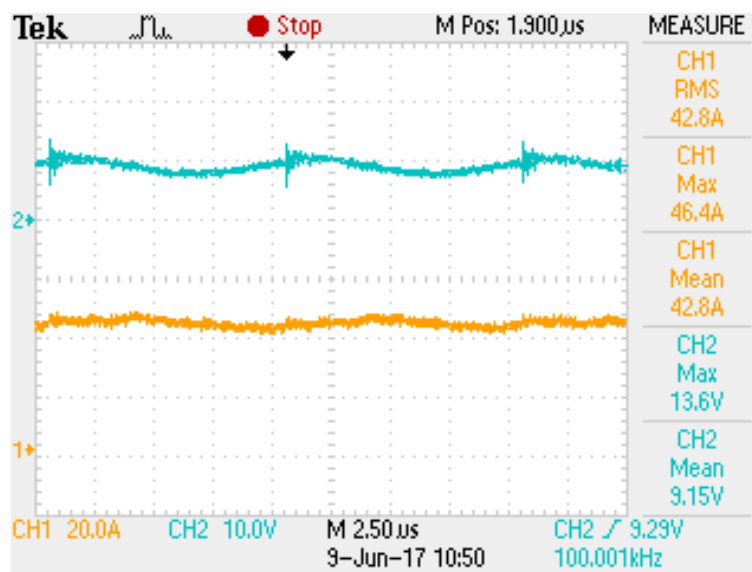
Nessa subseção são apresentados os resultados experimentais para o conversor no modo abaixador de tensão. Os resultados experimentais do conversor atuando no modo abaixador de tensão com uma carga resistiva, alimentado por uma fonte da Supplier Indústria e Comércio de Eletro-Eletrônicos Ltda. Os ensaios feitos para as tensões nominais na saída e na entrada é feito par ao modo de condução contínua utilizando a razão cíclica nominal projetada. Já o teste com a corrente máxima permitida pela fonte é feito com os valores de tensões de entrada e saída fora da nominal, e com o valor de razão cíclica em um valor máximo que não permitisse uma sobretensão nos terminais dos interruptores maior que 60V.

6.2.1.1 Resultados experimentais para tensões nominais no modo abaixador

Os primeiros resultados apresentados são para as tensões nominais, ou seja, 48 V na entrada do circuito e 12V na saída. A carga resistiva tem uma resistência de $0,25 \Omega$, logo, o conversor não atua na nominal. A Figura 6.2 apresenta os resultados de tensão de saída e corrente de saída para essas condições. Em amarelo, o canal 1 apresenta a corrente de saída, e em azul o canal 2 a tensão no resistor de saída. A tensão de saída é menor do que a tensão projetada devido as quedas de tensões sobre o diodo e sobre o interruptor, assim, como as quedas causadas pelas conexões da carga ao conversor. Como a fonte estava com sua corrente no máximo, não foi possível aumentar a razão cíclica para chegar a 12V na saída.

É possível verificar, que como a carga é bem baixa, pela multiplicação dos valores médios é 392,53 W (13% nominal), o filtro muda de comportamento e deixa de suprimir a frequência de comutação, sendo possível ver a mesma sobre a tensão de saída em azul. A ondulação de corrente é alta, sendo 7,2 A pico a pico, aproximadamente 16%. Esse é um valor maior do que o projetado para carga nominal, 5%.

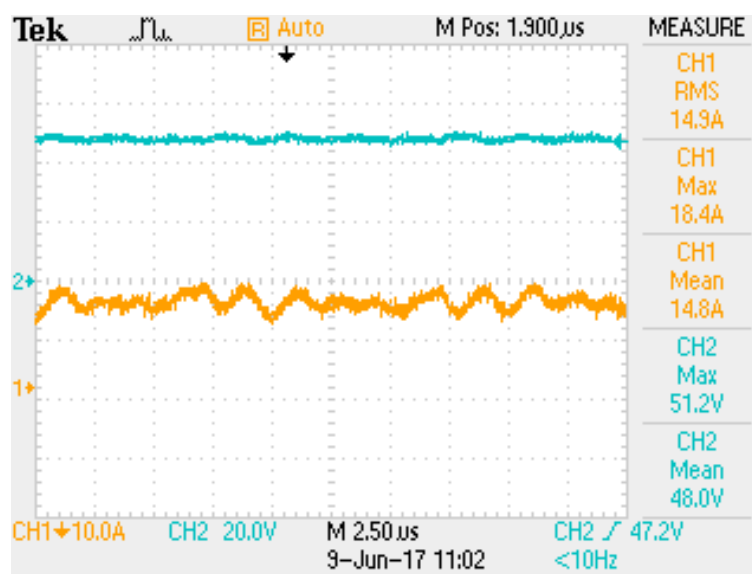
Figura 6.2 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão de saída



Fonte: Do autor.

A figura 6.3 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada do circuito, é possível ver que o uso do capacitor de barramento, ajuda a diminuir as ondulações de corrente, que sem esse capacitor deveria ser pulsada. A potência de entrada para esse circuito é de 710,4W, assim a eficiência para esse ensaio do conversor é de 64,4%. Era esperado uma queda no rendimento da estrutura, uma vez que quando o conversor não está operando nas condições nominais é normal existir mais perdas nos componentes.

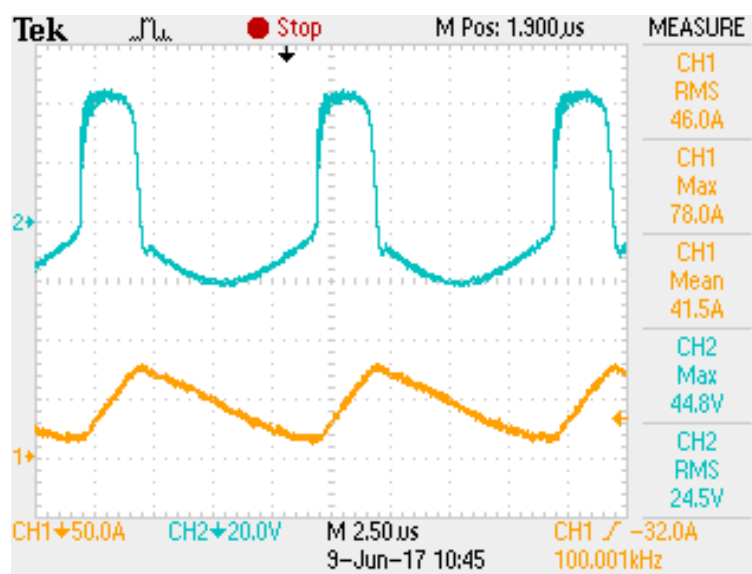
Figura 6.3 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão de entrada



Fonte: Do autor.

A figura 6.4 apresenta os níveis de tensão e corrente para o indutor L1. Como a corrente não chega a zerar o conversor está operando em condução contínua, o nível de ondulação de corrente é grande, um valor de 78A de pico e 73 A pico a pico. Os sinais de ruído contidos nas formas de onda da tensão e de corrente do indutor são provocados e induzidos pelas ponteiras, e por interferência eletromagnética geradas como efeitos de comutação. Pode ser visto na figura 6.5, que é a imagem térmica do indutor L1, que o mesmo não chega a aquecer, estando na praticamente na temperatura ambiente, mostrando que as perdas no mesmo são mínimas devido ao baixo nível de corrente.

Figura 6.4 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão no indutor L1



Fonte: Do autor.

Figura 6.5 – Tensões nominais: Imagem térmica indutor L1

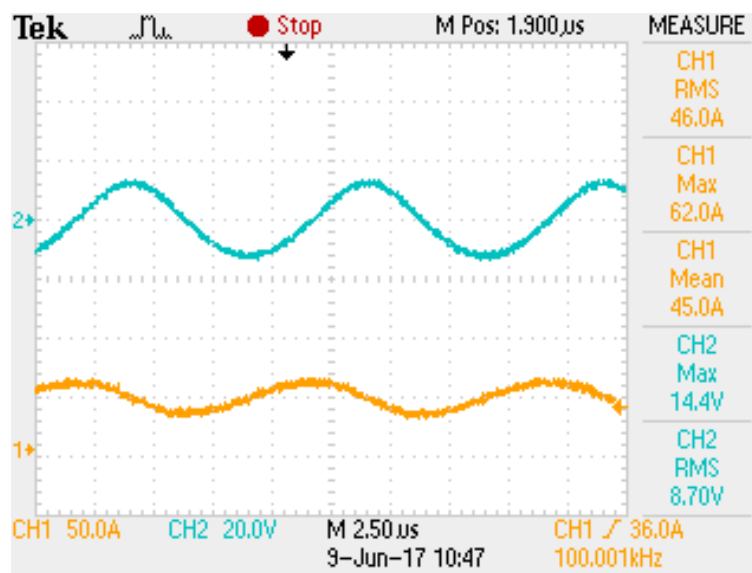


Fonte: Do autor.

A figura 6.6 apresenta as formas de onda da corrente e tensão para o indutor L2. Como provado no projeto, a corrente através esse indutor é de ondulação senoidal sobre um valor médio e tem essa ondulação na frequência de comutação. A ondulação de corrente é de 34 A, com a corrente de pico de 62 A, sendo a ondulação através o indutor elevada, como acontece com o indutor L1. Isso acontece, pois como a carga está bem baixa o filtro não opera como projetado para

nominal. O indutor L2 não sofreu aquecimento, como aconteceu com o indutor L1, pois os níveis de correntes estão bem abaixo do projetado.

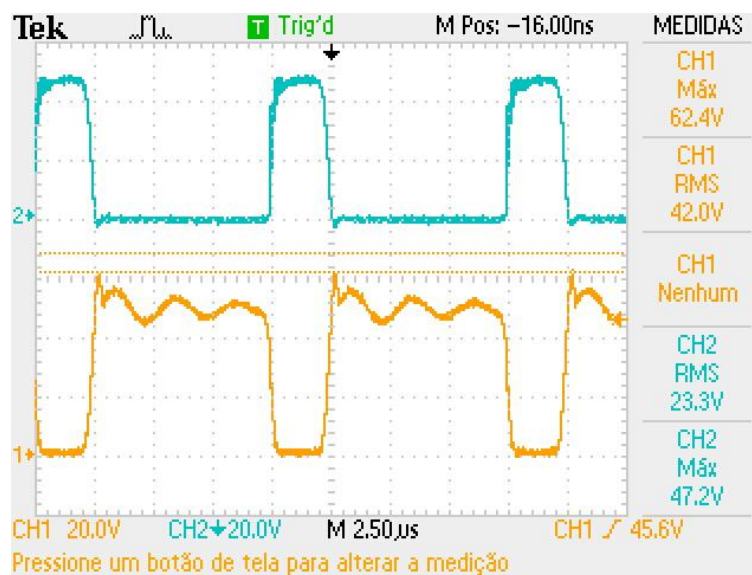
Figura 6.6 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: corrente, Canal 2: tensão no indutor L2



Fonte: Do autor.

