

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

EDIVAN LAERCIO CARVALHO DA SILVA

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIAS ISOLADO

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2015

EDIVAN LAERCIO CARVALHO DA SILVA

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIAS ISOLADO

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica – COELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

PATO BRANCO

2015

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado **Projeto e simulação de um carregador de baterias isolado**, do aluno **Edivan Laercio Carvalho da Silva** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° 88 de 2015.

Fizeram parte da banca os professores:

PROF. DR. RAFAEL CARDOSO (ORIENTADOR)

PROF. DR. CARLOS MARCELO DE OLIVEIRA STEIN

PROF. DR. EMERSON GIOVANI CARATI

À minha mãe Alzira Elena Carvalho.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço à minha mãe Alzira, com uma vida dedicada ao ensino, por ser meu exemplo e principal motivo de todo meu esforço.

À minha família e amigos pela compreensão e apoio.

Ao professor Rafael Cardoso, por toda sua contribuição no desenvolvimento do trabalho e por ser uma referência profissional e pessoal.

RESUMO

SILVA, Edivan Laercio Carvalho. 2015. 83 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2015.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento do projeto de um conversor CC-CC a ser utilizado em um carregador de bateria isolado. O projeto aborda o dimensionamento das chaves semicondutoras, modelagem do conversor e seu controle para o modo de carga a corrente constante. O conversor utiliza a topologia *Full-Bridge* e emprega transformador planar em sua isolação. Este trabalho também apresenta um estudo teórico sobre o transformador planar e seu circuito equivalente. A metodologia para a obtenção experimental dos parâmetros do modelo equivalente do transformador também é descrita. Simulações a malha aberta foram realizadas para analisar de que forma esses parâmetros irão interferir no projeto do sistema de controle e filtros envolvidos com o objetivo de simplificar o modelo do conversor. O projeto de controle desenvolvido visa manter uma corrente de carga constante na bateria. Simulações utilizando o *software* PSIM foram utilizadas para analisar o projeto. O trabalho visa contribuir nos estudos do transformador planar e sua modelagem matemática, dimensionamento do conversor e projeto do sistema de controle, necessários para o desenvolvimento de um carregador de baterias bidirecional.

Palavras-chave: Carregador de Bateria. Transformador Planar. Eletrônica de Potência. Sistemas de Controle. Conversor *Full-Bridge*.

ABSTRACT

SILVA, Edivan Laercio Carvalho 2015. 83 f. Final Course Assignment / Monograph – Electrical Engineering Undergraduate Course, Federal Technological University of Parana. Pato Branco, 2015.

This work describes the design of a DC-DC converter used as an isolated battery charger. The specification of the power switches, converter modeling and its control are covered. It is used a Full-Bridge converter and the isolation is provided by a planar transformer. This work also addresses a theoretical study of the planar transformer and its equivalent circuit. The experimental methodology for the determination of the equivalent circuit of the transformer are described. Open loop simulations are used to analyze the effects of the transformer parameters on the system dynamics aiming to verify possible simplifications of the mathematical model used in the control design. The controller designed is a current servo to keep the charging current constant. Simulations using the software PSIM were carried out to analyze the converter design and operation. This work contributes on the study of the planar transformer and its mathematical description, design of the converter and its control system.

Keywords: Battery Charger. Planar transformer. Power Electronics. Control system. Full- Bridge Converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama de funcionamento do carregador de baterias	23
Figura 2: Circuito de potência simplificado do conversor <i>Full-Bridge</i>	24
Figura 3: Primeiro modo de operação do conversor <i>Full-Bridge</i>	24
Figura 4: Segundo modo de operação do conversor <i>Full-Bridge</i>	25
Figura 5: Geração do Sinal de PWM, para acionamento das chaves do conversor.....	26
Figura 6: Núcleos dos diferentes transformadores	28
Figura 7: Disposição dos enrolamentos	29
Figura 8: Enrolamentos em placas de circuito impresso	29
Figura 9: Transformador <i>Würth Elektronik 750341137</i>	30
Figura 10: Circuito equivalente de um transformador tradicional	31
Figura 11: Representação das capacitâncias parasitas entre as espiras de um transformador planar.....	31
Figura 12: Circuito equivalente do transformador planar referido ao primário	32
Figura 13: Circuito equivalente de uma bateria	33
Figura 14: Bateria UP1250	34
Figura 15: Conversor considerando o modelo do transformador planar.....	39
Figura 16: Conversor considerando a inserção do filtro L_3	39
Figura 17: Disposição dos enrolamentos do transformador planar	40
Figura 18: Correntes e tensões resultantes nos filtros projetados.....	43
Figura 19: Conversor considerando os filtros dimensionados e o equivalente elétrico do transformador planar.....	43

Figura 20: Simulação da corrente de carga da bateria com os diferentes circuitos equivalentes do transformador.....	44
Figura 21: Circuito considerado para propósitos de modelagem.....	45
Figura 22: Aproximação do circuito do conversor por um circuito equivalente do conversor <i>Buck</i>	46
Figura 23: Corrente no indutor L_3 e tensão no diodo, resultantes da comutação das chaves.....	48
Figura 24: Primeiro modo de operação do conversor.....	49
Figura 25: Segundo modo de operação do conversor.....	49
Figura 26: Terceiro modo de operação do conversor.....	50
Figura 27: Curvas de corrente e tensão sobre o indutor L_3	52
Figura 28: Comparação entre a resposta do modelo médio e a resposta dos circuitos simulados no PSIM, para a corrente na bateria.....	55
Figura 29: Comparação entre o modelo médio e o resultado simulado no PSIM para um degrau de 1% da razão cíclica sobre o ponto de operação.....	60
Figura 30: Comparação entre o modelo médio e o resultado simulado no PSIM para um degrau de 2% da razão cíclica sobre o ponto de operação.....	61
Figura 31: Comparação entre o modelo médio e o resultado simulado no PSIM para um degrau de 5% da razão cíclica sobre o ponto de operação.....	61
Figura 32: Comparação da resposta em frequência entre a função de transferência para pequenos sinais e sua versão simplificada.....	62
Figura 33: Comparação da resposta ao degrau entre a função de transferência para pequenos sinais e a sua versão simplificada.....	62
Figura 34: Diagrama de blocos de um processo básico de controle	64
Figura 35: Lugar das raízes de $G_{ps}(s)$	66

Figura 36: Lugar das raízes do sistema compensado com um integrador.....	67
Figura 37: Lugar das raízes do sistema compensado com um polo na origem e dois zeros conjugados complexos.....	68
Figura 38: Diagramas de Bode de malha aberta do sistema sem compensação e com compensação.....	69
Figura 39: Diagrama de bode do sistema em malha fechada compensado.....	70
Figura 40: Resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada.....	70
Figura 41: Implementação do controlador no PSIM.....	71
Figura 42: Comparação da resposta do sistema controlado em malha fechada simulado no PSIM e MATLAB.....	72
Figura 43: Circuito para a medição das capacitâncias entre os enrolamentos.....	81
Figura 44: Circuito Equivalente para o ensaio das capacitâncias entre espiras.....	81
Figura 45: Diagrama esquemático usado na simulação do projeto.....	83

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância.
ϵ	Permissividade do meio dielétrico.
A	Área entre condutores.
C_s	Capacitância entre espiras do enrolamento secundário.
C_p	Capacitância entre espiras do enrolamento primário.
C_{ps}	Capacitância entre enrolamentos.
R_s	Resistência do enrolamento secundário.
R_p	Resistência do enrolamento primário.
L_s	Indutância de dispersão do enrolamento secundário.
L_p	Indutância de dispersão do enrolamento primário.
L_m	Indutância de magnetização.
I_{pico}	Corrente de pico.
$P_{m\acute{a}x}$	Potência máxima.
V_e	Tensão de entrada.
R	Resistência.
D	Razão cíclica.
f	Frequência.
f_{corte}	Frequência de corte.
ΔI	Varição de corrente.
a	Relação de espiras.

L	Indutância do filtro de saída
C_1	Capacitância do filtro de entrada.
L_1	Indutância equivalente do filtro de entrada.
C_2	Capacitância do filtro de saída.
L_2	Indutância equivalente do filtro de saída.
I_{min}	Corrente mínima no indutor do filtro intermediário.
n	Rendimento teórico do conversor.
L_3	Indutância equivalente do filtro intermediário, referida ao enrolamento primário.
R_C	Resistência referente ao capacitor.
R_L	Resistência referente ao indutor.
\dot{X}	Vetor de estados.
A	Matriz de estados
B	Matriz de entrada.
C	Matriz de saída.
D	Matriz de transição de estados.
X	Variáveis de estado.
u	Função degrau.
i_1	Corrente sobre o indutor L_1 .
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor C_1 .
i_3	Corrente sobre o indutor L_3

V_{C_2}	Tensão sobre o capacitor C_2
i_2	Corrente sobre o indutor L_2
V_L	Tensão sobre um indutor.
d	Proporções de tempo.
\hat{x}	Perturbação sobre as variáveis de estado.
\hat{y}	Perturbação sobre a variável de saída.
\hat{u}	Perturbação sobre a entrada.
\hat{d}	Perturbação sobre as proporções de tempo.
K_p	Ganho proporcional do controlador PID.
K_i	Ganho integral do controlador PID.
K_d	Ganho derivativo do controlador PID.
Z_i	Zeros do controlador PID.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	16
1.1 OBJETIVOS.....	18
1.1.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	18
1.2 JUSTIFICATIVA.....	18
1.3 METODOLOGIA DE PESQUISA.....	19
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	20
2. DESCRIÇÃO DOS PRINCIPAIS ELEMENTOS ENVOLVIDOS NO PROJETO DO CONVERSOR.....	22
2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC DO CARREGADOR DE BATERIAS.....	22
2.2 TRANSFORMADOR PLANAR.....	26
2.2.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR PLANAR	30
2.3 BATERIA.....	32
2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	34
3. CONFIGURAÇÃO DOS FILTROS E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR.....	36
3.1 CONFIGURAÇÃO E PROCEDIMENTO DE PROJETO DOS FILTROS.....	36
3.2 ESPECIFICAÇÕES DOS COMPONENTES DO CONVERSOR.....	40
3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS	45
4. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR.....	46
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	46
4.2 MODOS DE OPERAÇÃO.....	48
4.3 MODELO MÉDIO	51
4.4 MODELO PARA PEQUENOS SINAIS.....	57
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
5. PROJETO DO CONTROLADOR O CONVERSOR OPERANDO COMO CARREGADOR A CORRENTE CONSTANTE	64

5.1 AÇÕES DE CONTROLE.....	64
5.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PID.....	66
5.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR	71
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.	72
6. CONCLUSÃO.....	74
APÊNDICE A: ENSAIO DO TRANSFORMADOR PLANAR.....	81
APÊNDICE B: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA SIMULAÇÃO.	83

1. INTRODUÇÃO

Para se adequar diferentes níveis de tensão em corrente contínua, pode-se utilizar conversores estáticos, que atuando através de chaves variam a tensão aplicada sobre uma carga (GIACOMINI, WUTTIG, SCHONARDIE, 2011, p. 1). Esses conversores são utilizados no setor eletrônico em televisores, monitores, carregadores de bateria, assim como setor elétrico, onde conectados à rede tem como objetivo produzir uma tensão de saída regulada, adequando diferentes níveis de tensão (PRIM, HALABI, p. 5).

Buscando produtos de maior qualidade, eficiência e baixo custo, se torna fundamental o investimento em pesquisas e desenvolvimento tecnológico. Como exemplo existem diversas aplicações envolvendo fontes chaveadas e conversores estáticos, onde ambos exigem componentes de melhor eficiência em frequências elevadas (BARBOSA, 2012, p. 14).

Os conversores ou inversores de tensão, podem ser classificados entre conversores isolados e não isolados. Conversores não isolados são indicados nos casos em que não existam grandes diferenças de tensão entre entrada e saída do conversor. Possuem como principal vantagem o fato de apresentarem uma estrutura mais simples, o que facilita sua implementação e controle. Já os conversores isolados utilizam de um transformador para adequar níveis de tensão dentro de um sistema que exija grandes relações de transformação. O uso de transformadores também é motivado por motivos de segurança, isolando eletricamente diferentes partes do circuito (SILVA, 2013, p. 10).

Os sistemas atuais tendem a usar transformadores em alta frequência por serem menos volumosos e mais baratos (SOUZA, 2009, p. 14). Apesar dessas vantagens, nos transformadores de alta frequência convencionais, perdas por efeito *Skin* e efeito de proximidade começam a ser significativas para frequências muito elevadas (MAIA, 2013, p. 29).

Como solução para reduzir esses efeitos, o emprego do transformador planar pode ser uma alternativa interessante. Ao deixar os enrolamentos menos espaçados e com menor área de seção transversal, sua forma de construção permite diminuir significativamente esses efeitos.

Se diferenciam na concepção dos seus enrolamentos, que podem ser em forma de circuito impresso ou chapas condutoras isoladas, o que possibilita uma significativa

redução de tamanho e aumento de eficiência. Por outro lado, essa mesma característica faz com que os transformadores planares apresentem capacitâncias indesejáveis entre suas espiras e enrolamentos (EBERT, 2008, p. 22).

Em relação ao estudo de transformadores planares, por serem uma tecnologia relativamente nova e emergente, o aperfeiçoamento da sua construção, modelagem e aplicações, tornam-se cada vez mais importantes na busca por uma alternativa aos transformadores convencionais (ROCHA, 2013, p. 22). Assim a pesquisa sobre o comportamento dos transformadores planares, bem como de seu modelo matemático, é relevante para propósitos de projeto de sistemas de controle e conversores.

Para introduzir esse estudo em uma aplicação real e pertinente, este trabalho foca no desenvolvimento de um carregador de baterias isolado operando em alta frequência. Dentro do contexto de geração de energia, esse tipo de estudo tem papel importante, fazendo a integração entre fontes geradores e bancos de baterias.

Fontes de energia como os sistemas fotovoltaicos, ou geradores eólicos, pelo fato de serem sazonais, não conseguem apresentar uma uniformidade nos níveis de produção (ROCHA, 2013, p. 19). Essa variação de produção torna necessário um método de armazenamento de energia, como a utilização de um banco de baterias.

O uso de conversores bidirecionais também é conveniente pois são capazes de fazer a integração entre bancos de baterias e as fontes de geração fazendo com que o banco de baterias opere como carga ou como fonte de energia dependendo das condições de produção (SILVA, 2013, p. 10). Para esse tipo de aplicação pode ser indicado o conversor *Full-Bridge* por possuir características para processar altas potências e tensões de saída (LINARD, 2009, p. 10). Adicionalmente, o conversor *Full-Bridge* pode operar de maneira bidirecional.

Com essa motivação o presente trabalho desenvolve o projeto de um carregador de banco de baterias isolado por um transformador planar. Baseado na topologia do conversor *Full-Bridge*, descreve-se o dimensionamento das chaves semicondutoras de potência e dos filtros necessários para a redução da ondulação de corrente. Também se faz a modelagem do sistema e o projeto de um sistema de controle que atua como servo de corrente para a carga da bateria a corrente constante.

1.1 OBJETIVOS

Desenvolver o projeto e simulação de um conversor CC-CC isolado com transformador planar, baseado na topologia *Full-Bridge*, para uso em carregadores de bateria conectados a um barramento CC.

1.1.1 Objetivos específicos

- O barramento CC deve possuir tensão de 24 V e a bateria de 12 V;
- O conversor deve ser capaz de fornecer ao barramento CC uma potência de 200 W no modo de descarga e deve carregar a bateria com corrente constante de 5 A;
- Estudo das características construtivas do transformador planar;
- Representação do transformador através de um circuito equivalente;
- Definição de uma metodologia de ensaio para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente;
- Dimensionamento do conversor *Full-Bridge* e filtros necessários ao projeto, visando a implementação de um conversor bidirecional;
- Modelagem matemática do sistema;
- Projeto do sistema de controle para o modo de carga por corrente constante do banco de baterias;
- Simulação do projeto e análise dos resultados.

1.2 JUSTIFICATIVA

Considerando o crescente consumo de energia e poucas fontes de geração, a pesquisa e desenvolvimento da produção e aproveitamento de fontes alternativas pode significar um aumento e diversificação da produção (TURCATTO, 2010, p. 1).

Nesse contexto, pode-se citar a geração eólica e solar como as fontes de energia alternativa mais relevantes. Por serem inesgotáveis, limpas e compactas ao

quando comparadas com as hidrelétricas, estas vêm sendo um dos principais objetos de pesquisas em relação a geração de energia nos últimos anos (FARIA, 2012, p. 1).