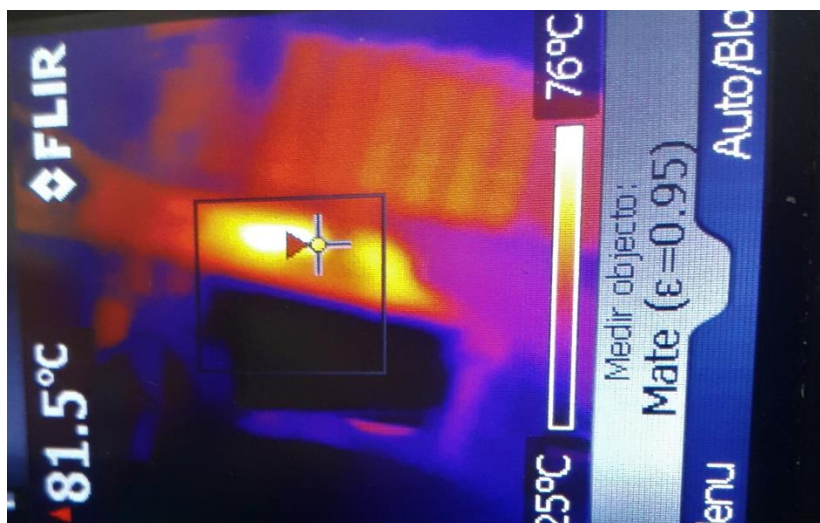
Na figura 6.7, apresenta-se as tensões sobre os interruptores, em amarelo no canal 1 tem-se a tensão sobre o interruptor S1 e no canal 2 em azul a tensão sobre o interruptor S2. Pode ser visto uma grande ondulação sobre a tensão do interruptor S1 que é causada pela carga ser baixa. É possível verificar que acontece uma sobretensão quando o interruptor S1 entra em bloqueio, durante os ensaios esse problema estava sendo causado pelo resistor de *gate* ser muito baixo, diminuindo assim o tempo de carga do capacitor de *gate*, no entanto esse valor aumenta a derivada de corrente através as indutâncias parasitas do circuito. No entanto, ao utilizar um resistor de *gate* com maiores resistências as perdas por comutação no circuito ficam muito altas, e assim o interruptor S1 aquece mais. Esse fato pode ser visto na figura 6.8, onde para essas condições chegou a temperaturas de aproximadamente 100 °C.

Figura 6.7 – Tensões nominais modo abaixador: Canal 1: Tensão em S1, Canal 2: tensão em S2



Fonte: Do autor.

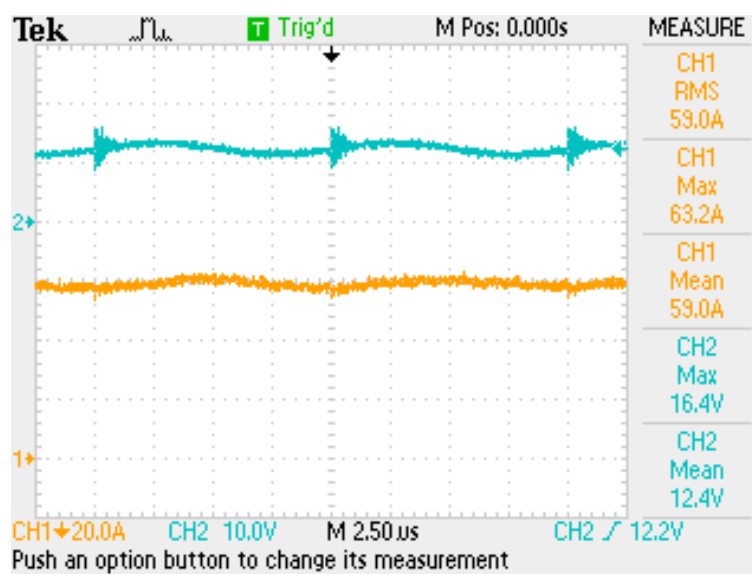
Figura 6.8 – Tensões na nominal: Imagem térmica interruptor S1.



Fonte: Do autor.

Na figura 6.9 está apresentado as formas de onda da corrente e tensão na saída do conversor, com os valores de razão cíclica alterados para 55% e a tensão de entrada para 28 V, para que, o conversor chegasse na corrente máxima permitida pela fonte, e não tivesse sobre tensão superior a 60V.

Figura 6.9 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão na saída.



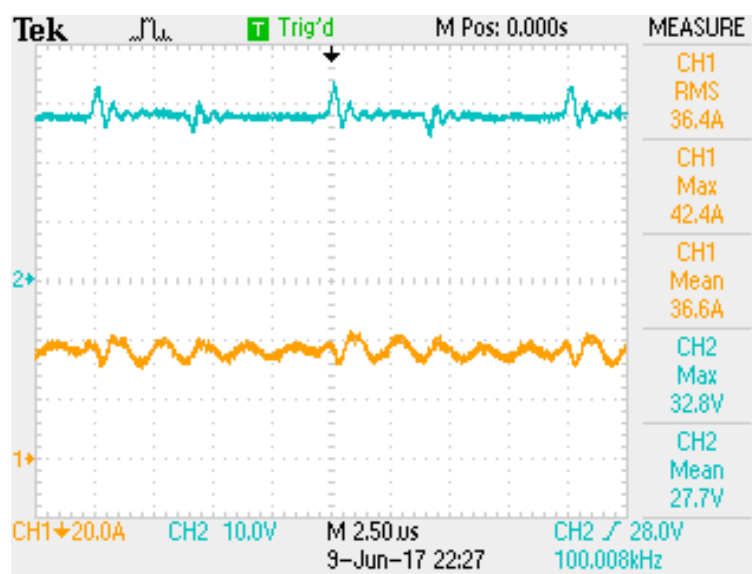
Fonte: Do autor.

Como no caso anterior, devido ao resistor de carga ser muito alto, o filtro passa baixas deixa de funcionar como o projetado e assim as frequências que deveriam ser suprimidas começam a aparecer, e é visto como oscilações na forma de onda da tensão sobre a frequência de comutação. Houve um aumento no valor em amperes na ondulação de corrente, uma ampliação para 8.4 A pico a pico, no entanto em porcentagem seu valor diminuiu para 14%. A potência na saída, se multiplicados os valores médios é de 731,6W (24% da nominal), assim, é possível identificar uma dependência da ondulação de corrente na saída em função da carga.

6.2.1.2 Resultados experimentais para corrente máxima permitida fornecida pela fonte no modo abaixador

A figura 6.10 apresenta as formas de onda da entrada do circuito funcionando no modo abaixador. Com o aumento da potência drenada pelo conversor, aproximadamente 1.013,82 W (34% da nominal), a tensão de entrada começa a ficar mais pulsada, e começa a aparecer ondulações na frequência de comutação. O rendimento do conversor para esse modo é de 58%. Essa queda no rendimento é dada pelo aumento da corrente, que faz com que as perdas por condução nos interruptores e indutores aumentem.

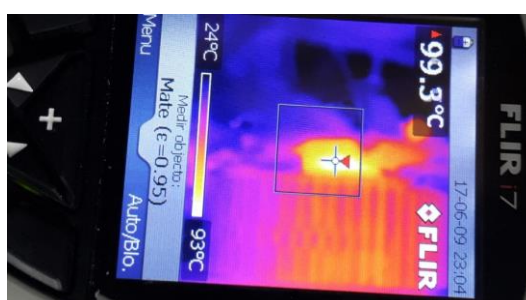
Figura 6.10 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão na entrada.



Fonte: Do autor.

Como pode ser visto na figura 6.11, que apresenta a imagem térmica no interruptor S1, houve um aumento na temperatura do interruptor S1 devido as perdas por condução aumentarem. Outro fator que influencia nesse aumento de temperatura é a resistência térmica do dissipador utilizado para fazer os ensaios no modo abaixador, quanto maior essa resistência, menor é a condução de calor e pior é a dissipação do calor do interruptor para o meio ambiente.

Figura 6.11 – Corrente máxima modo abaixador: Imagem térmica interruptor S1

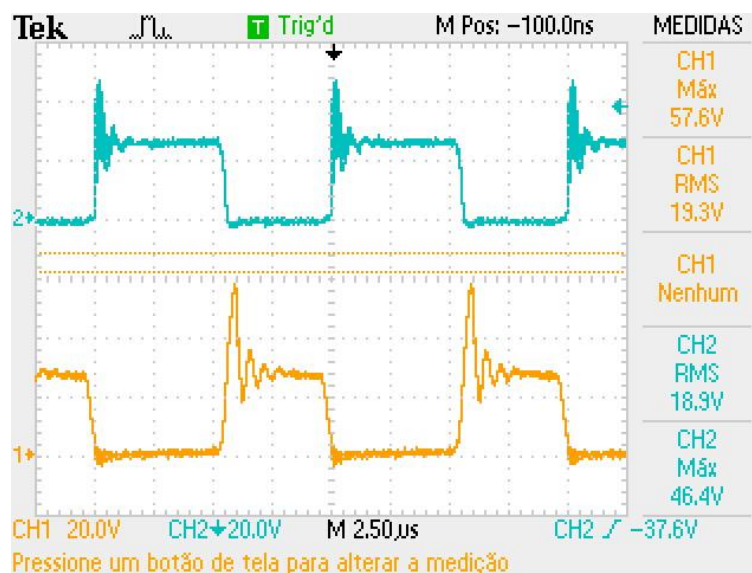


Fonte: Do autor.

Na figura 6.12 está apresentado as formas de onda das tensões sobre os interruptores no modo abaixador com a corrente máxima permitida pela fonte. A oscilações que estavam acontecendo sobre os interruptores diminui, no entanto, o pico de sobretensão aumenta em função do aumento da corrente que flui sobre o

circuito, o que aumenta a derivada de corrente nas indutâncias parasitas, e deixa mais evidente as sobre tensões nos interruptores.

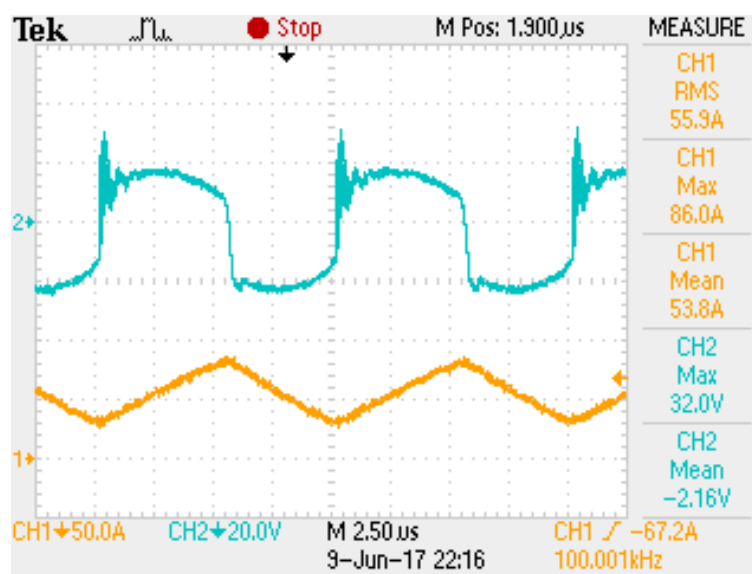
Figura 6.12 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Tensão interruptor S1, e Canal 2: Tensão interruptor S2.



Fonte: Do autor.

As figuras 6.13 apresenta as formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor L1. As ondulações de corrente aumentam em seu valor de corrente, 64.4 A pico a pico para o indutor L1 com uma média de 54 A. A forma de onda da tensão em azul apresenta um pico e uma oscilação dos mesmos níveis e forma que a tensão no diodo do interruptor S2.

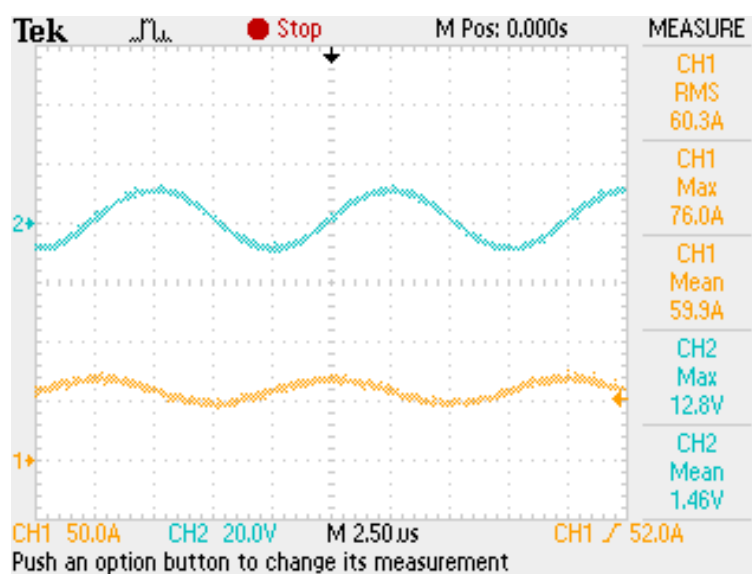
Figura 6.13 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão no indutor L1



Fonte: Do autor.

As formas de onda do indutor L2 são apresentadas na figura 6.14, e nela é possível verificar que a ondulação de corrente aumentou, tendo 32,2 A pico a pico sendo maior que para o caso anterior devido ao aumento dos níveis de corrente e da tensão de entrada ter diminuído, o que faz com que o filtro não amortecia a ondulação.

Figura 6.14 – Corrente máxima modo abaixador. Canal 1: Corrente, e Canal 2: Tensão no indutor L2



Fonte: Do autor.

O valor médio da corrente no segundo indutor é maior que a do indutor L1 o que teoricamente deveriam ser iguais, no entanto, esse fato pode ser explicado por erro de leitura no osciloscópio.

6.2.2 Experimentos com o conversor atuando como elevador de tensão

Para esse modo o interruptor S2 irá comutar, enquanto o comando do interruptor S1 é aterrado para apenas o diodo desse interruptor atue e não aconteça algum problema de os dois interruptores comutar em conjunto.

Diferentemente do que foi feito anterior, dois ensaios um com as tensões nominais e outro com a corrente máxima permitida pela fonte, nesse caso foi feita apenas uma, pois a corrente máxima da fonte foi alcançada com o conversor operando com as tensões nominais. A carga nominal poderia ser alcançada com os resistores do laboratório, no entanto, a corrente necessária entregue pela fonte ultrapassava os limites da mesma. Assim, foi ajustado uma carga menor, para que os limites da fonte de alimentação fossem preservados.

Outra alteração feita no circuito para esse ensaio foi a troca do dissipador para dois dissipadores com resistência térmica menor. Os dissipadores utilizados foram encontrados no laboratório, e continham mais aletas, o que significa o aumento da área de dissipação de calor, e assim, menor resistência térmica. O *setup* feito para esse ensaio é apresentado na figura 6.15.

Figura 6.15 – Foto do *setup* de ensaio do conversor no modo elevador

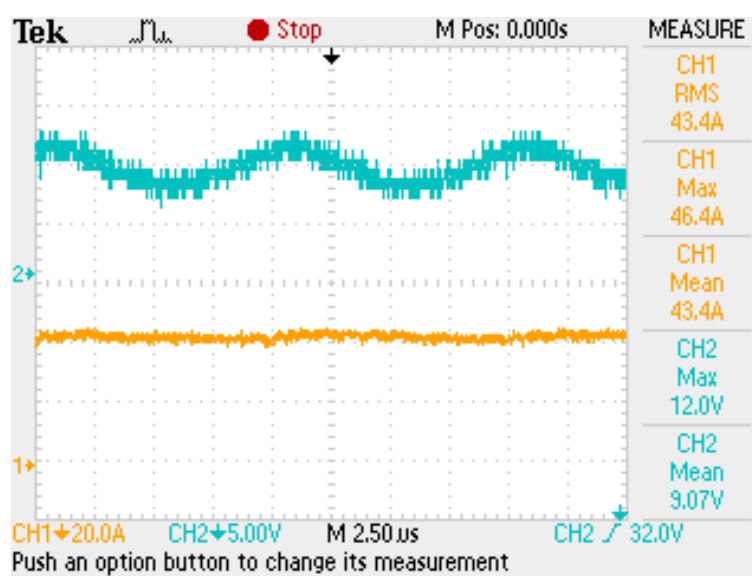


Fonte: Do autor.

Com o valor de resistência de $4,5\ \Omega$, carga baixa, mas que fizesse com que o conversor fique em condução contínua, fez com que a fonte CC de alimentação se controle em corrente, fazendo com que a tensão não fosse até 12 V, como pode ser visto na figura 6.16. O canal 1 em amarelo apresenta a forma de onda da corrente na entrada, que é contínua, e o canal 2 em azul apresenta a forma de onda da tensão de alimentação que contém uma ondulação. Essa ondulação de tensão da alimentação é devido a fonte estar funcionando como uma fonte de corrente e não estar controlando a tensão que a mesma alimenta o circuito. A potência de entrada nesse modo é de aproximadamente 394 W (13% da nominal).

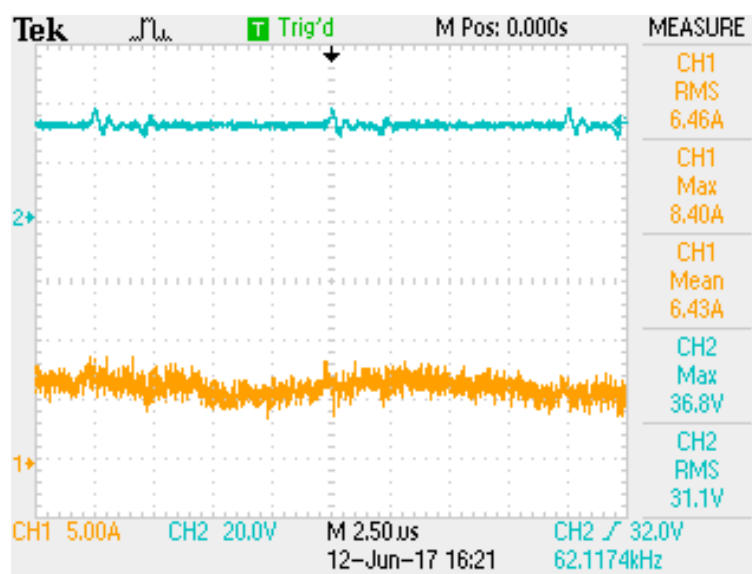
Na figura 6.17 estão apresentadas as formas de onda da corrente e tensão na saída do conversor funcionando como elevador. Com as quedas de tensão nas conexões e nos interruptores a tensão de saída fica com um valor que não o da nominal. Como no caso do conversor no modo abaixador isso é ajustado com a razão cíclica, no entanto, devido a corrente na fonte estar no limite não foi possível verificar isso. É possível verificar os efeitos da comutação nesse modo também, uma vez que a carga na saída não está perto da nominal e assim o filtro projetado não está funcionando corretamente, porém, é visível que os níveis são menores dos que estavam acontecendo no conversor funcionando como abaixador.

Figura 6.16 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão de entrada



Fonte: Do autor.

Figura 6.17 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão de saída



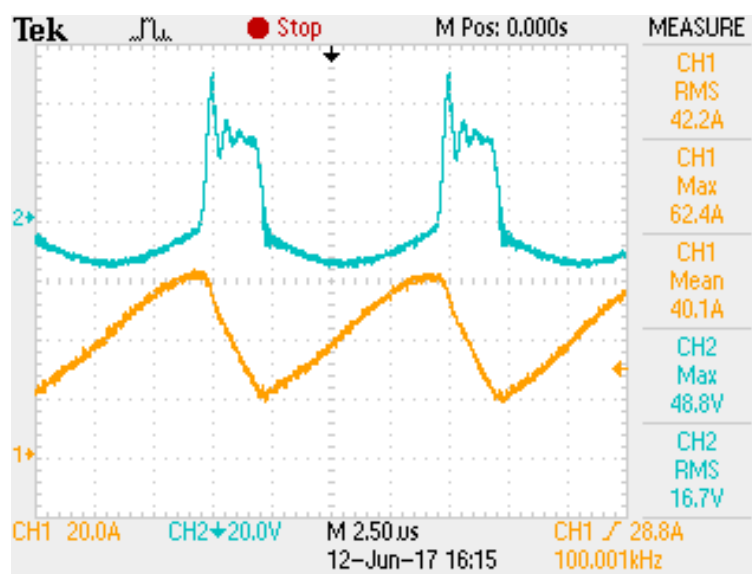
Fonte: Do autor.

Devido ao nível de corrente ser muito baixo, e a ponteira utilizada ser feita para medir correntes de até 500 A, a forma de onda apresentada no canal 1 na figura 6.17 está muito ruidosa, no entanto, é possível verificar que a ondulação de corrente na saída é baixa.

Como pode ser visto na figura 6.18 a corrente media é a máxima corrente que pode ser drenada da fonte. A ondulação de corrente nesse modo é de 44,6 A, o que é menor do que no modo abaixador, entretanto, como a corrente está muito baixa não se pode chegar a conclusões se nesse modo a ondulação é maior ou não.

Como no caso anterior, o indutor apresenta a sobre tensão em nível e forma semelhantes à do interruptor S2, o que não é igual devido à queda de tensão nos outros componentes do circuito.

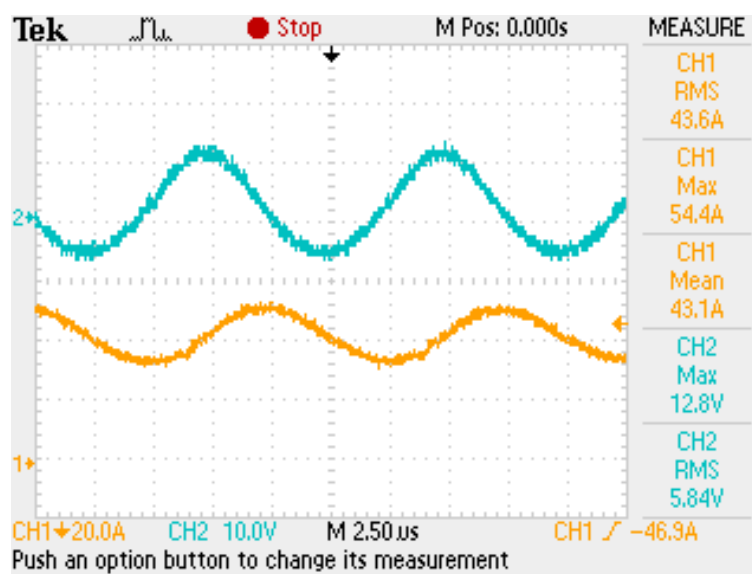
Figura 6.18 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão indutor L1



Fonte: Do autor.

A figura 6.19 exibe as formas de onda de tensão e corrente no indutor L2 para esse ensaio. A ondulação de corrente sobre o indutor é de aproximadamente 22 A, com um valor médio de corrente de 43 A.

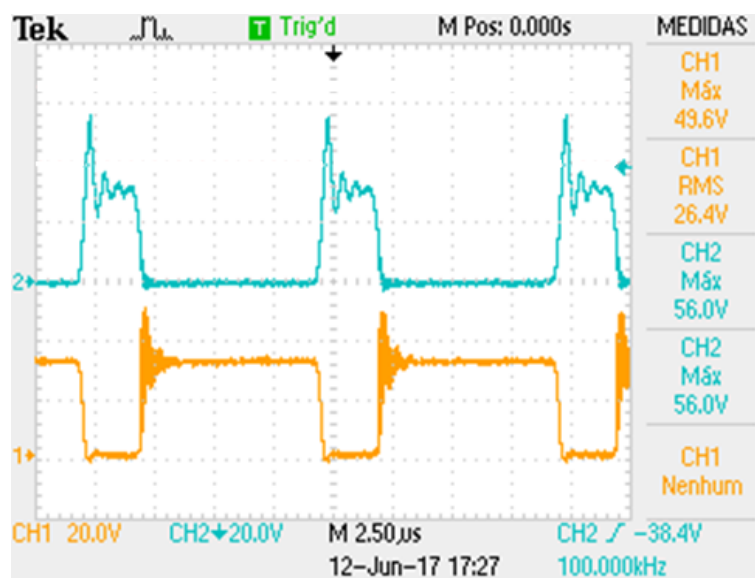
Figura 6.19 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: corrente, e Canal 2: tensão indutor L2



Fonte: Do autor.