Outra vantagem a ser citada é o fato de que podem ser instaladas mais próximas dos centros consumidores evitando gastos com transmissão e distribuição, conseqüentemente diminuindo as perdas no sistema e reforçando a ideia de geração distribuída (PIVA, 2011, p.11).

A principal desvantagem das fontes eólicas e solares é que dependem de fatores climáticos como a ocorrência de ventos e incidência da luz, exigindo um sistema que tenha a capacidade de armazenar a energia produzida. A forma mais comum de realizar esse armazenamento está na utilização de bancos de baterias (TURCATTO, 2010, p. 1). Além de ser armazenada, a energia produzida deve também ser adequada de acordo com os padrões atuais de distribuição. Esse processo é realizado por meio de conversores de energia (FARIA, 2012, p. 1).

Para o armazenamento de energia em baterias de maneira eficiente, se faz necessário o uso de um conversor de energia que controle o fluxo de potência de forma a não danificar a bateria durante o processo de carga. Para o correto funcionamento deste conversor, este deve dispor de um sistema de controle que mantenha a corrente constante durante a carga da bateria em um nível especificado pelo fabricante da bateria. Após a carga, a bateria deve ser mantida sob uma carga de manutenção a tensão constante. Esse trabalho, foca no modo de carga a corrente constante. Por questões de segurança, o uso de transformador visa prover isolamento elétrico entre a fonte primária de energia e a bateria. Todavia, o uso de transformadores tradicionais agrega volume e perdas ao conversor. Assim, propõe-se o uso de transformador planar que possui dimensões reduzidas quando comparado com um transformador tradicional de mesma potência.

1.3 METODOLOGIA DE PESQUISA

Este trabalho foi desenvolvido com base em pesquisas bibliográficas, através de livros, artigos científicos, periódicos, teses e dissertações das áreas envolvidas. Simulações do projeto foram realizadas, assim como ensaios do transformador planar. As simulações foram realizadas no software PSIM e Matlab.

A pesquisa referente aos conversores, banco de baterias, filtros e transformadores planares visa esclarecer o seu funcionamento. Também objetiva entender os métodos de construção e características do transformador planar, bem como definir metodologias de projeto para os filtros utilizados para a redução da ondulação de corrente. Todas estas questões são pertinentes ao desenvolvimento do conversor.

O principal objetivo que envolve o estudo do transformador planar é definir um circuito equivalente que o represente bem como os ensaios necessários para a obtenção de seus parâmetros. Tais parâmetros são importantes para o projeto do conversor visto que se relacionam com os filtros de potência do conversor. Simulações a malha aberta foram empregadas nessa etapa do projeto.

Em relação aos filtros, a pesquisa bibliográfica busca justificar o uso e definir a metodologia mais adequada para o projeto, tanto dos filtros de entrada quanto de saída. A escolha dos filtros é importante pois definem a dinâmica do conversor ao condicionar os níveis de tensão e corrente presentes em seu circuito e restringir a ondulação de corrente na entrada e saída do conversor

Dando prosseguimento ao trabalho é desenvolvido o modelo matemático do sistema como um todo envolvendo o conversor e seus filtros, transformador e bateria. A partir desse modelo é projetado um sistema de controle para garantir o controle adequado da corrente de carga da bateria.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Os capítulos seguintes apresentam o embasamento teórico e a descrição do desenvolvimento do projeto proposto. São distribuídos da seguinte forma:

- **CAPÍTULO 2:** Nesse capítulo é apresentada a base teórica para o desenvolvimento do trabalho. São descritos os princípios de funcionamento e conceitos envolvendo o conversor *Full-Bridge*. Descreve as principais características do transformador planar e o seu circuito equivalente. Por fim, aborda as baterias consideradas no trabalho.
- **CAPÍTULO 3:** Aborda o conversor com a inclusão dos filtros de potência e seu projeto juntamente com a escolha das chaves semicondutoras de potência. Também descreve o estudo dos efeitos das capacitâncias do

transformador planar sob o comportamento do circuito visando se obter uma representação mais simples do sistema para sua modelagem.

- CAPÍTULO 4: Descreve a modelagem do sistema através das etapas de funcionamento do conversor e o seu modelo médio dando condições para o desenvolvimento do projeto de controle.
- CAPÍTULO 5: Com os resultados obtidos no capítulo anterior o sistema de controle é projetado e simulações são empregadas para verificar seu funcionamento.
- CAPÍTULO 6: Apresenta as conclusões do trabalho.

2. DESCRIÇÃO DOS PRINCIPAIS ELEMENTOS ENVOLVIDOS NO PROJETO DO CONVERSOR

Neste capítulo, o estudo sobre as características operacionais e de construção do carregador de baterias é introduzido. Como o carregador baseia-se no conversor *Full-Bridge*, seu princípio de funcionamento é apresentado. Como o transformador planar é empregado na etapa de isolamento, este capítulo detalha seus aspectos construtivos e como estes se refletem no seu circuito equivalente. Por fim, são mostrados os conceitos básicos de como as baterias são construídas e como atuam como uma fonte ou armazenador de energia.

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC DO CARREGADOR DE BATERIAS

Em alguns tipos de aplicações são exigidos dispositivos de conversão bidirecionais. Dentre estas aplicações pode-se citar o acionamento de motores, sistemas de energia alternativa, carregadores de baterias, entre outros. Uma alternativa a ser utilizada nesses tipos de aplicações é o uso de dois conversores unidirecionais independentes. Porém, buscando produtos compactos e eficientes se torna interessante o desenvolvimento de conversores com características bidirecionais (GEREKIAL, 2014, p.2).

No projeto em questão, os modos de carga e descarga devem ser realizados com diferentes níveis de corrente de acordo com as características do banco de baterias. Como a tensão no barramento CC é de 24 V e do banco de baterias é de 12 V, pode-se utilizar um transformador para além de prover isolamento elétrico, adequar os níveis de tensão.

As principais partes do carregador de baterias desenvolvido são divididas em um barramento de tensão CC (24 V), conversor *Full-Bridge*, transformador planar, ponte retificadora, banco de baterias (12 V) e filtros para limitação da ondulação das correntes no sistema. O diagrama apresentado na figura 1 representa as etapas básicas de operação do projeto.

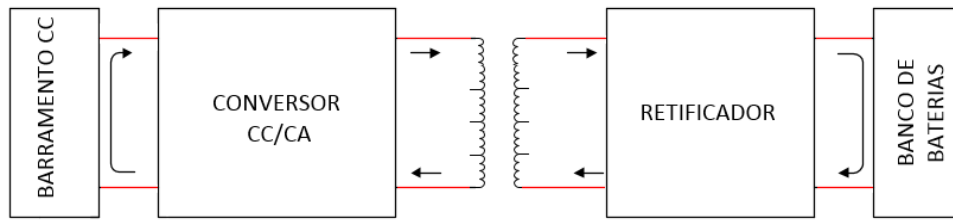


Figura 1: Diagrama de funcionamento do carregador de baterias.

O processo de conversão CC-CC é uma técnica utilizada para elevar ou abaixar os níveis de tensão de uma determinada entrada. Nesse processo um conversor atua através de semicondutores que operam através de chaves e elementos passivos, indutores e capacitores, que controlam o fluxo de potência entre a entrada e saída do conversor (PRIM, HALIB, 2012, p. 18).

Em um primeiro momento, o conversor tem como finalidade fornecer uma tensão alternada a partir de uma fonte de tensão contínua na entrada. Essa tensão deverá ser retificada na saída. Nesse contexto algumas topologias podem ser adotadas, tais como *Flyback*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge* (TURCATTO, 2010, p. 3).

Dentre essas topologias citadas, o conversor *Full-Bridge*, geralmente, é adotado em aplicações que exijam alta potência e, conseqüentemente, alto rendimento. Comparando com outros conversores, o *Half-Bridge* tem o mesmo princípio de operação. Porém, processa apenas 50% da tensão de entrada (PRIM; HALIB, 2012, p. 15). Devido a esse fator, o conversor *Full-Bridge* pode ser considerado um aperfeiçoamento da topologia *Half-Bridge*, pois, fornece uma tensão de saída igual a tensão total de entrada. Com isso, para uma mesma potência de saída, a corrente de saída será menor em relação ao *Half-Bridge*, o que o torna ideal para níveis elevados de potência (KANKANALA, 2011, p.5).

Em relação aos semicondutores adotados no projeto de conversores, para níveis de tensão mais baixos, podem ser utilizados MOSFETs, enquanto para tensões elevadas chaves do tipo IGBT são recomendáveis (PRIM; HALIB, 2012, p. 16). Essa escolha também está relacionada com o tipo de chaveamento adotado, pois é um dos principais fatores que interverem na eficiência de um conversor (ROCHA, 2013, p. 27). A técnica de modulação mais utilizada em conversores monofásicos é a modulação por largura de pulso, do inglês *Pulse Width Modulation* (PWM) (TURCATTO, 2010, p. 6).

O conversor *Full-Bridge* é construído a partir de quatro chaves. A cada meio ciclo de operação a polaridade da saída será revertida de acordo com a ordem de comutação das mesmas (KANKANALA, 2011, p.5). O conversor *Full-Bridge* é, tipicamente, empregado como conversor CC-CA. Assim, sua saída deve ser retificada para, no conjunto, se ter um conversor CC-CC. A figura 2 ilustra o conversor *Full-Bridge* formado por 4 IGBTs que processam uma tensão VCC em CA. A saída do conversor está conectada a um transformador para prover isolamento elétrico. A tensão CA no secundário do transformador é retificada por um retificador de onda completa que alimenta a carga da bateria. Nesta figura, os filtros de acoplamento foram suprimidos para um melhor entendimento do funcionamento básico do conversor.

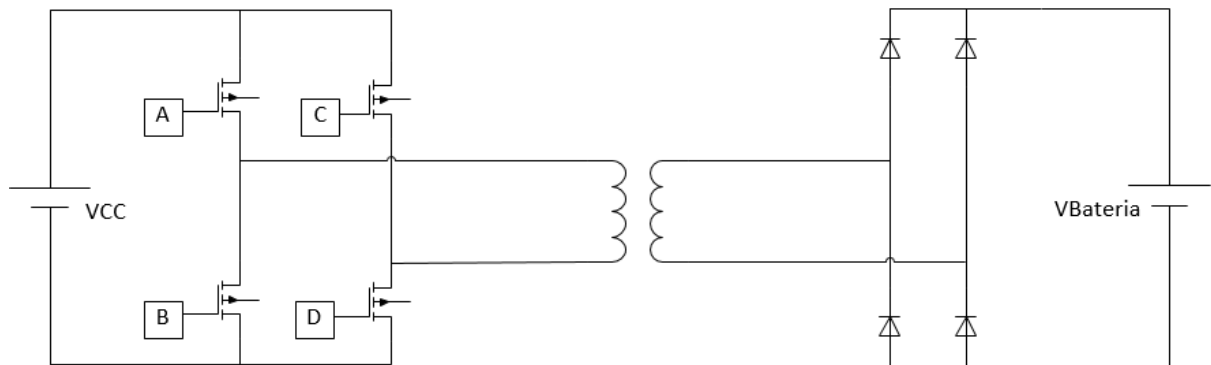


Figura 2: Circuito de potência simplificado do conversor.

O funcionamento do conversor se dá acionando as chaves em diagonal, ou seja, A e D ou B e C devem ser acionados simultaneamente. Dessa forma existem dois modos básicos de operação do conversor.

Quando as chaves A e D estão em condução e as chaves B e C estão bloqueadas, a corrente no transformador é positiva de acordo com a figura 3.

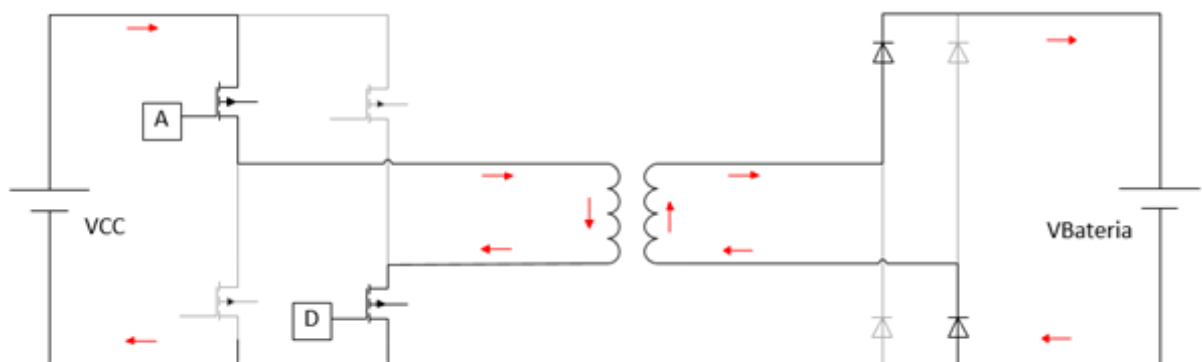


Figura 3: Primeiro modo de operação do conversor.

O segundo modo básico de operação se dá quando as chaves A e D estão bloqueadas e as chaves B e C estão em condução. Dessa forma a corrente no transformador passa a ser negativa. O circuito equivalente é apresentado na figura 4.

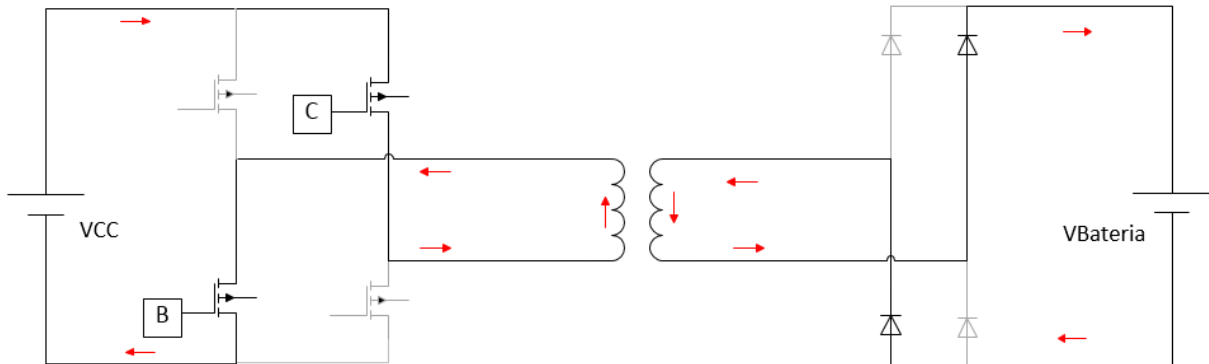


Figura 4: Segundo modo de operação do conversor.

A operação acima descrita, descreve o conversor operando no modo de carga. Para que o conversor opere no modo de descarga o princípio de funcionamento é o mesmo. Todavia, um conversor *Full-Bridge* deve estar operando no lado da bateria e uma ponte retificadora deve estar do lado do barramento CC. Para se resolver isso, pode-se utilizar dois conversores *Full-Bridge*. Um do lado do barramento e outro no lado da bateria. Acionando o conversor do lado do barramento enquanto se mantém as chaves do conversor do lado da bateria abertas, tem-se o circuito descrito nas figuras 2 a 4, onde os diodos intrínsecos aos IGBTs são aproveitados. Para o modo de descarga, basta inverter o acionamento dos conversores e considerar uma razão de transformação adequada para o modo de operação.

Para que ocorra o funcionamento do conversor de forma adequada é necessário a realização correta do acionamento das chaves. Por não ser um objetivo específico do trabalho, a análise das técnicas de comutação não é considerada como fator preponderante no projeto do conversor. O sinal de PWM é gerado de forma a atender o princípio de funcionamento descrito acima. As chaves A e B são acionadas de maneira complementar, assim com C e D. As fases dos pulsos de comando das chaves A e C são deslocados. Com isso, a tensão de saída do conversor *Full-Bridge*, que é aplicada no primário do transformador, é variável de acordo com a proporção de tempo em que as chaves estão ativas. Essa proporção de tempo é chamada de razão cíclica. A figura 5, mostra a forma de onda que representa o acionamento das chaves e a tensão na saída do conversor *Full-Bridge*.

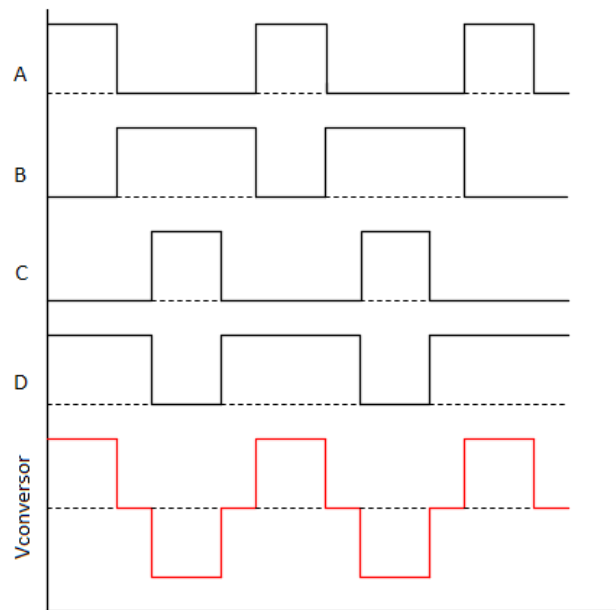


Figura 5: Geração do sinal PWM para o acionamento das chaves do conversor.

Considerando que os componentes não são ideais, um outro fator que deve ser considerado na implementação da técnica de chaveamento é o tempo de resposta das chaves. Para evitar uma situação em que duas chaves em série estejam em condução ao mesmo tempo, um tempo morto deve ser implementado entre a comutação das chaves, no qual as chaves A e C estarão bloqueadas ao mesmo tempo. Essa situação pode ser considerada como um terceiro modo básico de operação do conversor no qual não há interação direta entre a entrada e saída do conversor.

2.2 TRANSFORMADOR PLANAR

Essencialmente, um transformador pode ser definido como uma máquina elétrica, constituída por dois ou mais enrolamentos acoplados por um fluxo magnético comum, produzido por uma tensão alternada. São capazes de alterar os níveis de tensão e corrente de forma proporcional de acordo com a relação do número de espiras dos enrolamentos primário e secundário (FITZGERALD, 2006, p. 69). De uma forma geral tem aplicações tais como:

- Adequação dos níveis de tensão em sistemas de distribuição;

- Conversores estáticos;
- Instrumentos de medida, reduzindo níveis de tensão e corrente;
- Isolamento elétrico em circuitos que trabalham com diferentes faixas de tensão.

Os transformadores planares vêm sendo utilizados em várias aplicações. Dentre elas, têm sido empregados em fontes chaveadas. São dispositivos adequados para operar em altas frequências, que é uma característica desejável em conversores estáticos. Os transformadores planares também apresentam maior eficiência em comparação aos transformadores convencionais (MAIA, 2013, p. 29).

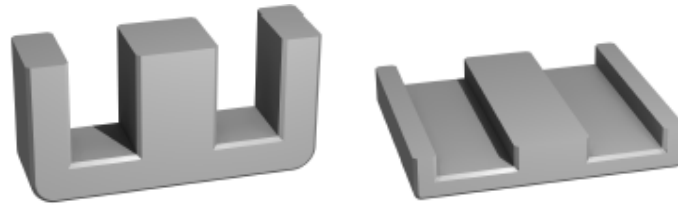
A principal diferença encontrada nos transformadores planares está associado à sua construção. As técnicas empregadas na sua produção fornecem dispositivos mais leves, compactos e possibilitam uma maior padronização do componente em produções de larga escala (COVE, ORDONEZ, QUAICOE, 2010, p. 1). Diversas tecnologias de construção podem ser usadas na fabricação de um enrolamento planar, porém as mais comuns são as realizadas com placas de circuito impresso, circuitos flexíveis e folhas de cobre estampadas (EBERT, 2008, p. 22).

Nos transformadores tradicionais, perdas por efeito *skin* e efeito de proximidade são significativas quando o transformador opera em alta frequência. Esses efeitos também estão presentes nos transformadores planares e influenciam diretamente no seu desempenho (WANG, 2003 p. 8). Assim, os parâmetros dos transformadores planares devem ser projetados de modo a minimizar esses efeitos.

A forma geométrica do núcleo deve ser escolhida para que minimize o número de espiras e diminua a indutância de dispersão. Para isso deve apresentar uma grande área de secção transversal, envolvendo os enrolamentos o máximo possível. Os núcleos do tipo E-E e E-I são os mais comuns devido sua facilidade de fabricação (DIXON, 2006, p. 9). Algumas geometrias de núcleo possuem características melhores devido ao fato de conseguirem acoplar melhor as espiras e permitir que os enrolamentos tenham maior largura e menor comprimento. Isso faz com que as perdas no cobre e indutâncias de dispersão sejam diminuídas significativamente (EBERT, 2008, p. 24).

A diferença de tamanho dos núcleos projetados para enrolamentos planares e para enrolamentos convencionais ficam evidentes na figura 6 onde se observa que o

volume do núcleo de um transformador planar da mesma potência que um tradicional é bastante reduzido.



(a) Núcleo tipo E convencional. (b) Núcleo planar.

Figura 6: Núcleos dos diferentes transformadores.

Fonte: Adaptado de BARBOSA, 2012.

Outro fator importante a ser considerado é o material que constitui o núcleo. O mais utilizado em transformadores de alta frequência é o material magnético mole, que apresenta características interessantes ao permitir fácil magnetização e elevada eficiência (EBERT, 2008, p. 30).

O último elemento básico no projeto de transformadores é o tipo de enrolamento. Algumas técnicas podem ser empregadas na escolha dos enrolamentos de modo a diminuir perdas relacionadas a resistência CA. Uma solução adotada é a construção das camadas dos enrolamentos primário e secundário intercaladas. Dessa maneira é possível reduzir a indutância de dispersão e minimizar as perdas (WANG, 2003, p. 4). Algumas das formas de construção dos enrolamentos são apresentadas na figura 7.

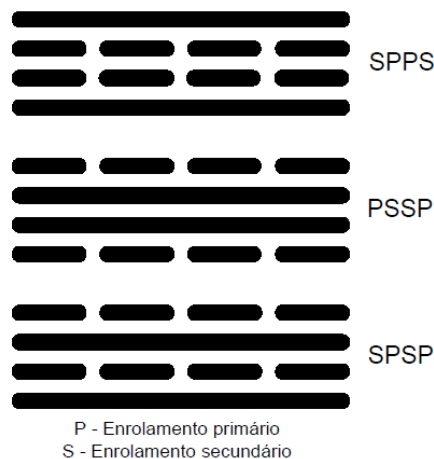


Figura 7: Disposição dos enrolamentos.

Fonte: EBERT, 2008.

Esses enrolamentos podem ser construídos em placas de circuito impresso conforme os exemplos da figura 8.

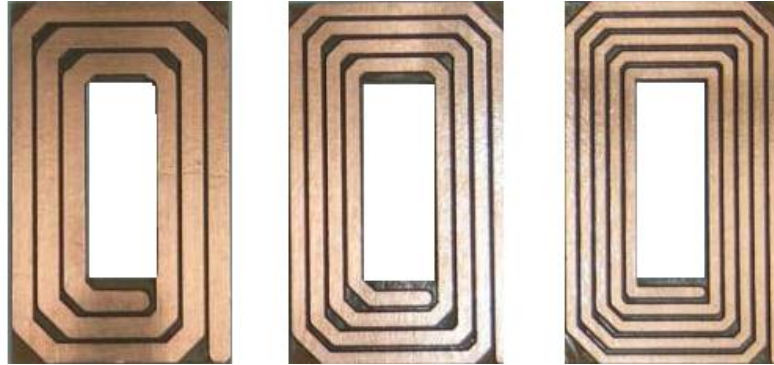


Figura 8: Enrolamentos em placas de circuito impresso.

Fonte: Adaptado de EBERT, 2008, p. 39.

Em comparação com os transformadores tradicionais, a indutância de dispersão dos transformadores planares é geralmente menor. Porém, possuem capacitâncias parasitas maiores do que os transformadores convencionais (SPÁNIK, FENO; KÁCSOR, 2003, p. 2). Este é um fato indesejável no projeto de conversores pois podem gerar ressonâncias adicionais.

O transformador utilizado no projeto está apresentado na figura 9. Foi escolhido por estar disponível e ter características compatíveis com as necessárias na aplicação em questão. Detalhes sobre suas características elétricas estão apresentados no capítulo seguinte que trata do dimensionamento do conversor.



Figura 9: Transformador *Würth Elektronik* 750341137.

Fonte: www.media.digikey.com.

2.2.1 Circuito equivalente do transformador planar

As perdas mais comuns em qualquer componente elétrico estão relacionadas com a conversão de energia elétrica em energia térmica. Nos transformadores, as perdas são divididas basicamente em dois grupos: perdas elétricas, relacionadas com as perdas por efeito joule nos enrolamentos e as perdas magnéticas no núcleo, dadas por correntes parasitas e perdas por histerese (FITZGERALD, 2006, p. 69).

No entanto, ao projetar um transformador para operar em alta frequência, outro fator importante é a presença de indutâncias mútuas e capacitâncias parasitas entre enrolamentos e espiras, as quais devem ser consideradas em seu circuito equivalente (TANG, HUI, CHUNG, 2002, p. 2).

Todas essas interferências devem aparecer no circuito equivalente do transformador. Para um transformador tradicional, as perdas nos enrolamentos são representadas pelos resistores R_p e R_s . Os elementos L_s e L_p representam as indutâncias de dispersão entre os enrolamentos onde ocorre o armazenamento de energia. A indutância L_m em paralelo no circuito é referente a indutância de magnetização necessária para a excitação do transformador. A figura 10 ilustra o circuito equivalente de um transformador tradicional.

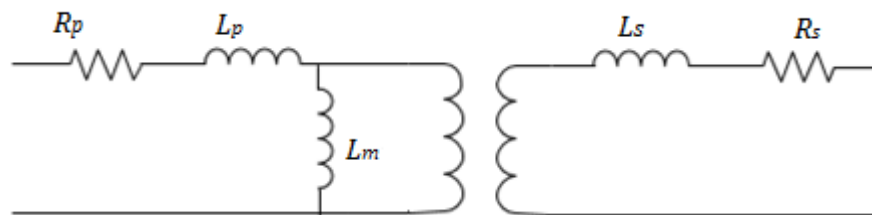


Figura 10: Circuito equivalente de um transformador tradicional

Fonte: Adaptado de EBERT, 2008.

Esses parâmetros são apresentados tanto no circuito equivalente de um transformador tradicional como para um transformador planar. As indutâncias de dispersão são geralmente menores que a indutância de magnetização e podem ser responsáveis por interferências eletromagnéticas como o aparecimento de picos de tensão e distorção nas formas de onda de corrente em aplicações baseadas na comutação de chaves (EBERT, 2008, p. 175).

Devido à proximidade dos condutores que são isolados por um dielétrico, capacitâncias parasitas podem aparecer entre dois enrolamentos distintos, e entre espiras de um mesmo enrolamento (LI; SHI; NIU; ZHOU, 2005 p.2), como mostra a figura 11.

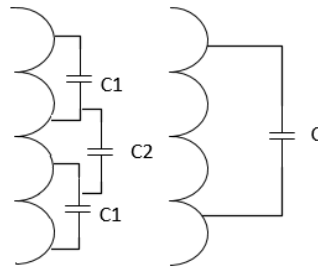


Figura 11: Representação das capacitâncias parasitas entre as espiras de um transformador planar.

Fonte: Adaptado de LI; SHI; NIU; ZHOU, 2005 p. 2.

Segundo Chan e Lee (2007, p.1) essas capacitâncias podem ser estimadas pela equação (2.1) onde A é a área comum entre os condutores e d é o comprimento dos condutores. A constante ε é a permissividade do meio dielétrico.

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{d} \quad (2.1)$$

Como as capacitâncias dependem diretamente da área entre os condutores, a capacitância entre os dois enrolamentos é claramente mais significativa do que as capacitâncias entre espiras (LINDE; BOON; KLAASSENS, 1991 p. 138).

De acordo com (TANG, HUI, CHUNG, 2002, p. 1172), o circuito equivalente do transformador planar, com seus parâmetros referidos ao enrolamento primário, é dado pela figura 12. Nesta figura, R_p e L_p são a resistência e a indutância de dispersão do enrolamento primário, respectivamente. Os elementos R_s' e L_s' são a resistência e a indutância de dispersão do enrolamento secundário, respectivamente, refletidas no primário. A capacitância C_p é a capacitância entre as espiras do enrolamento primário enquanto C_s' é a capacitância entre as espiras do enrolamento secundário, refletida no primário. Por fim, C_{ps}' é a capacitância entre enrolamentos e L_m é a indutância de magnetização.

Os parâmetros do transformador são obtidos segundo a metodologia apresentada no Apêndice A.

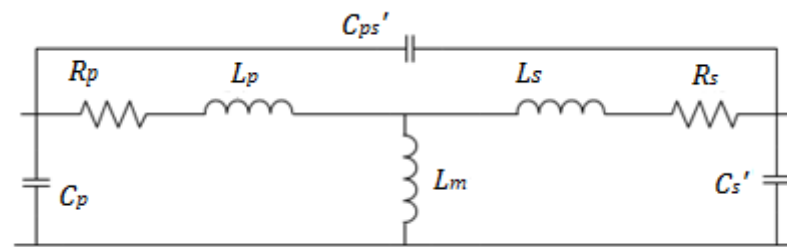


Figura 12: Circuito equivalente do transformador referido ao primário.

Fonte: Adaptado de TANG, HUI, CHUNG, 2002, p. 1172.

2.3 BATERIA

A bateria é um dispositivo eletroquímico para o armazenamento de energia. Construída por uma ou mais células eletroquímicas que a partir de reações químicas pode fornecer corrente elétrica para um circuito externo (PORCIUNCULA, 2012 p. 10). Dentro desse conceito pode servir como um armazenador ou fonte de energia.

Está presente em diversas aplicações atuando como uma fonte de energia reserva em casos de falhas de uma fonte principal (SANTOS; MATSUMOTO, 2010, p.3). É utilizada principalmente por motivos de segurança na distribuição de energia, sendo aplicada em casos que se tenha a necessidade do fornecimento ininterrupto de energia. Mesmo com distúrbios ou interrupções de produção vindos da fonte geradora, o uso de baterias torna os sistemas mais estáveis ao suprir energia elétrica de forma adequada (SILVA, 2013, p. 4). Do ponto de vista de geração, são uma importante forma de armazenamento de energia, como em sistemas fotovoltaicos.

Ao servirem de acumulador de energia, uma bateria está no modo de carga e ao atuar como fonte, está no modo de descarga. Assim podem ser classificadas em duas categorias: as que não podem ser recarregadas, chamadas de primárias e as que podem ser recarregadas, denominadas de secundárias (SEGHEL, 2009, p. 21).

Os modos de carga e descarga estão relacionados com alterações externas no circuito da bateria. Através de reações químicas de oxidação e redução fornecem ou armazenam energia (LAZZARIN, 2006 p. 6).

Seus principais parâmetros são a sua tensão nominal e a capacidade de carga, expressa em ampère-hora (Ah) que representa a carga elétrica que a bateria é capaz de fornecer atuando como fonte (OGAWA, 2011, p. 10).

Para efeitos de projeto de controle é interessante observar também o modelo elétrico de uma bateria. A configuração mais comum de representação é a mesma para diferentes tipos de bateria, onde seu circuito elétrico equivalente é representado por um capacitor (C) que corresponde a capacidade da bateria em paralelo com uma resistência (R_c) que representam o comportamento transitório da bateria, enquanto uma resistência em série (R_{int}) representa a sua resistência interna. (PORCIUNCULA, 2012 p. 22). O circuito descrito é apresentado na figura 13.

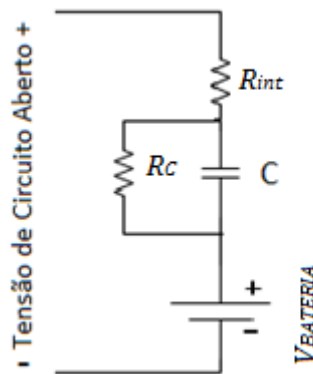


Figura 13: Circuito equivalente de uma bateria.

Fonte: adaptado de Porciuncula, 2012, 23.

Diversos são os modelos de representação de uma bateria encontrados na literatura, como descrevem Porciuncula (2012 p. 22) e Ogawa (2011 p. 17). Porém, para a simplificação da etapa de modelagem do conversor será adotado apenas a tensão nominal da bateria como parâmetro de projeto visto que este trabalho foca em um controle de carga a corrente constante.

A bateria em estudo é a UP1250, do fabricante *Unipower*. Trata-se de uma bateria de chumbo-acida regulada por válvula, composta por seis células de 2 V, tem uma tensão nominal de 12 V e capacidade de 5 Ah.