E as formas de onda da tensão sobre os interruptores são apresentadas na figura 6.21. As oscilações sobre o interruptor são menores das apresentadas no modo abaixador, pois nesse modo o mesmo está operando apenas o seu diodo. Logo, as oscilações sobre o interruptor S2 são maiores, e a sobretensão é elevada, já que o mesmo está comutando. Essa sobretensão, é devido à alta velocidade de entrada em condução que nesse momento acontece a 250ns.

Figura 6.20 – Tensões nominais modo elevador. Canal 1: tensão interruptor S1, e Canal 2: tensão interruptor S2



Fonte: Do autor.

7 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Este trabalho apresentou o estudo teórico, e implementação de um conversor CC-CC bidirecional em corrente com filtro de quarta ordem aplicado ao sistema de tração de um *kart* elétrico para a realização de transferência de energia entre os acumuladores de energia e o conversor que realiza a tração do motor elétrico. Além disso foi estudada outras duas formas desse mesmo conversor, convencional e intercalada, para verificar entre qual delas melhor se aplicava para o veículo em construção.

Foi construído e ensaiado um protótipo com potência nominal de 3kW, tensão de entrada de 12V e de saída de 48V para os modos elevador e abaixador de tensão. Os experimentos foram feitos fora da potência nominal devido ao fato de o material disponível no laboratório, como fontes de alimentação e resistores de carga, não conseguiam suportar os níveis de corrente necessários para rodar o conversor na nominal.

É possível verificar que o rendimento teórico da estrutura em ambos os modos ficou menor do que o esperado devido principalmente as perdas por comutação no conversor uma vez que a frequência de comutação é muito alta. Ao diminuir essa frequência para um valor menor, as perdas por comutação seriam menores e o rendimento iria aumentar consideravelmente.

Outros desafios encontrados na montagem do protótipo foram os níveis de corrente serem muito altos, o que fez com que não fosse possível construir *jumpers* para medição dos níveis de corrente nos interruptores. Problemas de *layout*, fizeram com que os interruptores tivessem sobre tensões, e as conexões entre componentes e placa ficassem difíceis. Como características apresentadas nos testes em malha aberta e operando no modo contínuo para ambos os modos de operação, as ondulações de corrente não se comportaram como projetado, causadas pela carga ser baixa, resistência maior que a especificada o que faz mudar a frequência de corte do filtro projetado.

Esse conversor possui um potencial a ser utilizado em aplicações onde é necessário que os métodos de comando não sejam complexos em seu desenvolvimento, ou necessite utilizar de circuitos de comandos comerciais. O

mesmo traz vantagem sobre a topologia convencional em questão de volume dos elementos passivos, mantendo os mesmos níveis de corrente e tensão, tendo potencial em aplicações onde o volume e o peso do conversor devem ser pequenos.

Esse trabalho não realizou o projeto e os experimentos desse conversor com malha fechada, no entanto, o conversor conta com todos os circuitos de medição de tensão e corrente em funcionamento, deixando assim para que outro aluno de graduação interessado em estudar essa aplicação se envolva no projeto. Além disso, uma melhora no *layout* do circuito de potência e um estudo sobre dissipadores são necessários para obter melhores resultados.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BAI, H.; MI, C. The impact of bidirectional DC-DC converter on the inverter operation and battery current in hybrid electric vehicles. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on, 2011. May 30 2011-June 3 2011. p.1013-1015.

BARBI, I. **Eletronica de potencia: projetos de fontes chaveadas**. Ed. do autor, 2001.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Basicos Nao Isolados**. 4 ed rev. Florianopolis: 2011. 377

BLANES, J. M. et al. Electric Vehicle Battery Life Extension Using Ultracapacitors and an FPGA Controlled Interleaved Buck–Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 12, p. 5940-5948, 2013.

CAMARA, M. B. et al. Buck-boost converters design for Ultracapacitors and lithium battery mixing in hybrid vehicle applications. 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010. 1-3 Sept. 2010. p.1-6.

DIXON, J. Energy storage for electric vehicles. Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on, 2010. 14-17 March 2010. p.20-26.

GARCIA, O. et al. Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 3, p. 578-586, 2006.

KARSHENAS, H. R. et al. **Bidirectional DC - DC Converters for Energy Storage Systems, Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids**. InTech, 2011. 478 ISBN ISBN 978-953-307-269-2.

MAGALHÃES, D. F. P. **Projeto de um sistema de gestão de baterias (BMS) aplicadas na alimentação de Veículos Elétricos (EVs)**. Faculdade de Engenharia Universidade do Porto: 41 p. 2012.

MATTHAEI, G. L. **Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures**. McGraw-Hill, 1964.

MATTHAEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures** 1980.

MAYER, R. **Conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves** 2014. 211 Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, FURB - Universidade Regional de Blumenau, Blumenau.

MAYER, R.; PERES, A.; OLIVEIRA, S. V. G. **Conversor CC-CC Multifásico Bidirecional em Corrente Não isolado Aplicado a Sistemas Elétricos de Tração de Veículos Elétricos e Híbridos**. Eletronica Potencia. Campo Grande. 20: 11 p. 2015.

MOON, S. H.; JOU, S. T.; LEE, K. B. State-space average modeling of bidirectional DC-DC converter for battery charger using LCLC filter. 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), 2014. 18-21 May 2014. p.224-229.

ORTUZAR, M.; DIXON, J.; MORENO, J. Design, construction and performance of a buck-boost converter for an ultracapacitor-based auxiliary energy system for electric vehicles. Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, 2003. 2-6 Nov. 2003. p.2889-2894 Vol.3.

APÊNDICE A

Nesse apêndice será apresentado o projeto das indutâncias e capacitâncias utilizadas nas simulações dos conversores para comparação entre as topologias do conversor bidirecional em corrente. Primeiro será apresentado o projeto para o conversor reversível convencional, segundo para o conversor intercalado. O Quadro 3 apresenta os parâmetros de projeto.

Para o conversor reversível convencional deve-se considerar que o número de fases é igual a um e utilizando-se da Equação 3.6 pode-se, então, encontrar a corrente do indutor. Assim, a corrente através o indutor será:

$$I_L = \frac{P_{bat}}{N_f \cdot f_s \cdot V_{bat}} = \frac{3000}{1 \cdot 100k \cdot 12} = 250A \quad (1)$$

Com esse valor pode-se então encontrar a ondulação de corrente através o indutor:

$$\Delta I_L = I_L \cdot 5\% = 12,5A \quad (2)$$

Deve-se também encontrar o valor mínimo de razão cíclica para que com o valor de tensão máximo especificado o conversor continue em condução continua. Pela Equação 3.11, tem-se então:

$$D_{min} = \frac{V_{bat}}{V_{bar} + \Delta V_{bar}} = 0,227 \quad (3)$$

Assim, pela Equação 3.16 o indutor deverá ter uma indutância igual a:

$$L = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D_{min})}{\Delta I_L \cdot f_s} = 7,418\mu H \approx 7,5\mu H \quad (4)$$

Com o valor da indutância pode-se encontrar o valor da capacitância a partir da Equação 3.23.

$$C_{bat} = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D_{min})}{8 \cdot L \cdot \Delta V_{bat} \cdot f_s^2} = 12,879\mu F \approx 13\mu F \quad (5)$$

O capacitor de barramento é calculado para o modo elevador do conversor utilizando-se da Equação 3.43:

$$C_{bar} = \frac{I_{bar}}{\Delta V_{bar} \cdot N_f \cdot f_s} \cdot \frac{(V_{bar} - V_{bat})}{V_{bar}} = 94,4\mu F \approx 100\mu F \quad (6)$$

Para o conversor intercalado se utiliza as mesmas equações, no entanto, o número de fases altera para 3. Assim, o valor médio de corrente que passa em um indutor será:

$$I_L = \frac{P_{bat}}{N_f \cdot V_{bat}} = 83,33A \quad (7)$$

Assim a ondulação de corrente no indutor será:

$$\Delta I_L = N_f \cdot \Delta I_{bat} = 37,5A \quad (8)$$

Com esse valor pode-se então encontrar o valor de indutância necessário para manter o conversor em condução contínua.

$$L = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D_{min})}{N_f \cdot f_s \cdot \Delta I_L} = 2,473\mu H \approx 2,5\mu H \quad (9)$$

O capacitor do filtro LC pode agora ser calculado. Seu valor é:

$$C_{bat} = \frac{V_{bat} \cdot (1 - D_{min})}{8 \cdot L \cdot \Delta V_{bat} \cdot f_s^2} = 4,293\mu F \approx 4\mu F \quad (10)$$

O valor da capacitância necessário no barramento é calculado utilizando-se da Equação 3.43.

$$C_{bar} = \frac{I_{bar}}{\Delta V_{bar} \cdot N_f \cdot f_s} \cdot \frac{(V_{bar} - V_{bat} + \Delta V_{bat})}{V_{bar}} = 33,64\mu F \approx 34\mu F \quad (11)$$

APÊNDICE B

Nesse apêndice será apresentado o projeto dos indutores para as topologias convencional, intercalada e LCLC para a análise comparativa do Capítulo 4. Primeiro será apresentado o projeto para o conversor reversível convencional, segundo para o conversor intercalado. O método utilizado para o projeto dos indutores aqui utilizado foi retirado de MAYER, ROBSON (2014) e BARBI, I. (2001). O Quadro 7 apresenta os parâmetros de projeto para cada topologia. Todos os cálculos foram feitos para se obter fatores de execução menor que 0,7, uma vez que para indutores com valores para o fator de execução maior que esse são mais difíceis de se construir.

Quadro B-1 – Parâmetros para projeto dos indutores para as topologias intercalada, convencional, e filtro de quarta ordem

Parâmetro:	Convencional:	Intercalado:	LCLC:
Valor indutância:	7,5 μH	2,5 μH (3x)	2,7 μH 1 μH
Corrente máxima modo elevador:	265 A	100 A	268 A 256 A
Corrente eficaz modo elevador:	250 A	84 A	250 A 250 A

Fonte: Do autor.

Todo os projetos são feitos considerando o fator de utilização da área do elemento magnético k_w igual a 70%, que a densidade de fluxo magnético máxima $B_{\max}$ é igual a 0,3 T, e que a densidade de corrente $J_{\max}$ é igual $450 \text{ A}/\text{cm}^2$.

Para o conversor reversível em corrente convencional, o produto $A_e A_w$ pode ser obtido a partir da Equação 1.

$$A_e A_w = \frac{L_{\text{convencional}} \cdot I_{\text{Max_elevador}} \cdot I_{\text{efe_elevador}}}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} = 52,579 \text{ cm}^4 \quad (1)$$

Pelo catálogo de núcleos da Thornton Eletrônica Ltda foi então utilizado três em paralelo o núcleo NEE 80/38/20, que tem o produto de áreas igual a:

$$A_e A_w = 126,629 \text{ cm}^4 \quad (2)$$

Onde cada núcleo contém um $A_w = 1080 \text{ mm}^2$ e um $A_e = 390,83 \text{ mm}^2$.