Figura 14: Bateria UP1250.

Fonte: UNIPOWER (2011, p. 1).

Segundo o manual técnico do fabricante o método de carga por corrente constante não é um método usual para a carga de baterias. Porém, é interessante ao se carregar várias baterias simultaneamente. Normalmente, em um processo completo de carga, a bateria é, inicialmente, carregada a corrente constante até 80% da sua capacidade nominal de carga. Nesse momento, o método de carga é alterado para carga a tensão constante e apenas uma corrente de manutenção de carga é mantida (UNICOBA, 2011, p. 11).

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo objetivo apresentar os principais elementos que constituem o conversor a ser projetado e descreveu o princípio básico de operação do conversor. Também introduziu conceitos sobre a construção e representação do transformador planar e no que difere de um transformador tradicional. Estes conceitos serão explorados, na sequência para se verificar até que ponto é viável o uso das capacitâncias intrínsecas ao transformador planar na etapa de modelagem do sistema para propósitos de projeto de controle.

O próximo capítulo detalha o dimensionamento dos filtros de potência utilizados para condicionar as correntes de entrada e de saída do conversor bem como investiga

os efeitos da inserção ou não das capacitâncias do transformador na resposta transitória do conversor em malha aberta.

3. CONFIGURAÇÃO DOS FILTROS E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Este capítulo descreve a escolha da configuração dos filtros necessários à operação do conversor e apresenta o dimensionamento dos indutores, capacitores e chaves semicondutoras utilizadas. Apesar do trabalho focar no modo de carga a corrente constante, para o projeto dos filtros, deve-se considerar os níveis de corrente par o modo de carga e descarga. Assim, o modo de descarga também será citado. Todavia, após o projeto dos filtros, o trabalho retorna seu foco ao conversor operando no modo de carga a corrente constante. Ao final do capítulo, simulações em malha aberta são realizadas para avaliar os efeitos das capacitâncias do transformador planar no funcionamento do conversor.

3.1 CONFIGURAÇÃO E PROCEDIMENTO DE PROJETO DOS FILTROS

A escolha da topologia a ser adotada em um conversor tem como objetivo buscar a maior eficiência do conversor. A estrutura do conversor deve ser escolhida de forma que permita fornecer uma saída ajustável a partir de uma fonte de tensão contínua na entrada (POMILIO, 2013, p. 2-1). Essa definição tem como objetivo permitir que a dinâmica do circuito possa ser controlada através de um projeto de controle e arranjo de filtros.

Neste trabalho, com já mencionado, será empregado um conversor *Full-Bridge* devido às suas características bidirecionais e por possuir uma operação simples e intuitiva. No modo de carga, o barramento CC será tratado como o lado de entrada do conversor e a bateria será tratada como o lado de saída do conversor. No modo de descarga, tem-se o inverso.

O conversor *Full-Bridge* é responsável por fornecer uma forma de onda CA no primário do transformador a partir de uma tensão CC advinda do barramento CC. Todavia, para se controlar a ondulação de corrente no barramento se faz necessário o uso de um filtro LC entre o barramento CC e o conversor *Full-Bridge*. Adicionalmente, este filtro visa manter a tensão na entrada do conversor, idealmente, constante (SILVA, 2007, p. 41). Um segundo filtro LC é empregado do lado da bateria. Teoricamente, um filtro capacitivo seria suficiente, todavia, para que o conversor opere

no modo de descarga com baixa ondulação de corrente na bateria, se faz necessária a inserção de um indutor entre a bateria e o capacitor de saída do retificador.

Como o conversor pode atuar em modo de carga ou descarga, as correntes para estes modos são diferentes e os filtros devem ser calculados para atender os dois modos de operação. O procedimento que segue é aplicado para cada um dos modos de operação. No modo de carga, considera-se como entrada o lado do barramento CC e lado de saída o lado da bateria. No modo de carga se dimensiona o capacitor do lado do barramento CC e o indutor do lado da bateria. Considerando o modo de descarga, se dimensiona o capacitor do lado da bateria e o indutor do lado do barramento CC.

Para o dimensionamento dos capacitores, segundo a metodologia apresentada por Silva (2007, p. 44), inicia-se definindo o valor máximo de corrente que passará pelo capacitor através da equação (3.1)

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{V_e} \quad (3.1)$$

onde:

$P_{m\acute{a}x}$: Potência máxima do conversor;

V_e : Tensão de entrada do conversor.

Com a corrente máxima, o valor do capacitor pode ser calculado pela equação (3.2), considerando 5% a ondulação máxima de tensão sobre o capacitor

$$C > \frac{I_{m\acute{a}x} \cdot D}{0,05 \cdot V_e \cdot f} \quad (3.2)$$

onde:

D : Razão cíclica máxima;

f : Frequência de operação do conversor.

A resistência em série com o capacitor é apresentada na equação (3.3)

$$R < 0,05 \frac{V_e}{I_{m\acute{a}x}}. \quad (3.3)$$

O projeto do filtro de saída se baseia na metodologia apresentada por Pinheiro Filho (2011, p. 14) para o cálculo de filtros L. O objetivo inicial é definir a ondulação de corrente tolerável (ΔI) que passará pelo indutor, dada pela equação (3.4)

$$\Delta I = (D - 2D^2) \quad (3.4)$$

onde D é a razão cíclica e deverá ser escolhida para o caso em que causa a máxima ondulação de corrente. Da equação (3.4), pode-se relacionar a variação de corrente com a variação da razão cíclica através de

$$\frac{\Delta I}{\Delta D} = 1 - 4D = 0. \quad (3.5)$$

O resultado é que a máxima ondulação de corrente irá ocorrer com uma razão cíclica de 0,25. O indutor pode agora ser definido pela equação

$$L = \frac{a.V_i}{8f\Delta I} \quad (3.6)$$

onde

a : Relação de espiras do transformador;

V_i : Tensão sobre o indutor;

f : Frequência de operação do conversor;

ΔI : Ondulação de corrente admissível no indutor.

Esse método é aplicado para os filtros para os modos de carga e descarga. Como as correntes de carga e descarga da bateria tem valores diferentes, os valores dos filtros de saída do lado da bateria e do lado da fonte terão valores diferentes.

Após a inserção dos filtros, chega-se a figura 15, que apresenta o circuito do conversor considerando todos os parâmetros do transformador planar.

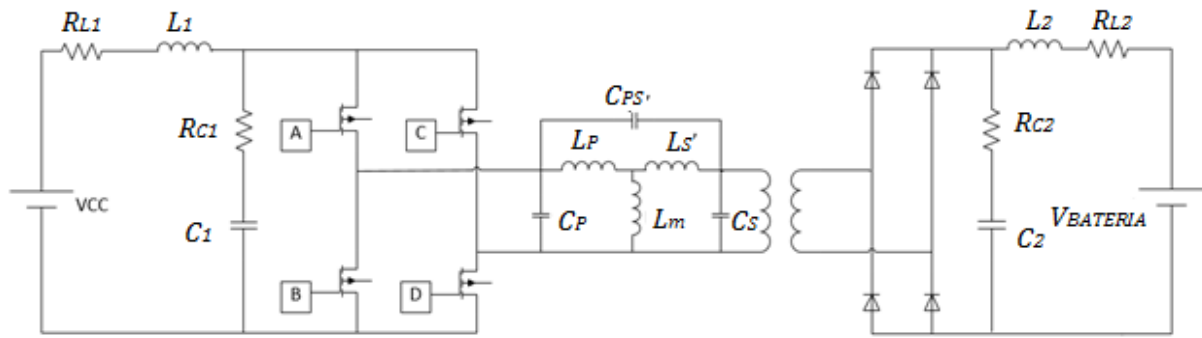


Figura 15: Conversor considerando o modelo do transformador planar.

Para se reduzir os picos de corrente no transformador, é interessante a utilização de um filtro intermediário (LAFUENTE, 2011, p. 72) L_3' . Segundo a metodologia apresentada por Lafuente (2011, p. 72) L_3 pode ser calculado através da equação (3.7)

$$L_3' = \frac{\Delta D \cdot V_e}{4 \cdot n \cdot f \cdot I_{\min}} \quad (3.7)$$

onde:

ΔD : Variação da razão cíclica, adotada como 10% como critério de projeto;

n : Rendimento teórico do conversor;

f : Frequência de comutação;

I_{\min} : Corrente mínima que circula no indutor.

V_e : Tensão sobre o indutor, adotando 12 V, como valor máximo.

Assim, com a inserção do filtro intermediário L_3' , o circuito do conversor se torna o exibido na figura 16.

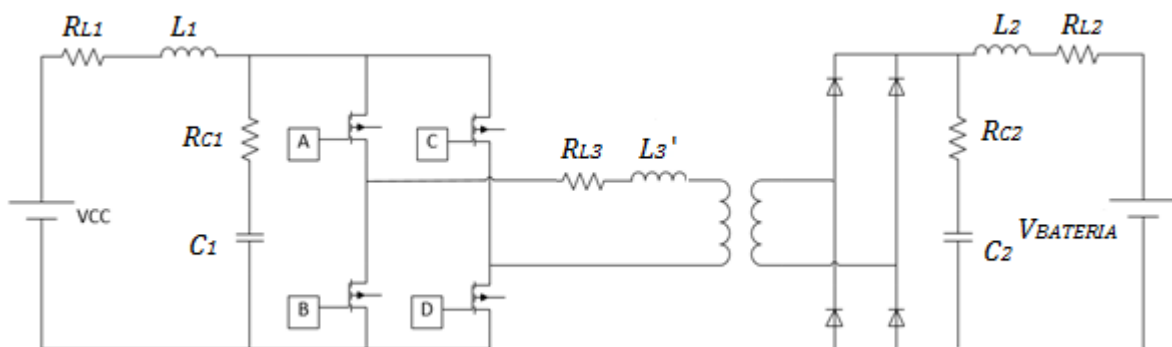


Figura 16: Conversor considerando a inserção do filtro L_3' .

3.2 ESPECIFICAÇÕES DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

A especificação dos componentes do conversor se inicia a partir do transformador utilizado. Devido a disponibilidade no laboratório, foi escolhido um transformador modelo 750341137, do fabricante *Würth Elektronik*, que opera com uma frequência de até 100 kHz e tem potência de 250 W. Tem relações de transformação de 1:1 e 10:4, interessantes para os modos de carga e descarga do carregador. Segundo os dados do fabricante, o transformador apresenta uma indutância de magnetização de 480 μH e indutâncias de dispersão de 650 nH, o que nos fornece os primeiros parâmetros a serem considerados no projeto do conversor. Os enrolamentos do transformador são dispostos conforme apresentado na figura 15. As capacitâncias do transformador foram determinadas experimentalmente conforme descrito no apêndice A. A capacitância do primário é de 98,7 pF, a do secundário é de 98,5 pF e a capacitância entre enrolamentos é de 201 pF.

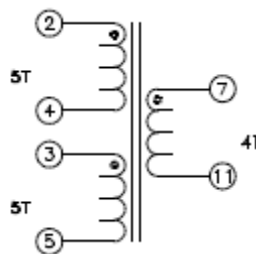


Figura 17: Disposição dos enrolamentos do transformador planar.

Fonte: *Würth Elektronik*.

A bateria considerada no projeto é a UP1250, do fabricante *Unipower*, apresenta uma tensão nominal de 12 V no modo de descarga e 14,1 V quando plenamente carregada. Esta bateria estava disponível no laboratório. Sua corrente máxima de descarga da bateria é de 18 A e corrente de carga de 5 A. Considerando-se um rendimento teórico de 92,6%, para 200 W entregues ao barramento CC, do lado da bateria se terá uma potência de 216 W. Com isso, na descarga, a bateria deverá fornecer 18 A. Logo, a bateria escolhida atende as especificações necessárias.

Para o dimensionamento do capacitor de entrada no modo de carga, considerou-se a corrente máxima de entrada, calculada pela equação (3.1). Como a

corrente de carga deve ser de 5 A, isso implica numa potência de 60 W na bateria. Considerando o rendimento teórico de 92,6%, a potência na entrada do conversor será de 65 W. Assim, na entrada,

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{V_e} = \frac{65 \text{ W}}{24 \text{ V}} = 2,71 \text{ A.} \quad (3.8)$$

O capacitor do lado da fonte é calculado pela equação (3.2) considerando-se uma tensão de entrada de 24 V e razão cíclica máxima de 90%. A resistência em série é dada pela equação (3.3). Como o valor resultante é muito baixo, considerou-se valores típicos de resistência dos indutores e capacitores. Assim, foram adotados os seguintes valores para o filtro de entrada:

- C_1 : 20,33 μF ;
- $R_{C1} = R_{L1}$: 0,1 Ω .

O indutor de saída, no modo de carga, isto é, do lado da bateria, é determinado pela equação (3.6) considerando-se V_i sendo a tensão de carga da bateria de 12 V, ondulação máxima de corrente resultante de 0,25 da razão cíclica, como definido anteriormente, resultando em um ΔI de 0,125 e frequência de comutação de 100 kHz. A relação de transformação a adotada é de 1:1. Com isso,

- L_2 : 0,12 m.

Para o dimensionamento do capacitor de entrada no modo de descarga, considerou-se a corrente máxima de entrada, calculada pela equação (3.1). Como no modo de descarga a potência de saída é de 200 W, considerando-se o rendimento teórico de 92,6%, a potência na entrada do conversor será de 216 W. Assim, na entrada,

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{V_e} = \frac{216 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 18 \text{ A.} \quad (3.9)$$

Novamente, utilizando as equações (3.2) e (3.3), para o modo de descarga, determina-se o capacitor C_2 e o resistor R_{C2} do lado da bateria. Assim,

- $C_2: 270 \mu F;$
- $R_{C2}: 0,1 \Omega.$

O indutor de saída, deste caso, do lado do barramento CC, é determinado novamente pela equação (3.6) considerando V_i a tensão máxima igual a tensão de entrada (24 V), a sendo 1:1 e ondulação máxima de corrente, que ocorre em uma variação de 0,25 da razão cíclica, resultando em um ΔI de 0,125, como apresentado anteriormente e frequência de comutação de 100 kHz. Logo,

- $L_1: 0,24 \text{ mH}.$

Pela equação (3.7) define-se o valor do filtro intermediário. Utiliza-se uma variação da razão cíclica ΔD de 10% como critério de projeto, tensão sobre o indutor V_e de 12 V, corrente mínima de 2,5 A, rendimento teórico do conversor de 92,6% e frequência de comutação de 100 kHz. Assim,

- $L_3': 1,29 \mu H.$

Para a verificação do projeto dos filtros, realizou-se uma simulação em malha aberta onde a razão cíclica foi ajustada para 0,535. Com essa razão cíclica, a corrente de carga fica próxima de 5 A. A figura 16 ilustra as formas de onda das correntes dos indutores L_1 , L_2 e L_3' . Também ilustra as tensões dos capacitores C_1 e C_2 . Observa-se que as ondulações de corrente e tensão são bastante reduzidas.

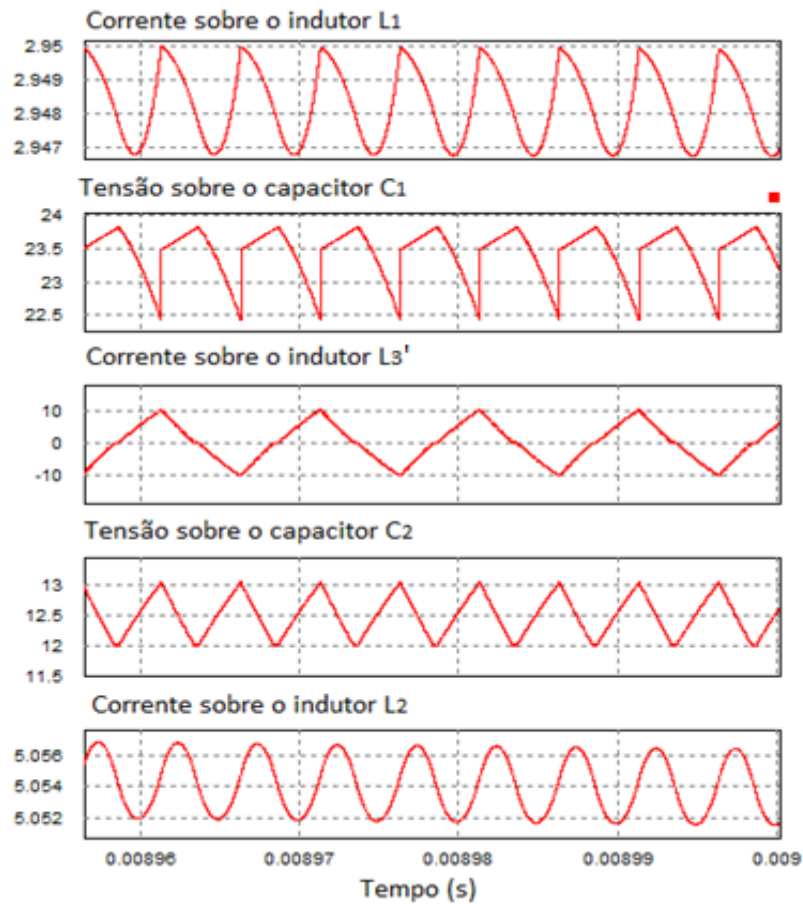


Figura 18: Correntes e tensões resultantes nos filtros projetados.