Após escolhido os núcleos é então calculado o número de espiras necessárias para se obter a indutância desejada. O número de voltas é calculado, então, pela Equação 3:

$$N_{\text{voltas}} = \frac{L_{\text{convencional}} \cdot I_{\text{Max_elevador}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} = 5,65 \approx 6 \quad (3)$$

Após isso é necessário encontrar a seção de cobre necessária para passar a corrente desejada. A Equação 4 apresenta o valor da área do fio de cobre:

$$S_{cu} = \frac{I_{\text{efec_elevador}}}{J_{\text{max}}} = 0,556 \text{ cm}^2 \quad (4)$$

Como a ondulação de corrente é baixa, pode-se nesse caso desconsiderar o efeito *skin*. Assim, utilizando-se de uma tabela de condutores do padrão AWG, o condutor escolhido para esse projeto foi o cabo AWG 20. Definido isso, pode-se então calcular o número de condutores em paralelo para esse indutor.

$$n_{\text{paralelo}} = \frac{S_{cu}}{S_{cu_awg}} = 107,33 \approx 107 \quad (5)$$

Com isso, enfim, é calculado a área mínima necessária para se fazer esse indutor e o fator de execução. A Equação 7 mostra que é possível executar esse indutor.

$$A_{w_min} = \frac{N_{\text{voltas}} \cdot n_{\text{paralelo}} \cdot S_{awg_isolacao}}{k_w} = 5,73 \text{ cm}^2 \quad (6)$$

$$Exec = \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0,53 \quad (7)$$

Agora será encontrado o volume projetado para o indutor. O volume do núcleo é multiplicado pelo número de núcleos em paralelo, assim o volume para esse núcleo é:

$$V_{\text{nucleo}} = 3 \cdot V_{\text{NEE80/38/20}} = 216,372 \text{ cm}^3 \quad (8)$$

Para o volume de cobre é necessário saber o comprimento médio de uma espira. Utilizando as medidas do núcleo no catálogo pode se encontrar:

$$l = ([20,2 \text{ mm} \cdot 3 + (\frac{58,9 \text{ mm} - 20,2 \text{ mm}}{2})] \cdot 3) \cdot 1,5 = 359,775 \text{ mm} \quad (9)$$

Assim o volume de cobre para esse indutor será:

$$V_{cond} = N_{voltas} \cdot n_{paralelo} \cdot S_{cu_avg} \cdot l = 119,553cm^3 \quad (10)$$

Com esses valores o volume total para esse indutor é então:

$$V_{total} = V_{cond} + 3V_{núcleo} = 335,925cm^3 \quad (11)$$

Para o conversor reversível em corrente intercalado é utilizado o mesmo método apresentado anteriormente. Assim, o produto de áreas é igual a:

$$A_e A_w = \frac{L_{intercalado} \cdot I_{Max_elevador} \cdot I_{efec_elevador}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 2,22cm^4 \quad (12)$$

Pelo catalogo utilizado anteriormente, o núcleo NEE 55/28/21 pode ser utilizado para esse indutor. Seu produto de áreas é $A_e A_w = 8,85 cm^4$. Agora é calculado o número de espiras. Assim:

$$N_{voltas} = \frac{L_{in} \cdot I_{Max_elevador}}{B_{max} \cdot A_e} = 2,354 \approx 2 \quad (13)$$

É necessário encontrar a secção de cobre necessária para conduzir a corrente pelo indutor. Como anteriormente, tem-se:

$$S_{cu} = \frac{I_{efec_elevador}}{J_{max}} = 0,187cm^2 \quad (14)$$

O fio escolhido para conduzir essa corrente é o mesmo que o utilizado anteriormente AWG20. O número de condutores em paralelo será:

$$n_{paralelo} = \frac{S_{cu}}{S_{cu_avg}} = 36,06 \approx 36 \quad (15)$$

Então é encontrada a área mínima para se fazer esse indutor e o fator de execução. A Equação 17 verifica que é possível construir esse indutor.

$$A_{w_min} = \frac{N_{voltas} \cdot n_{paralelo} \cdot S_{avg_isolacao}}{k_w} = 0,642cm^2 \quad (16)$$

$$Exec = \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0,257 \quad (17)$$

O próximo passo é calcular o volume do núcleo e dos condutores. Assim como foi feito para a topologia anterior, é necessário determinar o comprimento médio de uma espira. Pela Equação 18, o comprimento médio de uma espira para esse indutor é:

$$l = [21mm + \frac{(37,5mm - 17,2mm)}{2}] \cdot 1,5 = 46,725mm \quad (18)$$

$$V_{cond} = N_{voltas} \cdot n_{paralelo} \cdot S_{cu_avg} \cdot l = 1,741cm^3 \quad (19)$$

O volume para o núcleo é o mesmo apresentado pelo fabricante. Assim o volume total para um indutor do conversor intercalado é:

$$V_{total} = V_{núcleo} + V_{cond} = 44,241cm^3 \quad (20)$$

Considerando o volume que ocupara os três indutores para o intercalado, o volume total dos elementos magnéticos para essa topologia é:

$$V_{topologia} = 3 \cdot V_{total} = 132,724cm^3 \quad (21)$$

Para o conversor LCLC a mesma metodologia pode ser utilizada para o segundo indutor, se a forma de onda do mesmo é aproximada para uma onda triangular. Assim, deve-se então calcular o produto de áreas para os indutores.

$$A_e A_w = 17,7cm^4 \quad (22)$$

Agora é calculado o número de espiras para cada um dos indutores. Assim:

$$N1 = \frac{L_{L1} \cdot I_{Max_elevador}}{B_{max} \cdot A_e} = 1,278 \approx 1 \quad (23)$$

$$N2 = \frac{L_{L2} \cdot I_{Max_elevador}}{B_{max} \cdot A_e} = 1,111 \approx 1 \quad (24)$$

Como os níveis de corrente são iguais ao do convencional o número de condutores em paralelo são iguais e a área de cobre para conduzir a corrente.

$$S_{cu_L1} = S_{cu_L2} = 0,556cm^2 \quad (25)$$

$$n_{paralelo_L1} = n_{paralelo_L2} = 107 \quad (26)$$

Com esses valores é possível calcular o fator de execução a partir da área de janela mínima. O valor mínimo da janela e o fator de execução são iguais para ambos indutores. Pela Equação 28 os indutores L1 e L2 são possíveis de construir.

$$A_{w_min} = \frac{N_{voltas} \cdot n_{paralelo} \cdot S_{avg_isolacao}}{k_w} = 0,954cm^2 \quad (27)$$

$$Exec = \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0,382 \quad (28)$$

O próximo passo é determinar o volume total para cada indutor. Para isso deve-se calcular o comprimento médio de uma espira.

$$l = [21mm \cdot 2 + (\frac{37,5mm - 17,2mm}{2})] \cdot 2 \cdot 1,5 = 156,45mm \quad (29)$$

Logo, cada indutor terá o volume de cobre igual ao apresentado na Equação

$$V_{cond} = N_{voltas} \cdot n_{paralelo} \cdot S_{cu_avg} \cdot l = 8,692cm^3 \quad (30)$$

O volume de cada núcleo é dado pelo catalogo do fabricante como sendo $V_{núcleo} = 42,5 \text{ cm}^3$. Logo, o volume total é:

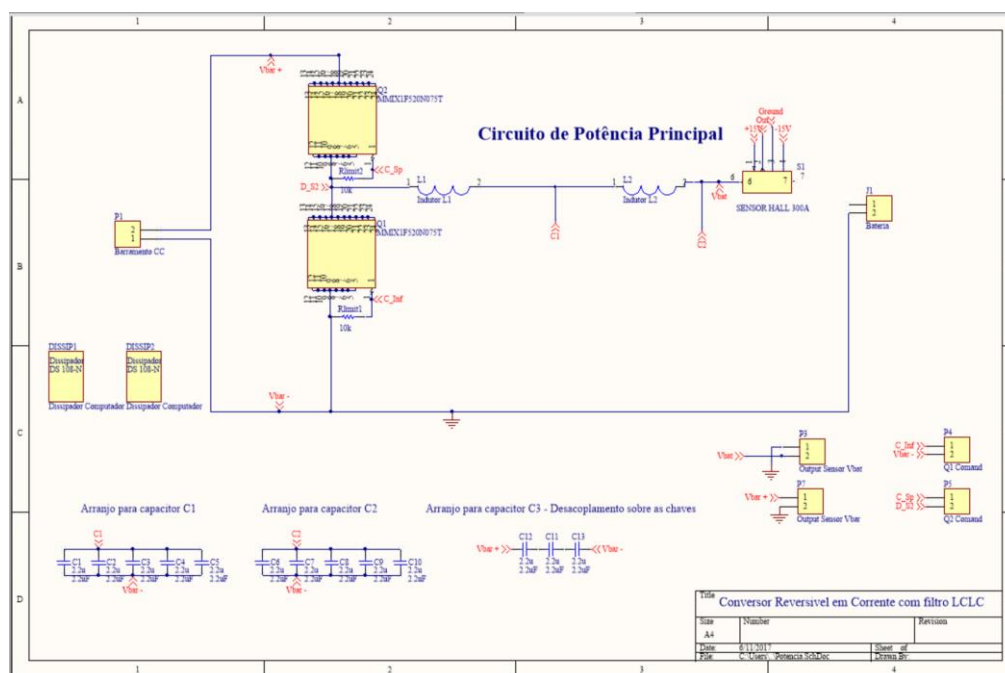
$$V_{total} = V_{cond} + 2 \cdot V_{núcleo} = 93,69cm^3 \quad (31)$$

Como cada indutor terá esse volume, o volume total dos elementos magnéticos para esta topologia é duas vezes esse valor. Assim, $V_{total} = 187,38 \text{ cm}^3$.

APÊNDICE C

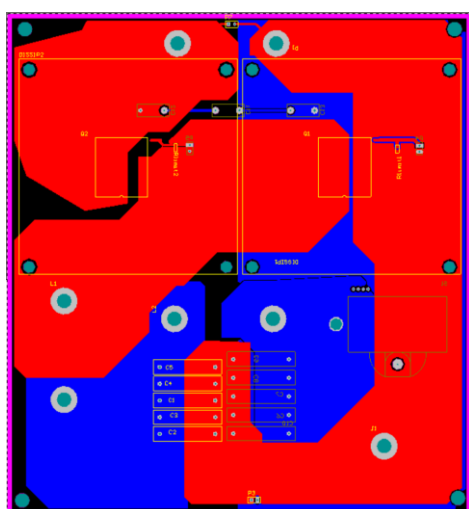
Nesse apêndice estão apresentados o esquemático e layout do protótipo construído, bem como fotos dos respectivos circuitos.

Figura C.1 – Esquemático da parte de potência do conversor construído

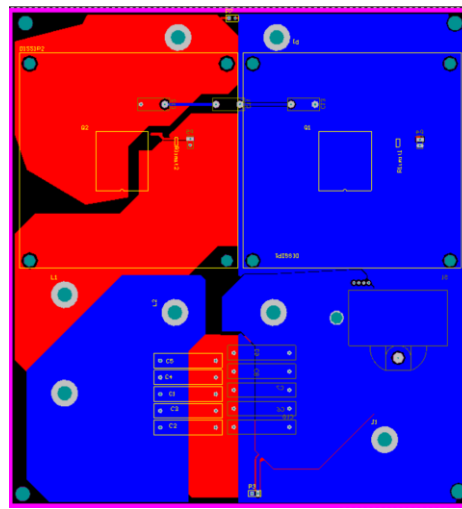


Fonte: Do autor.

Figura C.2 – Layout da parte de potência do conversor construído. (a) top layer. (b) bottom layer.



(A)



(B)

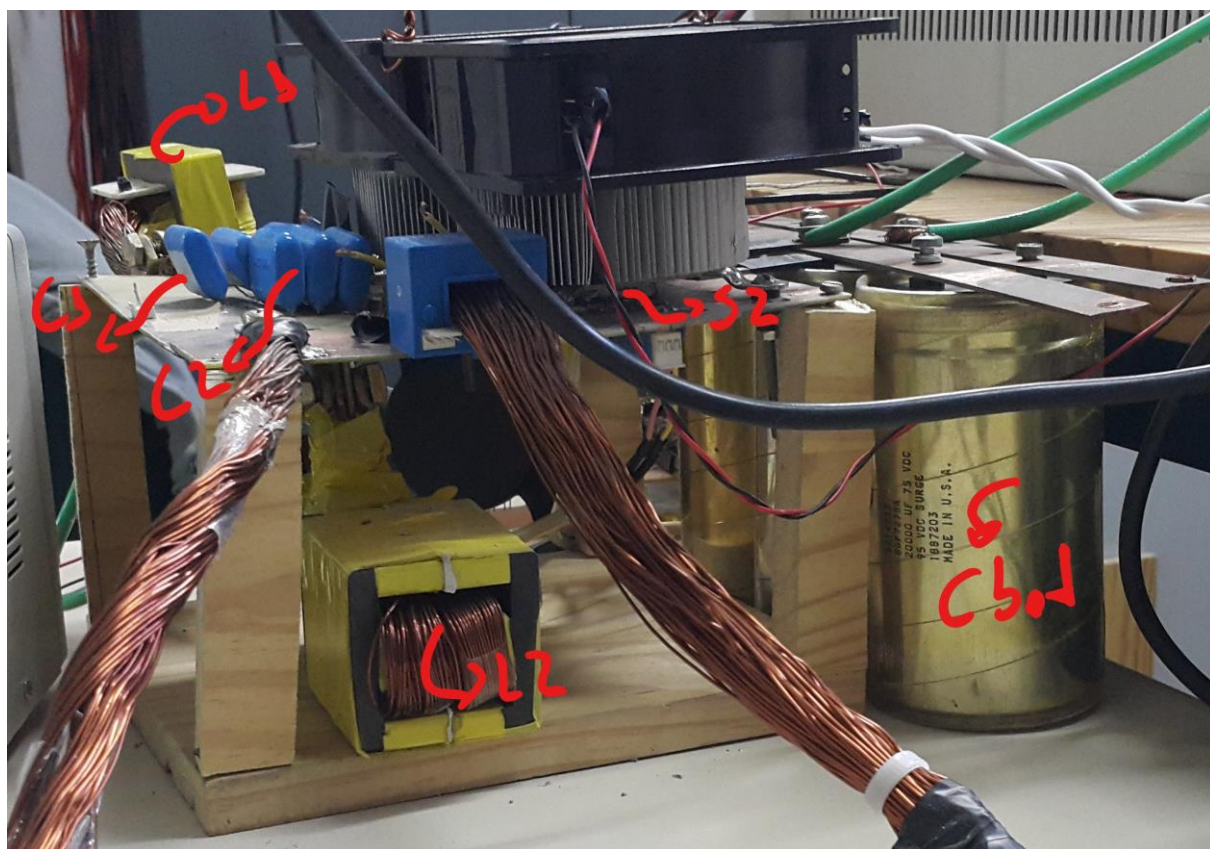
Fonte: Do autor.

Figura C.3 – Foto superior da placa de potência.



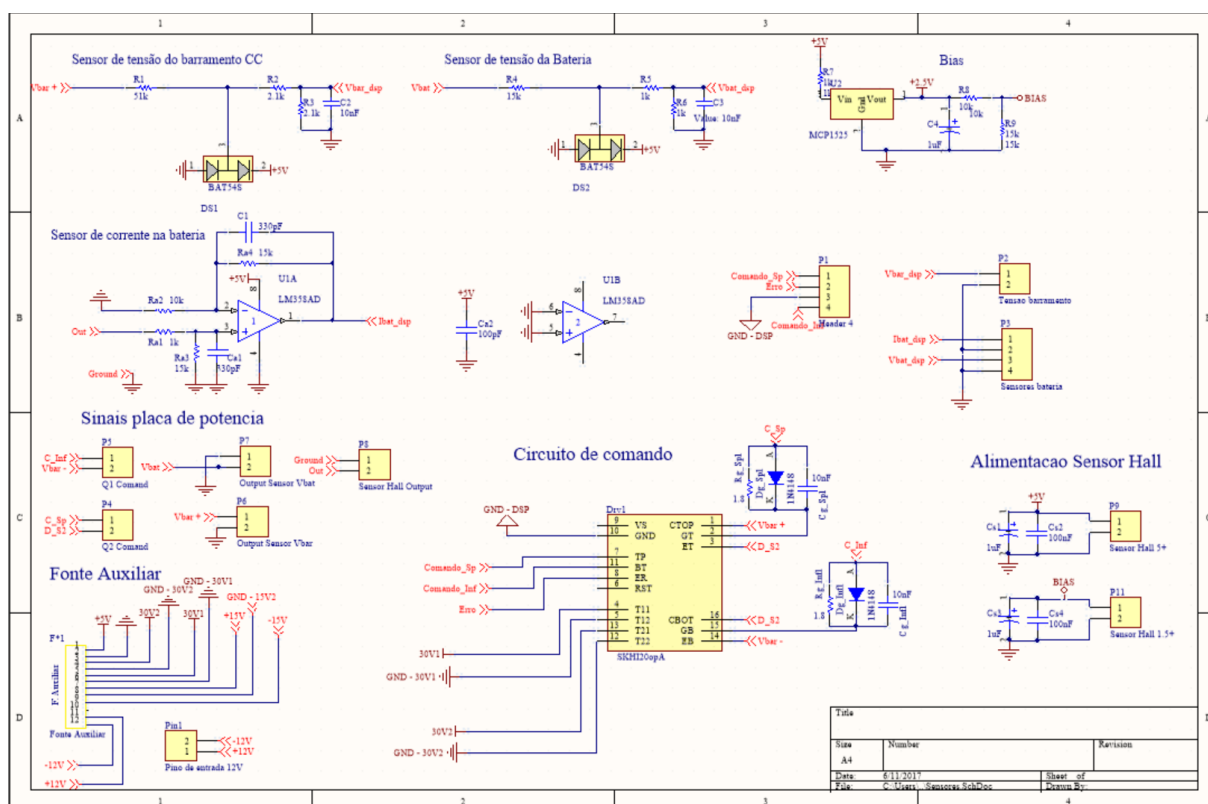
Fonte: Do autor.

Figura C.4 – Foto lateral da placa de potência.



Fonte: Do autor.

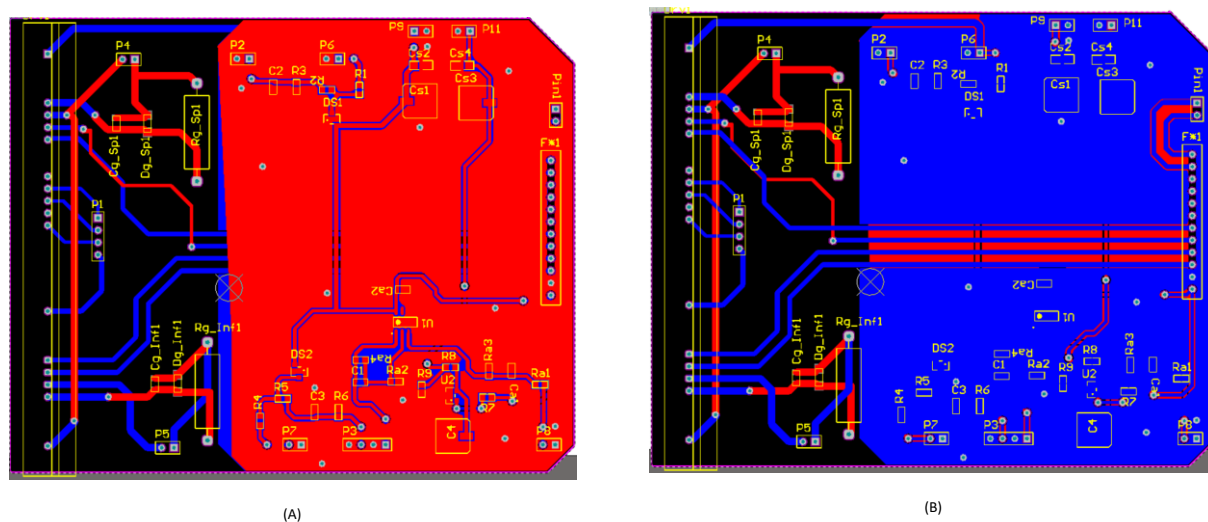
Figura C.5 – Esquemático da parte de condicionamento de sinais do conversor construído



Fonte: Do autor.

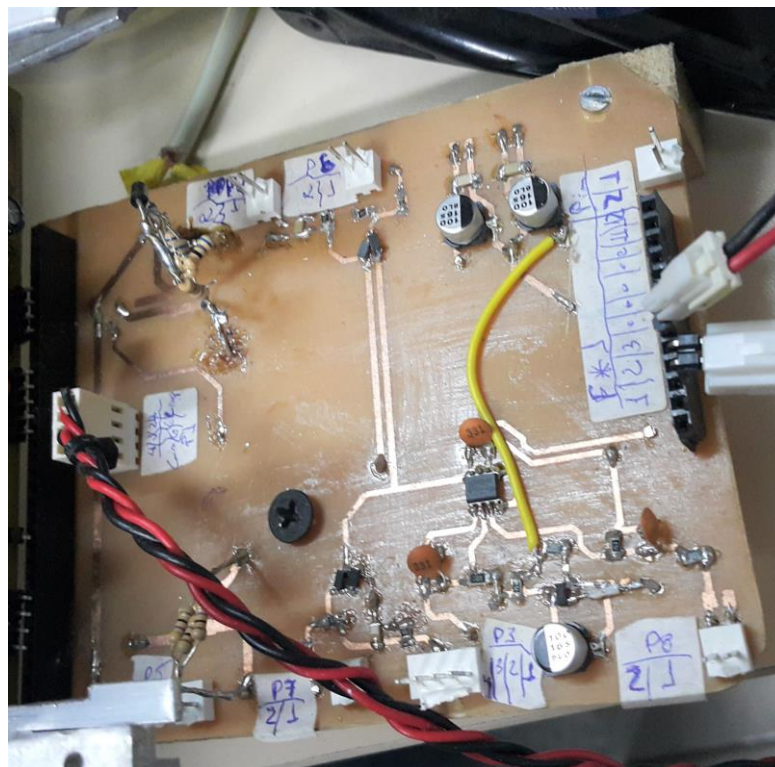
Figura C.6 – Layout da parte de condicionamento de sinais do conversor construído.

(a) top layer (b) bottom layer



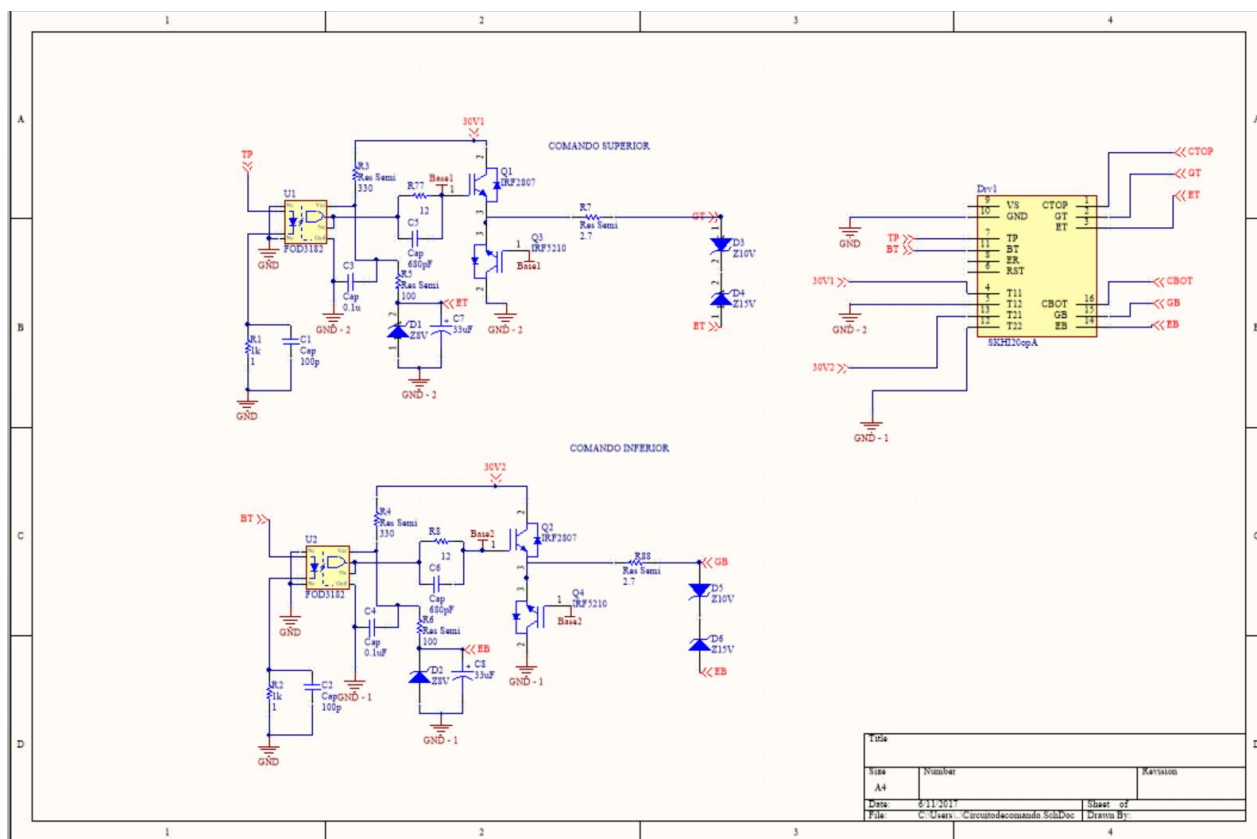
Fonte: Do autor.