As chaves semicondutoras devem atender os requisitos de corrente, tensão e frequência. Assim, devem suportar uma corrente máxima de 18 A, tensão de 24 V e frequência de comutação de 100 kHz. Para efeitos de simulação, todos os semicondutores de potência foram considerados componentes ideais.

Com os filtros calculados e os parâmetros do transformador planar, tem-se o circuito da figura 19.

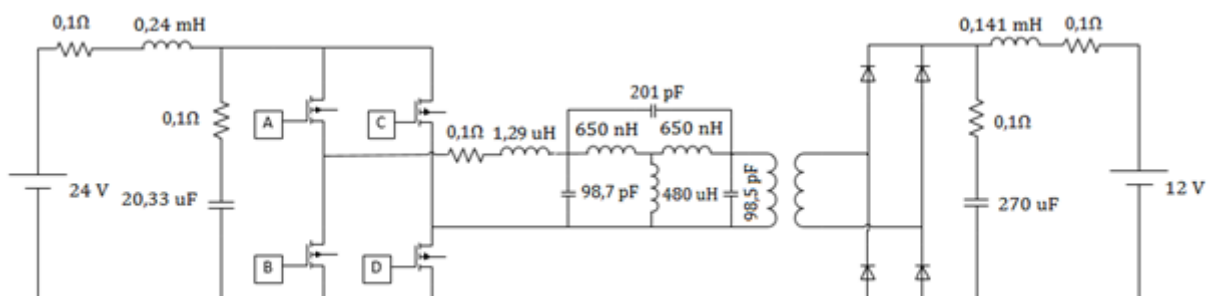


Figura 19: Conversor considerando os filtros dimensionados e o equivalente elétrico do transformador planar.

A fim de se verificar a possibilidade de simplificação do circuito, para fins de modelagem matemática para o projeto de controle, o circuito da figura 19 foi simulado com três cenários diferentes. As simulações visam verificar a influência do equivalente elétrico do transformador planar na dinâmica da corrente de carga. No primeiro cenário, o circuito equivalente completo do transformador foi utilizado. No segundo cenário, desconsiderou-se as capacitâncias, isto é, trabalhou-se com um modelo clássico de transformador. Por fim, no terceiro cenário, desconsiderou-se a indutância de magnetização e as capacitâncias do transformador planar. A figura 20 ilustra os resultados das simulações para um degrau de razão cíclica de 0,535.

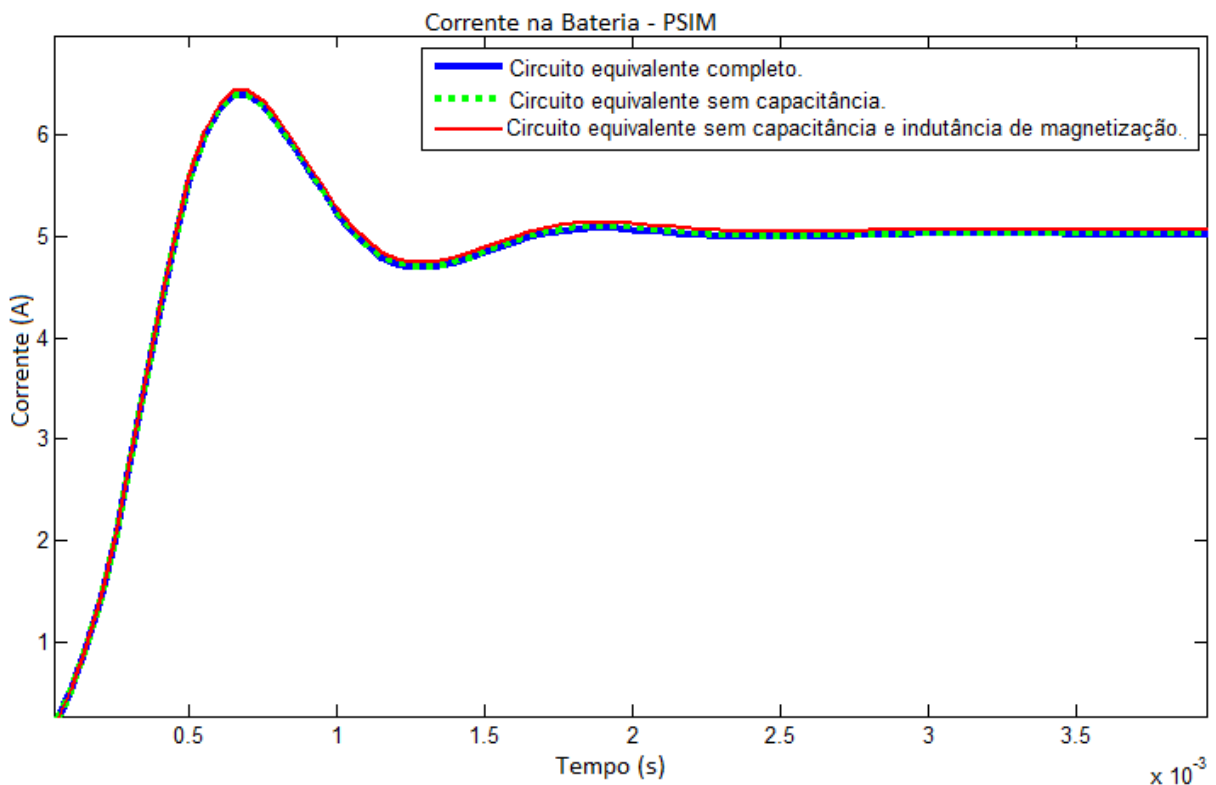


Figura 20: Simulação da corrente de carga da bateria com os diferentes circuitos equivalentes do transformador.

Ao comparar as formas de onda e os níveis de corrente dos três circuitos simulados, conclui-se que as capacitâncias entre enrolamentos e entre espiras presentes no transformador planar não tem efeito significativo na dinâmica do sistema em estudo. Da mesma forma, a indutância de magnetização pode ser desconsiderada na modelagem matemática para propósitos de projeto de controle.

Assim, o circuito que será considerado na modelagem é o exibido na figura 21 onde a indutância equivalente entre a saída do conversor *Full-Bridge* e a entrada do transformador é a soma de L'_3 com as indutâncias de dispersão $L_p + L'_s$, que será representada por L_3 .

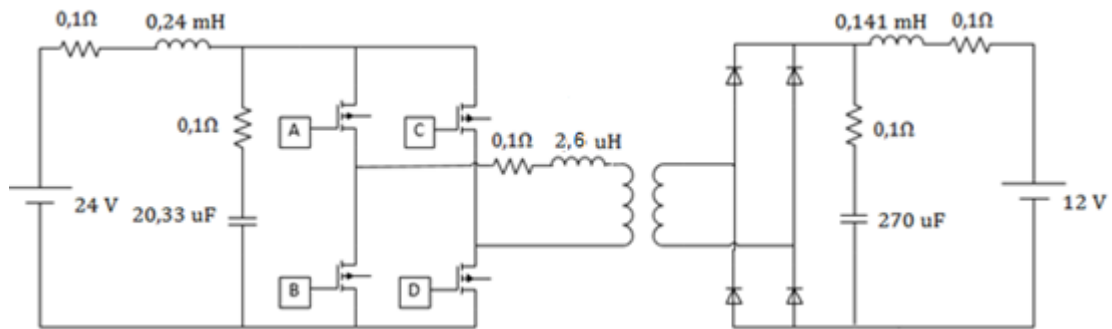


Figura 21: Circuito considerado para propósitos de modelagem.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o dimensionamento dos filtros do conversor e, através de simulações, verificou se os filtros são adequados para manter a ondulação de corrente de entrada e da bateria dentro de valores toleráveis. As simulações mostraram que as ondulações são aceitáveis.

Através de simulações, também se investigou os efeitos das capacitâncias e das indutâncias do transformador planar sobre a corrente de carga da bateria. Observou-se que seus efeitos são mínimos e, portanto, estes elementos podem ser desconsiderados na modelagem do conversor. Isso simplificará o modelo matemático necessário para o projeto do controlador. A modelagem matemática será abordada no próximo capítulo.

4. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR

Para se descrever matematicamente a operação do sistema é necessária a modelagem do conversor a partir da análise de suas etapas de operação. Analisando individualmente cada etapa, será obtido o modelo médio do conversor. A partir do modelo médio, o modelo de pequenos sinais será obtido. Este modelo será a base para o projeto do controlador. Na modelagem que se segue, não se considerou o equivalente elétrico da bateria. O objetivo foi focar as atenções no conversor como um todo e no projeto do controlador considerando os efeitos do transformador planar. Essa hipótese foi feita visto que o modo de carga que esse trabalho foca é a carga a corrente constante

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Faria (2012, p. 25) propõe a simplificação da análise do conversor *Full-Bridge* através de uma aproximação pelo circuito equivalente de um conversor *Buck*. De modo similar, a partir da figura 21, a estrutura básica do conversor, é representado pelo circuito equivalente da figura 22. O seu modelamento se baseia nos modos de operação que surgem de acordo com a comutação da chave.

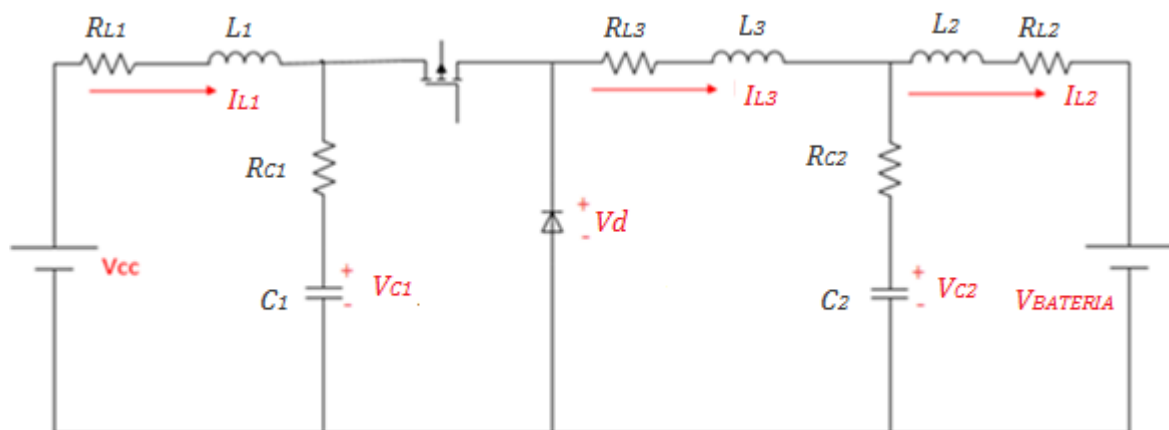


Figura 22: Aproximação do circuito do conversor por um circuito equivalente do conversor *Buck*.

Ogata (1998, p. 58) define que a teoria de controle moderno é aplicada a sistemas de múltiplas entradas e saídas, sendo essas lineares ou não, variantes e

invariantes no tempo. Essa teoria determina os conceitos de estados, variáveis e vetores de estado. Suas definições são:

Estado: menor conjunto de variáveis das quais o conhecimento dos seus valores iniciais, e o conhecimento do sinal de entrada determina completamente o comportamento do sistema, para qualquer instante de tempo.

Variáveis de estado: grandezas que determinam o estado de um sistema.

Vetores de estado: vetor cuja as componentes são as variáveis de estado necessárias para descrever um sistema.

Aplicando esses conceitos na análise de um processo linear e invariante no tempo, as equações (4.1) e (4.2) formam a representação em espaço de estados do sistema.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.1)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.2)$$

- *A*: matriz de estados;
- *B*: matriz de entrada;
- *C*: matriz de saída;
- *D*: matriz de transmissão de estados.

Para descrever a dinâmica do sistema em estudo, a partir da figura 22, foram definidas as variáveis de estado e suas respectivas equações, que independem do modo de operação. Assim,

$$x_1 = i_{L1} \quad , \quad \dot{x}_1 = \frac{V_{L1}}{L_1}, \quad (4.3)$$

$$x_2 = V_{C1} \quad , \quad \dot{x}_2 = \frac{i_{C1}}{C_1}, \quad (4.4)$$

$$x_3 = i_{L3} \quad , \quad \dot{x}_3 = \frac{V_{L3}}{L_3}, \quad (4.5)$$

$$x_4 = V_{C2} \quad , \quad \dot{x}_4 = \frac{i_{C2}}{C_2}, \quad (4.6)$$

$$x_5 = i_{L2} \quad , \quad \dot{x}_5 = \frac{V_{L2}}{L_2}. \quad (4.7)$$

Analisando o fluxo de corrente no transformador, pode-se notar que o seu funcionamento proporcionará três modos de operação. Estes são equacionados para obter o comportamento do sistema.

A figura 23 apresenta as curvas de corrente no indutor L_3 e de tensão sobre o diodo, resultantes da comutação das chaves. De acordo com o comportamento da corrente, os modos de operação do conversor são definidos.

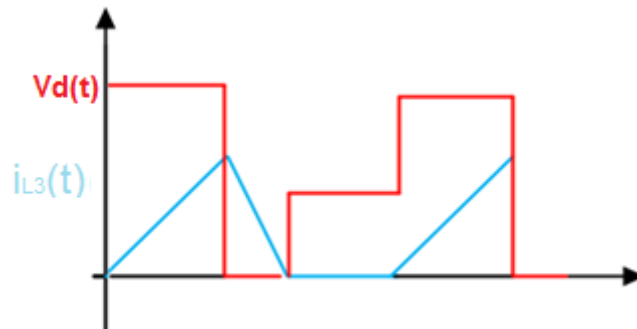


Figura 23: Corrente no indutor L_3 e tensão no diodo, resultantes da comutação das chaves.

Como o fluxo de corrente na entrada do conversor e na saída do retificador não se alteram, a corrente no filtro intermediário nos indica os modos de operação devido a mudança de fluxo que ocorre pela variação na corrente. Essa conclusão é feita analisando as correntes e tensões sobre as variáveis de estado de acordo com a comutação das chaves.

4.2 MODOS DE OPERAÇÃO

O primeiro modo de operação diz respeito ao instante em que a chave está em condução e o diodo está bloqueado. O fluxo de corrente no conversor fornece o circuito da figura 24.

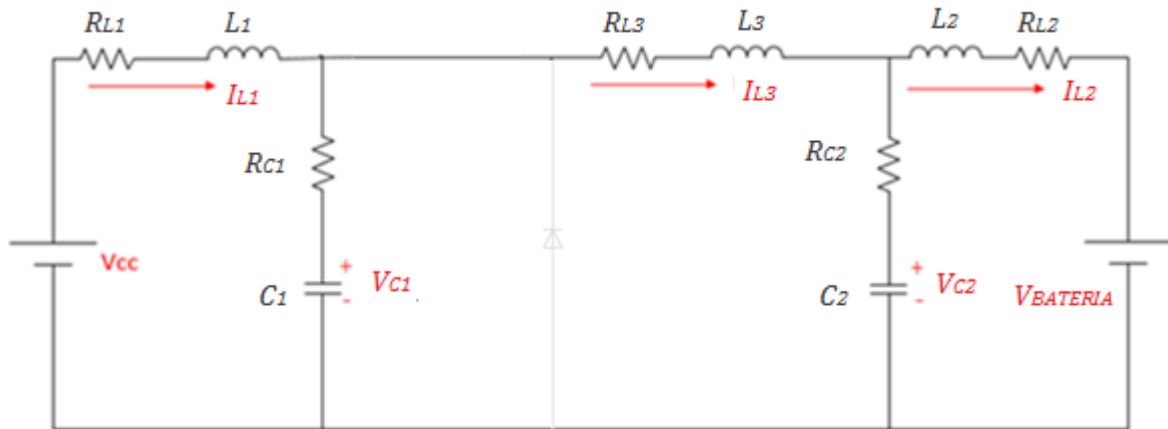


Figura 24: Primeiro modo de operação do conversor.

A análise do circuito fornece as equações (4.8) e (4.9).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{R_{C1}}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{R_{L2}}{L_3} & \frac{1}{L_3} & -\frac{R_{C1}+R_{C2}}{L_3} & -\frac{1}{L_3} & \frac{R_{C1}}{L_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 & \frac{R_{C2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_{L2}+R_{C2}}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{BATERIA}}{L_2} \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.8)$$

$$[y] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

No segundo modo de operação a chave é bloqueada e o diodo entra em condução. O fluxo de corrente no transformador ainda é o mesmo enquanto o indutor L_3 é descarregado, resultando no circuito apresentado na figura 25.

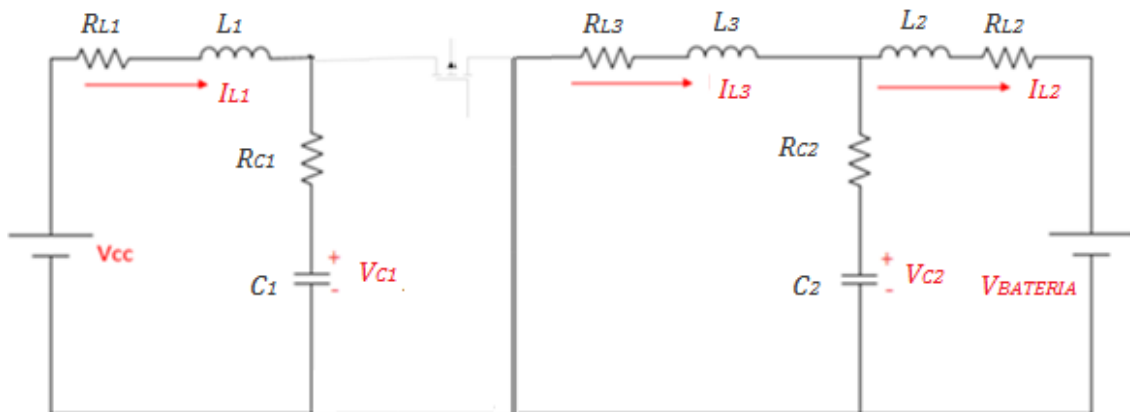


Figura 25: Segundo modo de operação do conversor.

A análise do circuito fornece as equações (4.10) e (4.11).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{C1}+R_{C2}}{L_3} & -\frac{1}{L_3} & \frac{R_{C1}}{L_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 & \frac{R_{C2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_{L2}+R_{C2}}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{BATERIA}}{L_2} \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.10)$$

$$[y] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

O terceiro modo de operação se inicia quando a corrente que passa pelo indutor L_3 atinge valor nulo, resultando no circuito da figura 26.

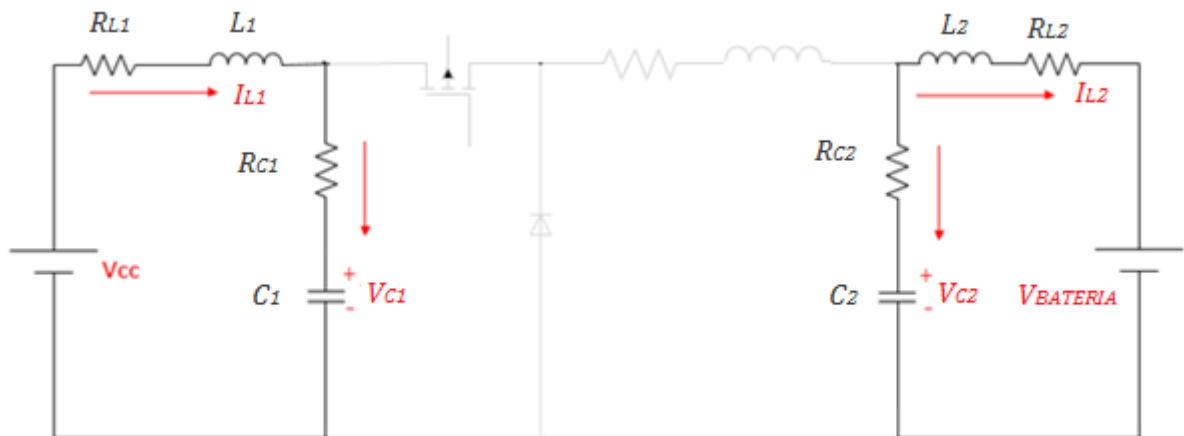


Figura 26: Terceiro modo de operação do conversor.

Neste modo observa-se que as variáveis que envolvem a malha de entrada estão desacopladas da malha de saída, o que pode ser evidenciado pelas equações (4.12) e (4.13).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 & \frac{R_{C2}}{L_2} & 0 & -\frac{R_{L2}+R_{C2}}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{BATERIA}}{L_2} \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.12)$$

$$[y] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

4.3 MODELO MÉDIO

O modelo médio em espaço de estados do conversor, é obtido através dos modelos individuais de cada etapa de funcionamento e pelo seu intervalo de tempo respectivo (SCHITTLER, 2012 p. 37). É realizada uma média ponderada das etapas de acordo com o intervalo de tempo em que cada uma ocorre.

Como a representação obtida é descontínua, tem-se um sistema não linear. Como o objetivo é aplicar técnicas de controle linear, existe a necessidade de descrever seu modelo através de uma representação linear em um ponto de operação. Esse processo é chamado de linearização (COELHO, COELHO, 2012, p.9).

O ponto de operação ou ponto de equilíbrio é a condição de operação do sistema em estado estacionário. A linearização do modelo será válida em uma região definida por pequenas variações em torno do ponto de operação (NISE, 2009 p.73). Se uma aproximação linear é válida e estável próximo a um ponto de equilíbrio, existe uma região na qual o sistema não-linear também será estável. Assim é possível projetar um sistema de controle linear no qual o sistema será estável dentro dessa região (FRANKLIN, POWELL, EMANI-NAEINI, 2013, p. 522). Considerando uma maior complexidade da análise de sistemas não-lineares, a linearização do modelo é importante ao permitir que se aplique técnicas de controle linear sobre um processo não-linear, facilitando a análise e projeto de controle do mesmo. Com isso o modelo a ser obtido é um modelo linear válido no ponto de operação definido pela razão de cíclica.

O primeiro objetivo então é determinar o tempo de operação de cada etapa. Esse tempo pode variar de acordo com os requisitos de operação do conversor pois depende diretamente do seu ponto de operação.

Pode-se dizer então que o modelo médio é obtido a partir da definição do tempo em que as chaves estão ativas, que resultará num valor de corrente de saída correspondente a um valor próximo da região de interesse. Para isso é analisado a figura 27 que apresenta as curvas de tensão e corrente do indutor L_3' , dadas no ponto de operação do conversor.

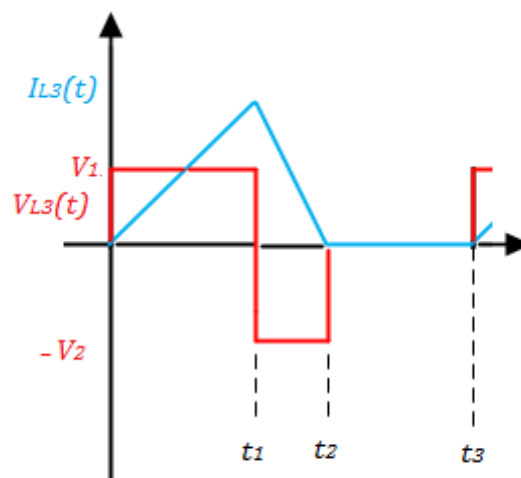


Figura 27: Curvas de corrente e tensão sobre o indutor L_3 .

De acordo com Sadiku, e Alexander (2003, p. 199) a corrente de um indutor é dada pela equação (4.14).

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int V_L(t) \cdot dt \quad (4.14)$$

Para o intervalo de tempo de 0 até t_1 , sabe-se que a tensão sobre o indutor equivale a um valor V_1 . Então a corrente sobre o indutor no intervalo de 0 a t_1 é expressa pela equação (4.15)

$$i_{L3}(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{t_1} V_1 dt = \frac{1}{L} \cdot (V_1 t + b_1). \quad (4.15)$$

Como a corrente no instante 0 tem valor nulo, conclui-se que a constante b_1 é igual a 0. No intervalo de tempo de t_1 a t_2 a tensão tem um valor negativo igual a V_2 e a corrente nesse intervalo de tempo é dada pela equação (4.16)

$$i_{L3}(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} -V_2 \cdot dt = \frac{1}{L} \cdot (-V_2(t - t_1) + b_2). \quad (4.16)$$

A corrente de descarga do indutor para os instantes t_1 e t_2 é apresentada nas equações (4.17) e (4.18)

$$0 + b_2 = V_1 \cdot t_1, \quad (4.17)$$

$$-V_2 \cdot (t_2 - t_1) + b_2 = 0. \quad (4.18)$$

Substituindo (4.17) em (4.18), tem-se a expressão do tempo t_2 em função do tempo t_1

$$t_2 = \frac{V_1 + V_2}{V_2} \cdot t_1 \quad (4.19)$$

Com os tempos dependendo apenas de t_1 , sendo esse e sabendo que o período de operação é T , equivalente a t_3 , pode-se fazer a média ponderada dos modos de operação através das equações (4.20), (4.21) e (4.22),

$$d_1 = \frac{t_1}{T}, \quad (4.20)$$

$$d_2 = \frac{t_2 - t_1}{T} = \left(\frac{V_1 + V_2}{V_2} - 1 \right) \cdot d_1, \quad (4.21)$$

$$d_3 = \frac{T - t_2}{T} = 1 - \left(\frac{V_1 + V_2}{V_2} \right) \cdot d_1. \quad (4.22)$$

Para que o conversor *Buck* atinja o ponto de operação onde a corrente de carga é 5 A, a razão cíclica deve ser 0,77. Através de simulação no PSIM determina-se os valores de V_1 e V_2 . Estes valores são 9,4 V e 14,1 V, respectivamente. Da mesma forma, foi obtido o tempo $t_1 = 3,897$ us. Considerando $T = \frac{1}{100.000}$ s, a partir de (4.20) se define $d1 = 0,3897$ e de (4.21) e (4.22), tem-se.

$$d_2 = 0,6667 \cdot d_1, \quad (4.23)$$

$$d_3 = 1 - 1,6667 \cdot d_1. \quad (4.24)$$

Seguindo a metodologia apresentada por Viero (2011, p.74), cada modo de operação é representado por:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u \\ y = C_1 \cdot x + D_1 \cdot u' \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u \\ y = C_2 \cdot x + D_2 \cdot u' \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = A_3 \cdot x + B_3 \cdot u \\ y = C_3 \cdot x + D_3 \cdot u' \end{cases} \quad (4.27)$$

O comportamento médio em espaço de estados dos modos de operação pode ser expresso pelas equações (4.28), (4.29), (4.30) e (4.31),

$$\hat{A} = A_1 \cdot d_1 + A_2 \cdot d_2 + A_3 \cdot d_3, \quad (4.28)$$

$$\hat{B} = B_1 \cdot d_1 + B_2 \cdot d_2 + B_3 \cdot d_3, \quad (4.29)$$

$$\hat{C} = C_1 \cdot d_1 + C_2 \cdot d_2 + C_3 \cdot d_3, \quad (4.30)$$

$$\hat{D} = D_1 \cdot d_1 + D_2 \cdot d_2 + D_3 \cdot d_3. \quad (4.31)$$

Substituindo as matrizes (4.28)-(4.31) em (4.1) e (4.2) tem-se o modelo médio do conversor no espaço de estados.

$$\dot{x} = \hat{A}x + \hat{B}u, \quad (4.32)$$

$$y = \hat{C}x + \hat{D}u. \quad (4.33)$$

Logo, tem-se (4.34) e (4.35).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{R_{C1} \cdot d_1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{u_1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{R_{L2} \cdot d_1}{L_3} & \frac{d_1}{L_3} & -\frac{R_{C1} \cdot d_1 + R_{C2} \cdot (d_1 + d_2)}{L_3} & -\frac{(d_1 + d_2)}{L_3} & \frac{R_{C2} \cdot (d_1 + d_2)}{L_3} \\ 0 & 0 & \frac{(d_1 + d_2)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 & \frac{R_{C2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_{C2} + R_{L2}}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{BATERIA}}{L_2} \end{bmatrix} \cdot u(t), \quad (4.34)$$

$$[y] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

Para a validação do modelo médio obtido, este foi simulado e confrontado com simulações do conversor *Full-Bridge* e *Buck*. A simulação do modelo médio foi realizada no Matlab e a dos conversores no PSIM. A simulações consideraram os componentes projetados no capítulo anterior de acordo com uma razão cíclica de 0,535 para o conversor *Full-Bridge* e 0,77 para o conversor *Buck*, valores que os levam para o mesmo ponto de operação. Os resultados estão apresentados na figura 28.

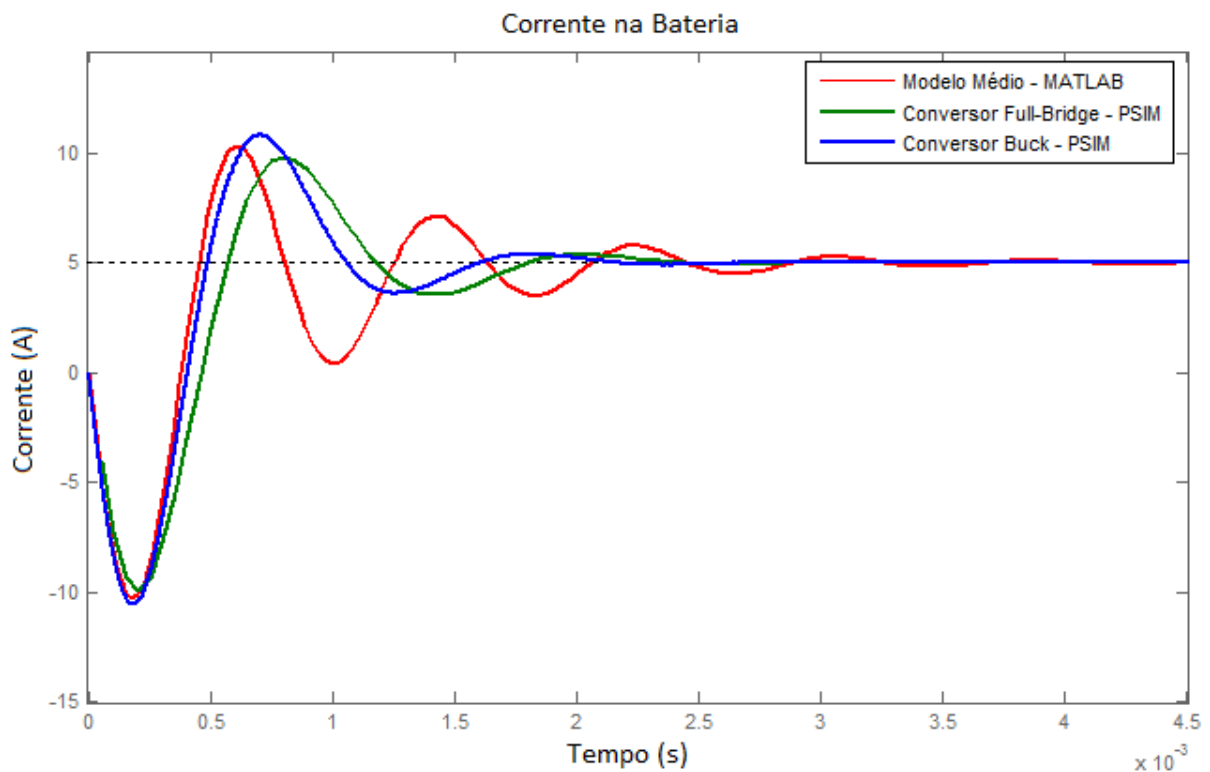


Figura 28: Comparação entre a resposta do modelo médio e a resposta dos circuitos simulados no PSIM, para a corrente na bateria.

Como é apresentado na figura 28, a dinâmica do conversor *Buck* pode ser considerada uma boa aproximação para a modelagem do conversor *Full-Bridge*. Contudo ainda há diferença entre a resposta do modelo médio e as respostas obtidas nas simulações realizadas no PSIM. Todavia, a diferença é considerada aceitável para fins de projeto de controle.