Figura C.7 – Foto circuito condicionador de sinais



Fonte: Do autor.

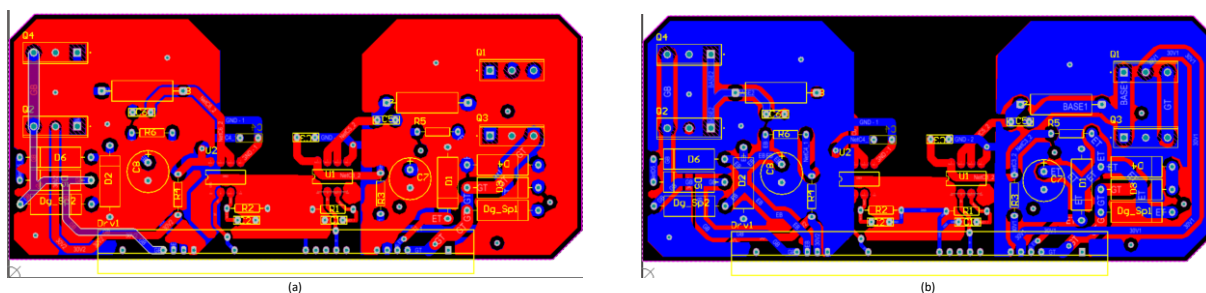
Figura C.8 –Esquemático circuito de comando



Fonte: Do autor.

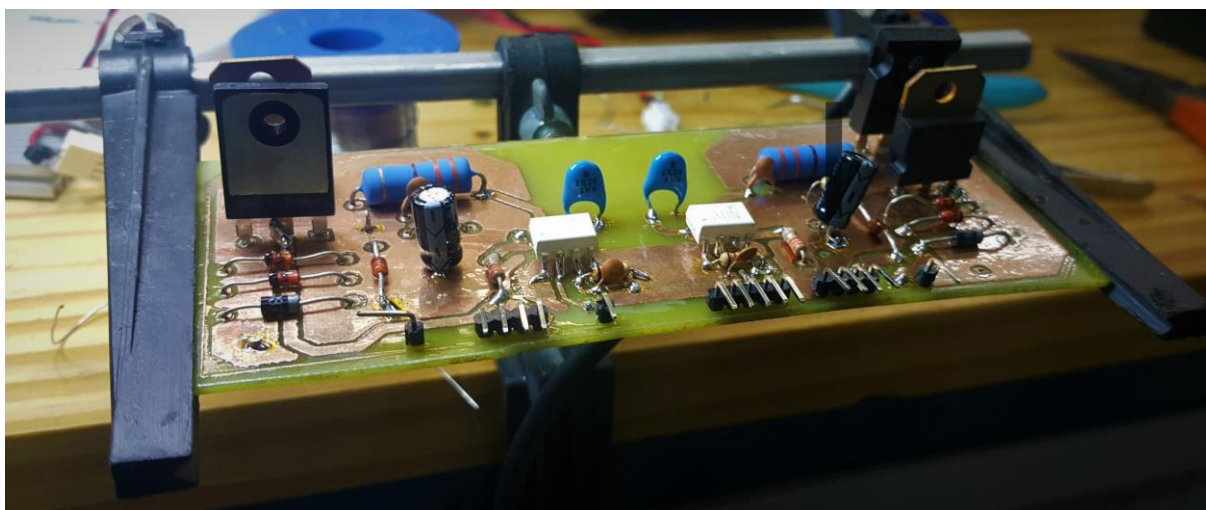
Os resistores R7 e R88 foram adicionados após a construção do circuito de comando durante a fase de testes do mesmo, e assim, no *layout* construído e apresentado aqui o mesmo não se encontram, estão apenas na versão do protótipo. Foram adicionados no esquemático para no futuro sejam colocados no *layout* no processo de projeto do circuito de comando.

Figura C.9 – *Layout* do circuito de comando do conversor construído. (a) *top layer* (b) *bottom layer*



Fonte: Do autor.

Figura C.10 – Foto do circuito de comando.

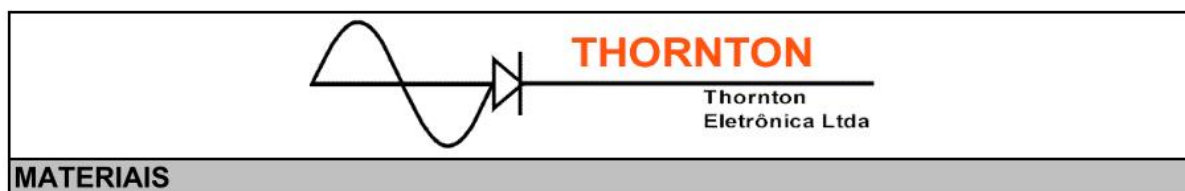


Fonte: Do autor.

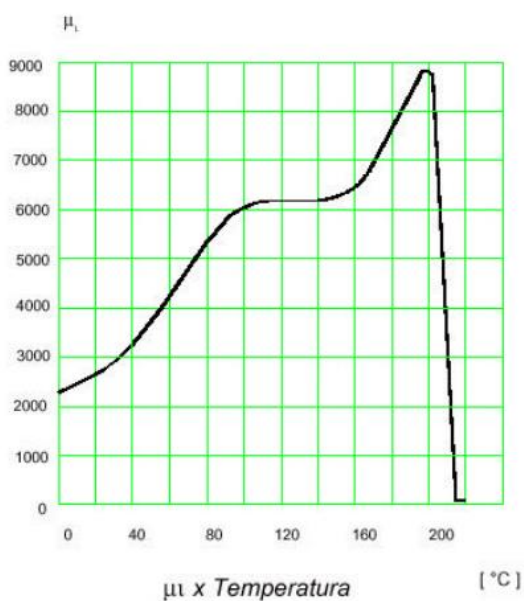
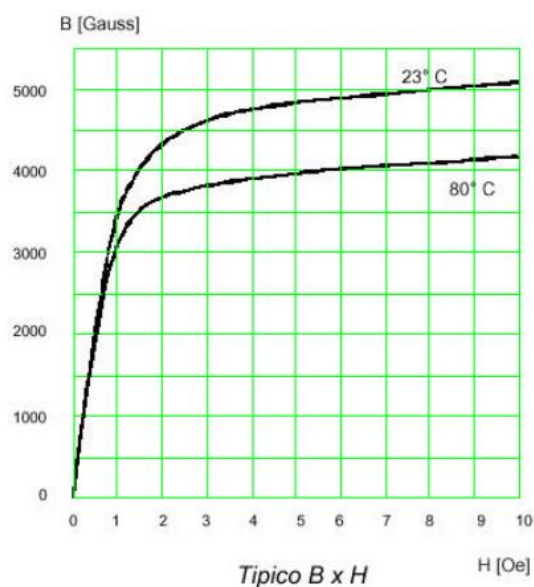
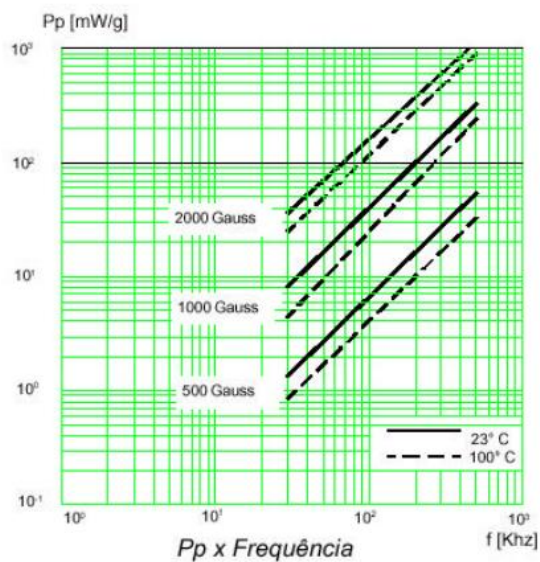
ANEXO A

Nesse anexo está apresentado os *datasheets* dos principais componentes utilizados na construção e projeto do conversor reversível em corrente com filtro de quarta ordem.

Figura A.1 – *Datasheet* Material IP12E

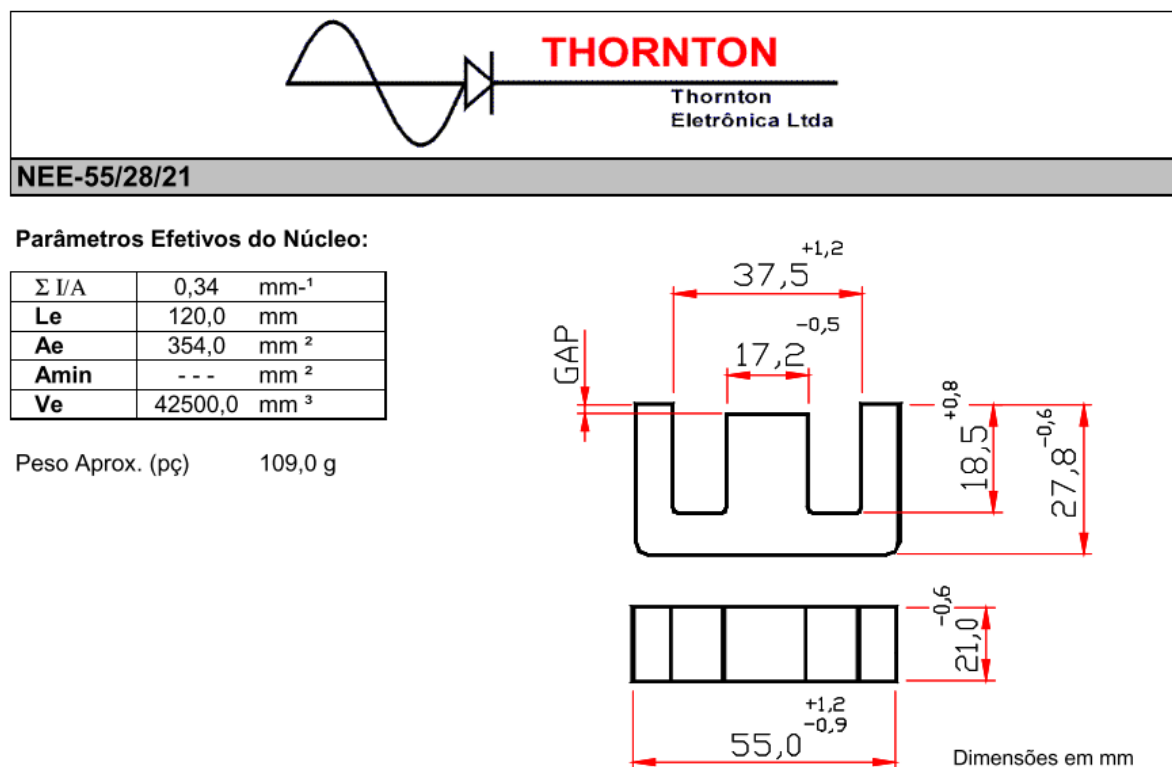


IP12E			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_i	23 °C	2300 $\pm$ 25%	---
B	15 Oe, 23 °C	5100	Gauss
P_p	2000 Gauss	110	mW/g
	100 Khz, 80 °C		
T_c	---	> 210	°C
ρ	---	4800	Kg/m ³



Fonte: Do autor.