No resultado da figura 28, observa-se uma corrente de carga negativa. Isto significa que a bateria está fornecendo corrente nos instantes iniciais da simulação. Isso é coerente com o modelo obtido nas equações (4.34)-(4.35). Neste modelo, a ação de controle u tem o significado físico de ligar ou desligar o conversor, visto que a informação relativa a razão cíclica está inclusa em d_1 e d_2 . Assim, como os capacitores e indutores estão com condições iniciais nulas no instante $t=0$, o capacitor do lado da bateria é carregado pela corrente da bateria.

Ogata (2000, p. 62) relaciona a função de transferência com as equações no espaço de estados pela equação (4.36),

$$G(s) = \mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{D}. \quad (4.36)$$

Com isso é o modelo médio do sistema pode ser representado pela função de transferência

$$G(s) = \frac{-1 \cdot 10^5 \cdot s^4 - 6,583 \cdot 10^9 \cdot s^3 - 3,728 \cdot 10^{14} \cdot s^2 - 9,526 \cdot 10^{17} \cdot s + 2,467 \cdot 10^{21}}{s^5 + 6,75 \cdot 10^4 \cdot s^4 + 3,874 \cdot 10^9 \cdot s^3 + 2,148 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 2,421 \cdot 10^{17} \cdot s + 4,934 \cdot 10^{20}}. \quad (4.37)$$

O modelo apresentado é chamado de modelo médio para grandes sinais pois representa o sistema em estudo como um todo. Esse modelo não é interessante para fins de projeto de controle pois, como já mencionado, apresenta como entrada uma variável que representa o acionamento ou não do conversor. Portanto, não permite uma manipulação física adequada. Devido a isso, é necessária a obtenção do modelo de pequenos sinais. Este modelo, que será obtido em um ponto de operação, terá como variável de entrada uma grandeza associada a manipulação da razão cíclica do conversor. O modelo de pequenos sinais é adequado para o projeto de controle e sua obtenção depende do modelo médio aqui obtido.

4.4 MODELO PARA PEQUENOS SINAIS

Erickson, e Maksimovic (2001, p. 187) apresentam a obtenção do modelo médio para um conversor *Buck*. Procedendo de maneira similar para o caso em estudo inicia-se pelas equações (4.37), (4.38), (4.39) e (4.40), onde se aplica uma perturbação sobre as variáveis do sistema.

$$\langle x \rangle = X + \hat{x}, \quad (4.37)$$

$$\langle y \rangle = Y + \hat{y}, \quad (4.38)$$

$$\langle u \rangle = U + \hat{u}, \quad (4.39)$$

$$d = d_0 + \hat{d}, \quad (4.40)$$

onde as variáveis associadas ao ponto de operação são X , Y , U e d_0 , as perturbações são \hat{x} , \hat{y} , \hat{u} e \hat{d} e as variáveis perturbadas resultantes são $\langle x \rangle$, $\langle y \rangle$, $\langle u \rangle$ e d , respectivamente.

Como as perturbações tem valores muito menores do que de suas as variáveis relacionadas, tem-se:

$$X \gg \hat{x}, \quad (4.41)$$

$$Y \gg \hat{y}, \quad (4.42)$$

$$U \gg \hat{u}, \quad (4.43)$$

$$d_0 \gg \hat{d}. \quad (4.44)$$

A variável d_0 é análoga a proporção de tempo d_1 , obtida pela definição da razão cíclica para o ponto de operação de interesse, assim as proporções de tempo d_2 e d_3 também serão expressas em função de d_0 . Substituindo (4.37), (4.38), (4.39) e (4.40) em (4.32) e (4.33) chega-se a

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} + \hat{x} = & (A_1 \cdot (d_0 + \hat{d}) + A_2 \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + A_3 \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}))) (X + \hat{x}) + \\ & (B_1 \cdot (d_0 + \hat{d}) + B_2 \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + B_3 \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}))) (U + \hat{u}), \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} Y + \hat{y} = & (C_1 \cdot (d_0 + \hat{d}) + C_2 \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + C_3 \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}))) \cdot (X + \hat{x}) + \\ & (D_1 \cdot (d_0 + \hat{d}) + D_2 \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + D_3 \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}))) \cdot (U + \hat{u}). \end{aligned} \quad (4.46)$$

Pelo fato de que as matrizes B_1, B_2, B_3 permanecem inalteradas para todos os modos de operação, pode-se representá-las por B . Da mesma forma, como C_1, C_2, C_3 são iguais e D_1, D_2, D_3 também o são, estas matrizes serão representadas por C e D , respectivamente. Assim,

$$B \cdot (d_0 + \hat{d}) + B \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + B \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d})) = B, \quad (4.47)$$

$$C \cdot (d_0 + \hat{d}) + C \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + C \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d})) = C, \quad (4.48)$$

$$D \cdot (d_0 + \hat{d}) + D \cdot 0,6667 \cdot (d_0 + \hat{d}) + D \cdot (1 - 1,6667 \cdot (d_0 + \hat{d})) = D. \quad (4.49)$$

Considerando que X é um vetor constante sua derivada será nula. Pode-se, agora, rearranjar a equação (4.45)

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} = & \left((A_1 + A_2 \cdot 0,6667 - A_3 \cdot 1,6667)d_0 + A_3 + (A_1 + A_2 \cdot 0,6667 - A_3 \cdot 1,6667)\hat{d} \right) (X + \hat{x}) \\ & + B \cdot (U + \hat{u}). \end{aligned} \quad (4.50)$$

Desconsiderando o produto entre duas perturbações e tendo as matrizes A e B_s dadas por

$$A = (A_1 + A_2 \cdot 0,6667 - A_3 \cdot 1,6667)d_0 + A_3, \quad (4.51)$$

$$B_s = (A_1 + A_2 \cdot 0,6667 - A_3 \cdot 1,6667)X, \quad (4.52)$$

chega-se a

$$\hat{\dot{x}} = AX + A\hat{x} + BU + B\hat{u} + B_s\hat{d}. \quad (4.53)$$

Como em regime permanente as variáveis de estado não apresentam variações tem-se

$$AX + BU = 0, \quad (4.54)$$

de onde

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}U. \quad (4.55)$$

A expressão (4.55) é utilizada em (4.52) para a obtenção de \mathbf{B}_s .

Devido ao fato da matriz de entrada U não pode sofrer variações em regime permanente, a equação (4.53) pode ser simplificada para

$$\hat{\dot{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}_s\hat{d}. \quad (4.56)$$

Para a equação de saída o desenvolvimento a ser considerado é semelhante. Assim considerando (4.46), (4.48) e (4.49) tem-se

$$Y + \hat{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{C}\hat{x} + \mathbf{D}U + \mathbf{D}\hat{u} \quad (4.57)$$

e

$$Y = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}U. \quad (4.58)$$

Logo,

$$\hat{y} = \mathbf{C}\hat{x} \quad (4.59)$$

O sistema representado por (4.56) e (4.59) é dito o modelo do sistema para pequenos sinais. Isto é,

$$\hat{\dot{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}_s\hat{d}, \quad (4.60)$$

$$y = \mathbf{C}\hat{x} \quad (4.61)$$

A partir modelo em espaço de estados (4.60) - (4.61) obtém-se a função de transferência equivalente,

$$G_p(s) = \frac{10680 \cdot s^4 + 10,99 \cdot 10^8 \cdot s^3 + 2,882 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 2,449 \cdot 10^{17} \cdot s + 5,271 \cdot 10^{21}}{s^5 + 6,75 \cdot 10^4 \cdot s^4 + 3,874 \cdot 10^9 \cdot s^3 + 2,148 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 2,421 \cdot 10^{17} \cdot s + 4,934 \cdot 10^{20}} \quad (4.62)$$

A fim de se verificar o modelo para pequenos sinais, foi realizada uma simulação ao degrau utilizando o modelo e sua resposta foi comparada com o resultado do PSIM. Para isso, inicialmente, o sistema foi levado próximo do ponto de operação e, no

instante $t=0$ s, aplicou-se um degrau de 1% na razão cíclica. O resultado é apresentado na figura 29.

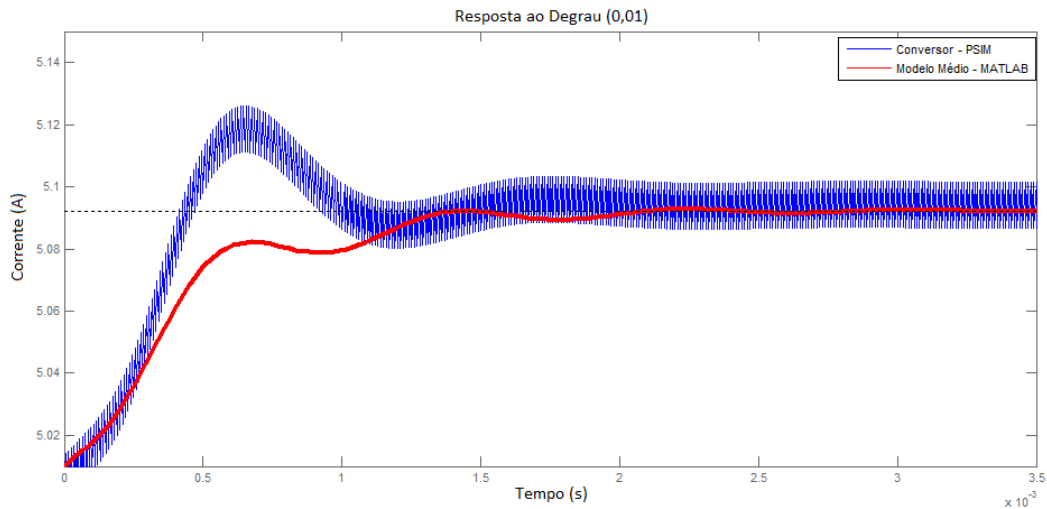


Figura 29: Comparação entre o modelo médio e o resultado simulado no PSIM para um degrau de 1% da razão cíclica sobre o ponto de operação.

Para se verificar o quão bem o modelo de pequenos sinais representa o sistema a medida que seu funcionamento se afasta do ponto de operação, duas outras simulações foram realizadas. A figura 30 exibe a resposta do modelo e do circuito simulado no PSIM para um degrau de 2% da razão cíclica que leva o sistema ao ponto de operação. Já a figura 31 ilustra a resposta do modelo e do circuito para um degrau de 5% da razão cíclica do ponto de operação. Observa-se que a medida que o circuito se afasta do ponto de operação nominal há uma maior diferença na resposta do modelo quando comparada com a resposta do circuito. Apesar de uma pequena diferença na resposta transitória, o modelo de pequenos sinais tem comportamento aproximado ao apresentado pela simulação do circuito.

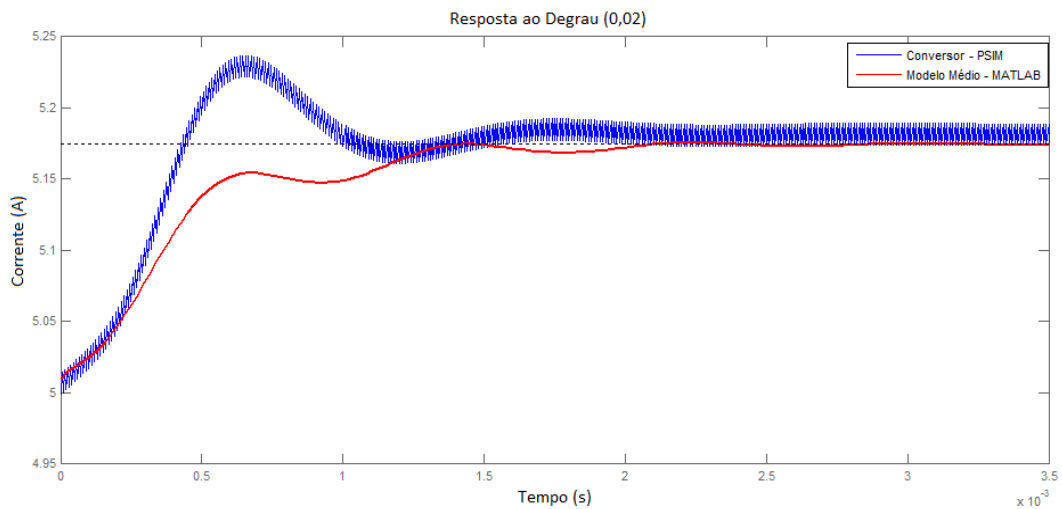


Figura 30: Comparação entre o modelo médio e o resultado simulado no PSIM para um degrau de 2% da razão cíclica sobre o ponto de operação.

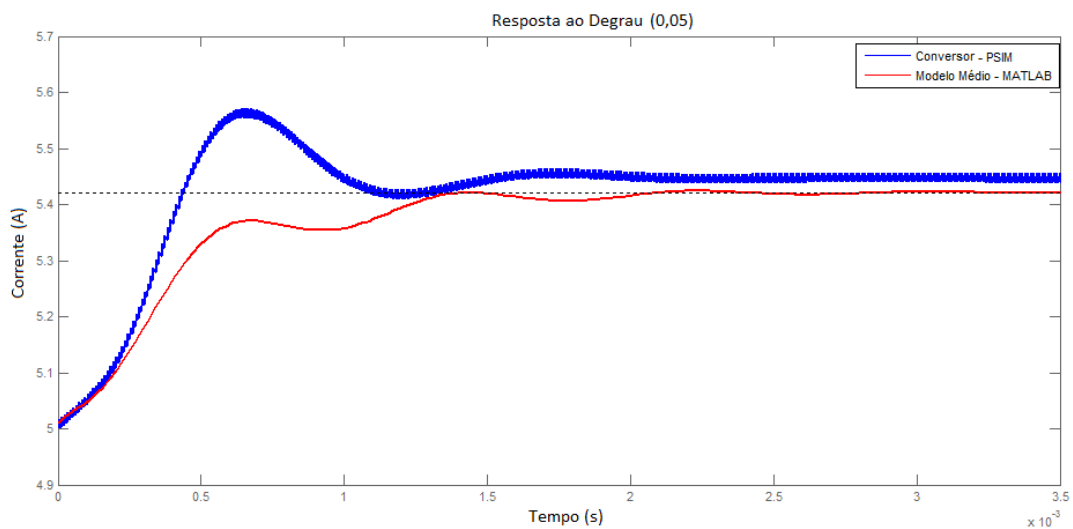


Figura 31: Comparação entre o modelo médio e o resultado simulado no PSIM para um degrau de 5% da razão cíclica sobre o ponto de operação.

Para uma melhor análise da função de transferência apresentada por (4.62), podemos expressá-la através de (4.63) evidenciando seus polos e zeros.

$$G_p(s) = \frac{10680 \cdot ((s + 65000)(s + 37037)(s + 417 + i14310)(s + 417 - i14310))}{(s + 31298 + i50207)(s + 31298 - i50207)(s + 1290 + i7680)(s + 1290 - i7680)(s + 2325)} \quad (4.63)$$

Para simplificar a função de transferência, para facilitar a análise e projeto de controle, serão desconsiderados os polos e zeros de alta frequência apresentados em

(4.63). O efeito dessa simplificação será avaliando através da resposta em frequência e ao degrau.

Ao desconsiderar os valores dos polos e zeros é necessário realizar a correção de ganho CC corresponde a cada um. Isso resulta na função de transferência simplificada apresentada em (4.64),

$$G_{ps}(s) = \frac{10680 \cdot 65000 \cdot 37037 \cdot (S + 417 + i14310)(S + 417 - i14310)}{3.0957 \cdot 10^9 (S + 1290 + i7680)(S + 1290 - i7680)(S + 2325)} \quad (4.64)$$

que pode ser representada por

$$G_{ps}(s) = \frac{2,571 \cdot 10^{13} S^2 + 2,144 \cdot 10^{16} S + 5,269 \cdot 10^{21}}{3,096 \cdot 10^9 S^3 + 1,55 \cdot 10^{13} S^2 + 2,071 \cdot 10^{17} S + 4,558 \cdot 10^{20}} \quad (4.66)$$

Comparando a resposta em frequência de (4.62), e (4.66), obtém-se o diagrama de bode apresentado na figura 32.