Figura A.2 – Datasheet Núcleo NEE 55/28/21

**COM GAP**

DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-55/28/21-125-IP12R	IP12R	125	± 8	*3,05	34
NEE-55/28/21-220-IP6	IP6	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-220-IP12R	IP12R	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-300-IP6	IP6	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-300-IP12R	IP12R	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-330-IP6	IP6	330	± 10	1,70	89
NEE-55/28/21-380-IP6	IP6	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-380-IP12R	IP12R	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-496-IP12R	IP12R	496	± 10	0,96	134
NEE-55/28/21-520-IP6	IP6	520	± 10	0,90	141
NEE-55/28/21-930-IP6	IP6	930	± 15	0,70	252

* gap Simétrico

SEM GAP

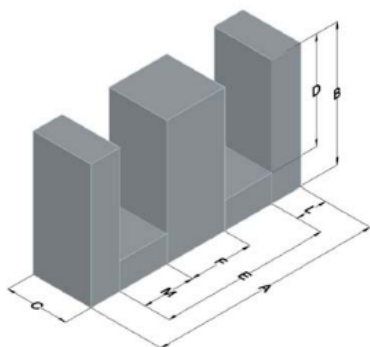
CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ µe
NEE-55/28/21-6000-IP6	IP6	6000	+40 / -20	---	1623
NEE-55/28/21-6500-IP12R	IP12R	6500	+40 / -20	---	1759
NEE-55/28/21-6800-IP12E	IP12E	6800	± 25	---	1840
NEE-55/28/21-7050-IP612	IP612	7050	min.	---	1907

Fonte: Do autor.

Figura A.3 – Datasheet Núcleo 00K8020E026

**00K8020E026**

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
NAFTA Sales: (1)800-245-3984
HK Sales : (852)3102-9337
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com

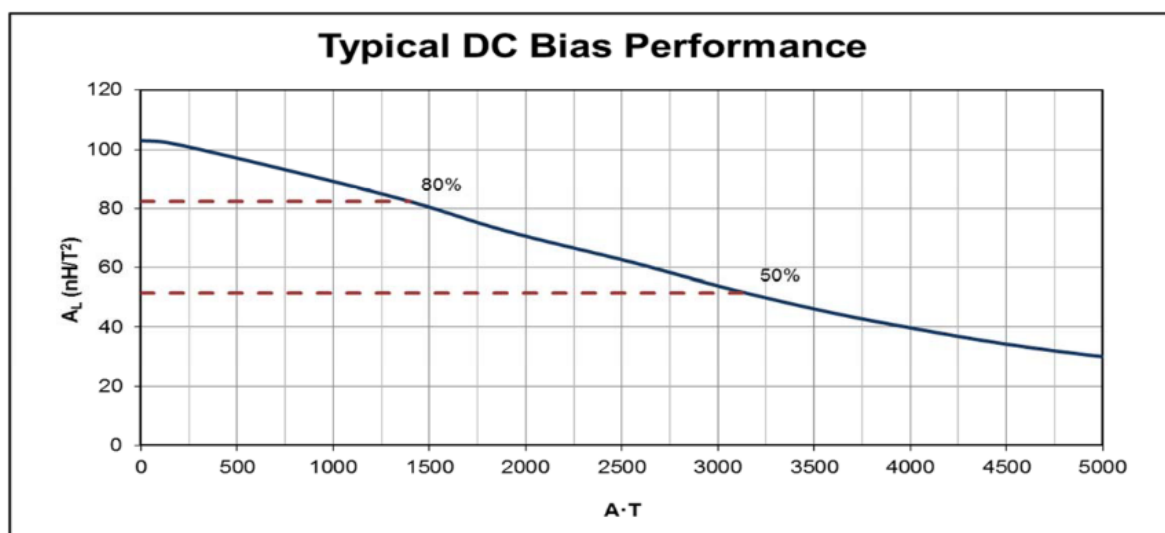


Kool Mμ Permeability (μ)	A _L (nH/T ²)	Core Marking	
		Lot Number	Part number
26	103 ± 8%	XXXXXX	K8020E026

	Dimensions		Tolerance (±)			Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)		Cardboard cut-outs Box Qty= 63 pcs
A	80.01	3.150	1.19	0.047		
B	38.10	1.500	0.635	0.025		
C	19.8	0.780	0.381	0.015		
D	28.01	1.103	-	-	Min	Available Hardware
E	59.28	2.334	-	-	Min	00B802001
F	19.8	0.780	0.381	0.015		00B802002
L	9.91	0.390	-	-	Nom	
M	19.8	0.780	-	-	Min	

Electrical Characteristics		Physical Characteristics					
Watt Loss @ 100 kHz, 100mT max(mW/cm ³)	DC Bias min (A·T/cm)	Break Strength min (kg)	Window Area W _A (mm ²)	Cross Section A _e (mm ²)	Path Length L _e (mm)	Volume V _e (mm ³)	Weight (Ea. Piece) (g)
1500	80% 63.6	36	1110	389	185	72,000	200

Notes:	Temperature Rating
	Curie Temp: 500°C



Revision 1/30/2014

Fonte: Do autor.

Figura A.4 – Datasheet MCP1525/41



MCP1525/41

2.5V and 4.096V Voltage References

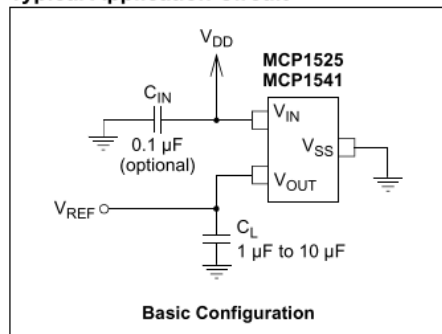
Features

- Precision Voltage Reference
- Output Voltages: 2.5V and 4.096V
- Initial Accuracy: $\pm 1\%$ (max.)
- Temperature Drift: ± 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ (max.)
- Output Current Drive: ± 2 mA
- Maximum Input Current: 100 μA @ $+25^{\circ}\text{C}$ (max.)
- Packages: TO-92 and SOT-23-3
- Industrial Temperature Range: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$

Applications

- Battery-powered Systems
- Handheld Instruments
- Instrumentation and Process Control
- Test Equipment
- Data Acquisition Systems
- Communications Equipment
- Medical Equipment
- Precision Power supplies
- 8-bit, 10-bit, 12-bit A/D Converters (ADCs)
- D/A Converters (DACs)

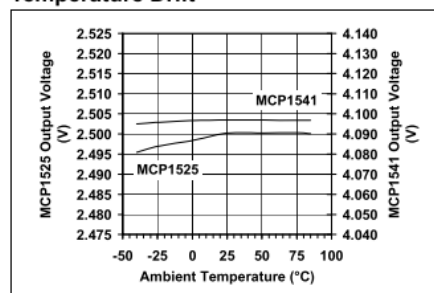
Typical Application Circuit



Description

The Microchip Technology Inc. MCP1525/41 devices are 2.5V and 4.096V precision voltage references that use a combination of an advanced CMOS circuit design and EPROM trimming to provide an initial tolerance of $\pm 1\%$ (max.) and temperature stability of ± 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ (max.). In addition to a low quiescent current of 100 μA (max.) at 25°C , these devices offer a clear advantage over the traditional Zener techniques in terms of stability across time and temperature. The output voltage is 2.5V for the MCP1525 and 4.096V for the MCP1541. These devices are offered in SOT-23-3 and TO-92 packages, and are specified over the industrial temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

Temperature Drift



Package Types

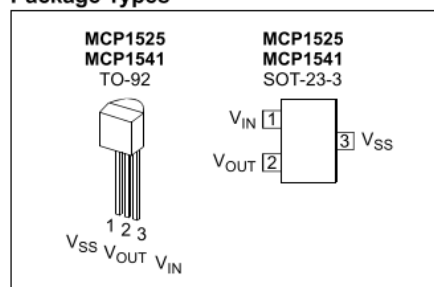
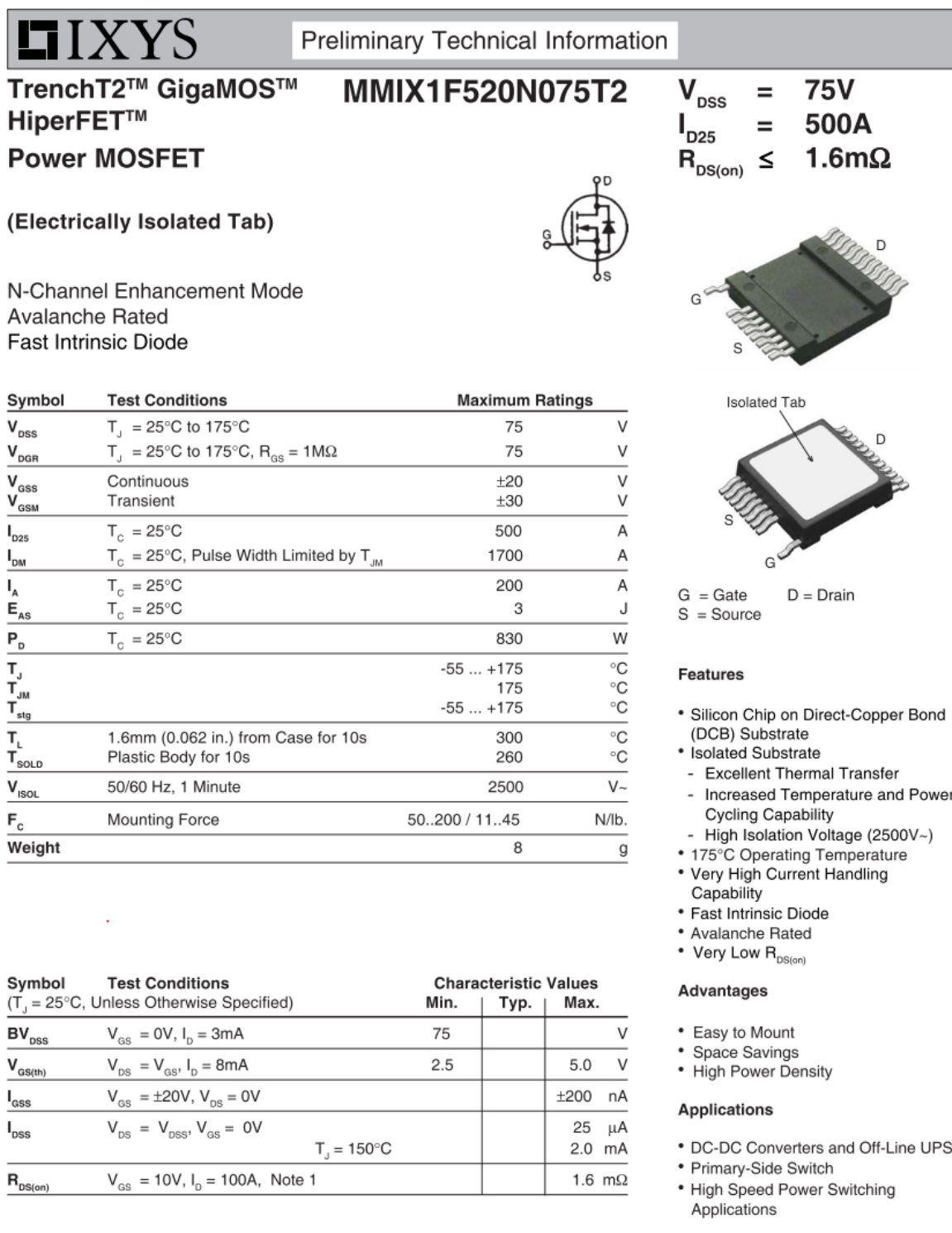


Figura A.5 – Datasheet MMIX1F520N075T2



Fonte: Do autor.