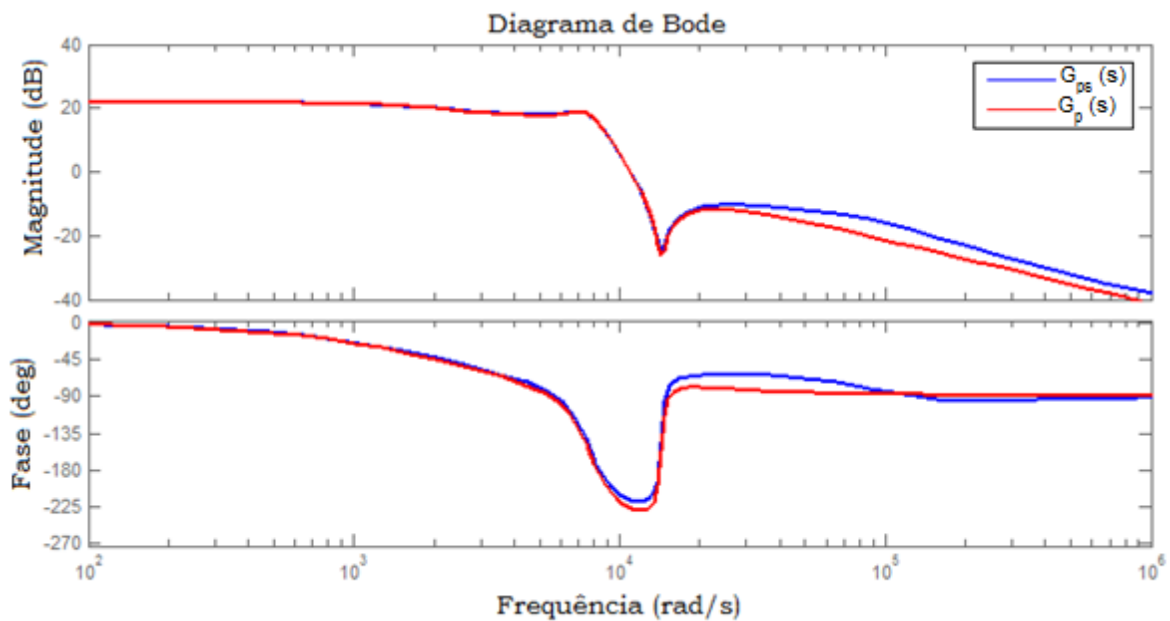


Figura 32: Comparação da resposta em frequência entre a função de transferência para pequenos sinais e sua versão simplificada.

Como o esperado a resposta apresentada pela função de transferência simplificada é similar a original nas baixas frequências e difere nas altas frequências. A simplificação do modelo pode ser validada pela resposta degrau, mostrada na figura 33. Nesta figura, aplicou-se um degrau de 1% da razão cíclica do conversor sobre o ponto de operação.

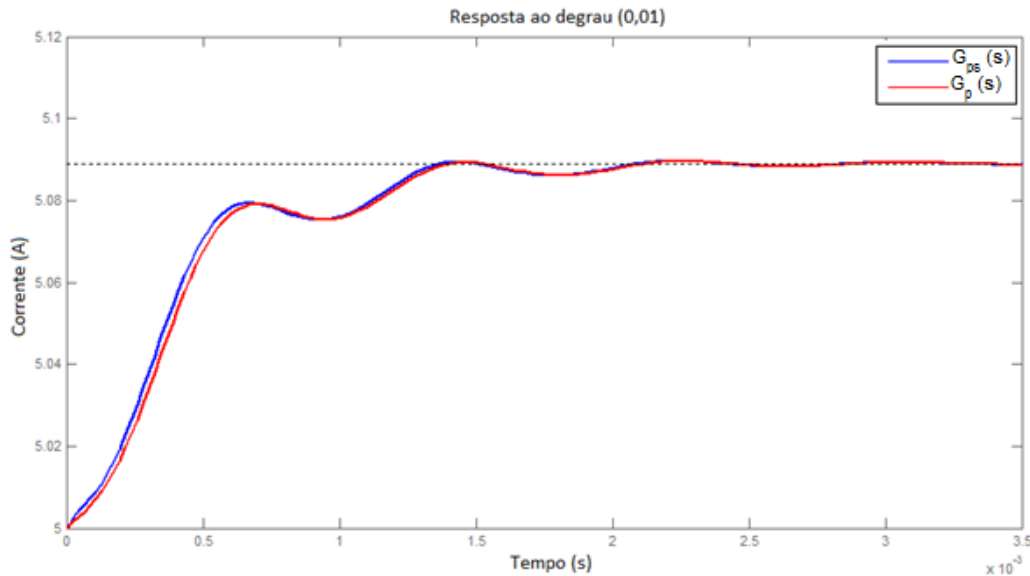


Figura 33: Comparação da resposta a um degrau de 1% entre a função de transferência para pequenos sinais $G_p(s)$ e a sua versão simplificada $G_{ps}(s)$.

Observa-se que a resposta ao degrau para a versão simplificada da função de transferência de pequenos sinais é bastante similar a resposta da função de transferência sem a simplificação. Assim, a versão simplificada pode ser empregada para o projeto do controlador.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o desenvolvimento do modelo matemático do conversor em estudo. Para a obtenção do modelo, o conversor foi aproximado por um conversor *Buck*. Foram obtidos, inicialmente, modelos matemáticos para cada etapa de operação do conversor. A partir desses modelos foi desenvolvido o modelo médio de grandes sinais do conversor.

Em um segundo momento, a partir do modelo médio, obteve-se o modelo de pequenos sinais. Como resultou em um modelo de quinta ordem, efetuou-se uma simplificação no modelo e verificou-se que mesmo com a simplificação o modelo descreve adequadamente as dinâmicas do sistema.

Com base no modelo de pequenos sinais simplificados se projetará o controlador do sistema. O projeto do controlador é apresentado no próximo capítulo.

5. PROJETO DO CONTROLADOR O CONVERSOR OPERANDO COMO CARREGADOR A CORRENTE CONSTANTE

Com a função de transferência $G_{ps}(s)$, resultante do capítulo anterior pode ser realizado o projeto de controle com o objetivo de controlar a corrente de carga da bateria. O controle correto da corrente permite um bom funcionamento do carregador, respeitando as características de operação da bateria dadas pelo fabricante. Para isso esse capítulo apresenta o projeto de controle e análise dos resultados obtidos.

5.1 AÇÕES DE CONTROLE

Comparando o valor da saída de um processo a um valor de referência desejado, um controlador busca gerar uma ação de controle que diminuirá o desvio da saída em comparação com a referência desejada ou até mesmo irá zerar essa diferença (OGATA, 2000 p. 177). Esse processo é realizado de acordo com o diagrama de blocos da figura 34.

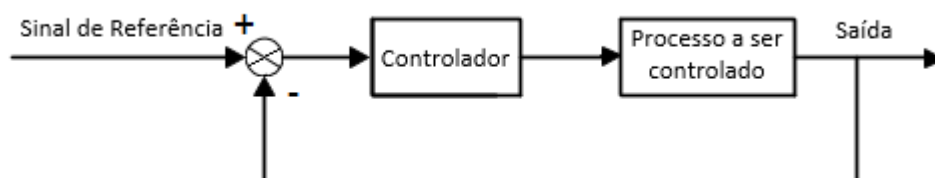


Figura 34: Diagrama de blocos de um processo básico de controle.

Fonte: Adaptado de OGATA, 2000.

Neste trabalho, o controlador tem como objetivo manter a corrente de carga da bateria em um valor constante de acordo com um valor de referência especificado pelo fabricante.

Controladores do tipo Proporcional, Integral e Derivativo (PID) são os mais difundidos na indústria devido suas características de fácil implementação e versatilidade. Adicionalmente, necessita do ajuste de poucos parâmetros (GOMES, 2008, p. 3).

Quando a ação de controle é linearmente proporcional ao erro do processo em malha fechada, dizemos que essa é uma ação de controle proporcional (P). Elevando-se o ganho do controlador proporcional do sistema a ser controlado, tende-se a reduzir

o erro em regime permanente para sistemas sem polo na origem. Por outro lado, aumentando o ganho, dependendo do sistema, podem aparecer oscilações e mesmo levar o sistema a instabilidade (FRANKLIN, POWELL, EMANI-NAEINI, 2013 p. 162).

Para anular o erro em regime permanente para uma entrada do tipo degrau, para sistemas sem polo na origem, pode ser utilizado um controlador integral (I). Esse tipo de controlador insere um polo de malha aberta na origem e, com isso, o erro do sistema, em malha fechada, para entrada degrau é nulo (NISE,2009 p.356).

Como a ação de controle integral eleva a ordem do sistema, acaba reduzindo as margens de estabilidade do sistema. Por esse motivo, a escolha dos seus parâmetros deve ser feita de modo a assegurar uma resposta transitória adequada, evitando levar o sistema a instabilidade.

Porém se o objetivo é melhorar a resposta transitória é indicado o uso de um controlador Derivativo (D). A ação de controle derivativa atua sobre a taxa de variação do erro. Sua ação tende a inserir amortecimento no sistema. Com isso, um sistema com resposta com sobressinal pode ser compensado de forma a exibir uma resposta com pouco ou mesmo nenhum sobressinal (OGATA,2000, p. 188).

O resultado conjunto dessas três ações resulta no controlador PID que será empregado de forma a melhorar a resposta do processo em estudo. O controlador PID pode ser representado por

$$G_c(s) = K_p \left(1 + K_d s + \frac{K_I}{s} \right) \quad (5.1)$$

que, rearranjando, fornece

$$G_c(s) = \frac{K_p(K_d s^2 + s + K_I)}{s} \quad (5.2)$$

Observa-se que o controlador PID insere um polo na origem e dois zeros. As constantes K_p , K_d e K_I definem a atuação das parcelas proporcional, integral e derivativa, respectivamente. As características de resposta transitória em malha fechada do sistema compensado dependem da escolha desses parâmetros que irão refletir no posicionamento dos zeros de malha aberta que o controlador PID insere. A próxima seção aborda o projeto do controlador e a determinação desses ganhos.

5.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PID

A determinação dos ganhos do controlador PID será realizada utilizando-se o método do lugar das raízes. O lugar das raízes representa graficamente os pontos no plano complexo que correspondem aos polos e zeros de um sistema (OGATA, 2000, p. 262). A partir da função de transferência de malha aberta se pode analisar o posicionamento dos polos de malha fechada e obter informações sobre o comportamento do sistema em malha fechada. É uma importante ferramenta a análise do comportamento do processo e projeto do controlador em questão.

A figura 35 ilustra o lugar das raízes da função de transferência de pequenos sinais simplificada $G_{ps}(s)$, dada por (4.66). Observa-se, claramente, que o sistema não possui polo na origem. Com isso, se faz necessária a inserção de um polo na origem através do uso de um controlador integral para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente para uma referência de corrente constante.

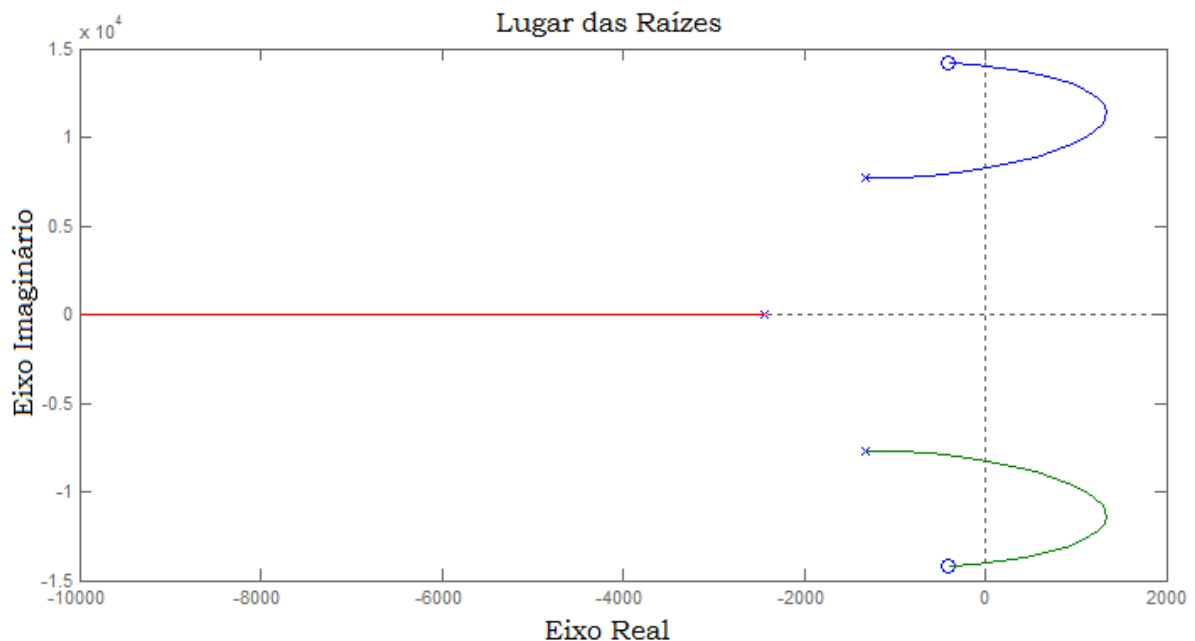


Figura 35: Lugar das raízes de $G_{ps}(s)$.

Após a inserção do polo na origem, o lugar das raízes se torna o exibido na figura 36. Observa-se que dependendo do ganho de malha direta escolhido, o sistema pode se tornar instável.

A fim de se obter um sistema sempre estável em malha fechada, os dois polos conjugados complexos deverão ser cancelados através a inserção de dois zeros conjugados complexos. Como necessitamos de um polo na origem e de dois zeros, verifica-se que o controlador PID, por prover tanto o polo quanto os zeros necessários, é justificável para o problema. Basta que se calcule os ganhos K_d e K_I do controlador.

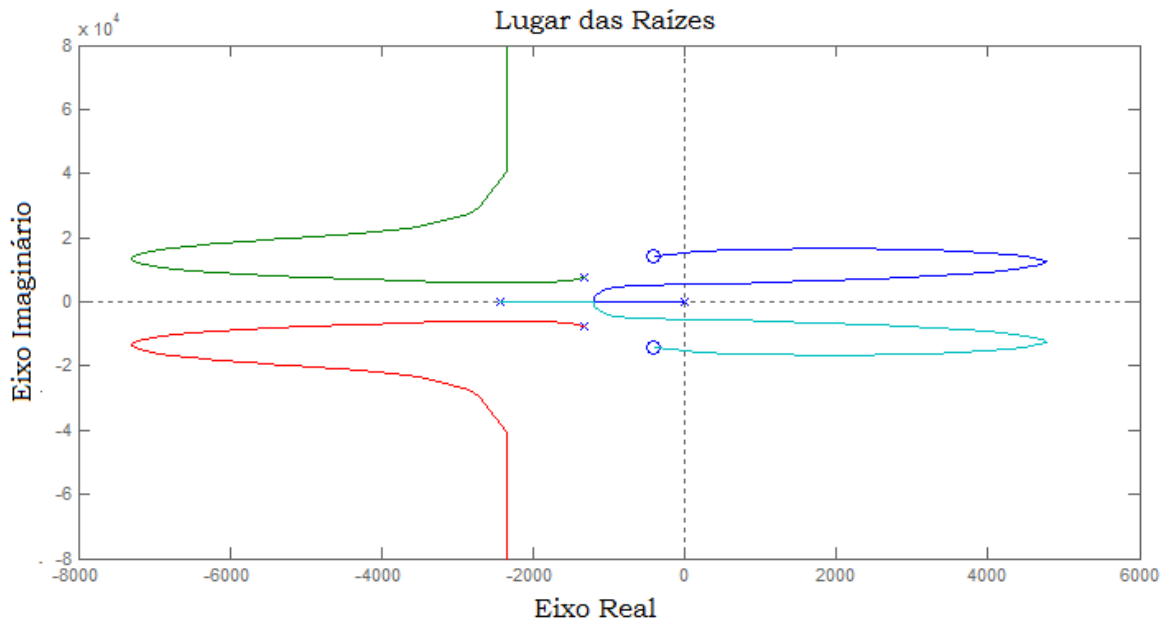


Figura 36: Lugar das raízes do sistema compensado com um integrador.

Reescrevendo (5.2) de forma a se evidenciar os zeros tem-se

$$G_c(s) = K \cdot \frac{(s+Z_1)(s+Z_1^*)}{s} \quad (5.3)$$

onde Z_1 e Z_1^* são zeros conjugados complexos que deve ter os mesmos valores dos polos conjugados complexos da planta. De (4.64), os polos conjugados complexos são $-1290 \pm j7680$. Portanto, os zeros do controlador PID são $Z_1 = -1290 + j7680$ e $Z_1^* = -1290 - j7680$.

Com isso, o lugar das raízes do sistema compensado com um polo na origem e dois zeros conjugados complexos se torna o apresentado na figura 35. Observa-se que o sistema, agora, passa a ser sempre estável.

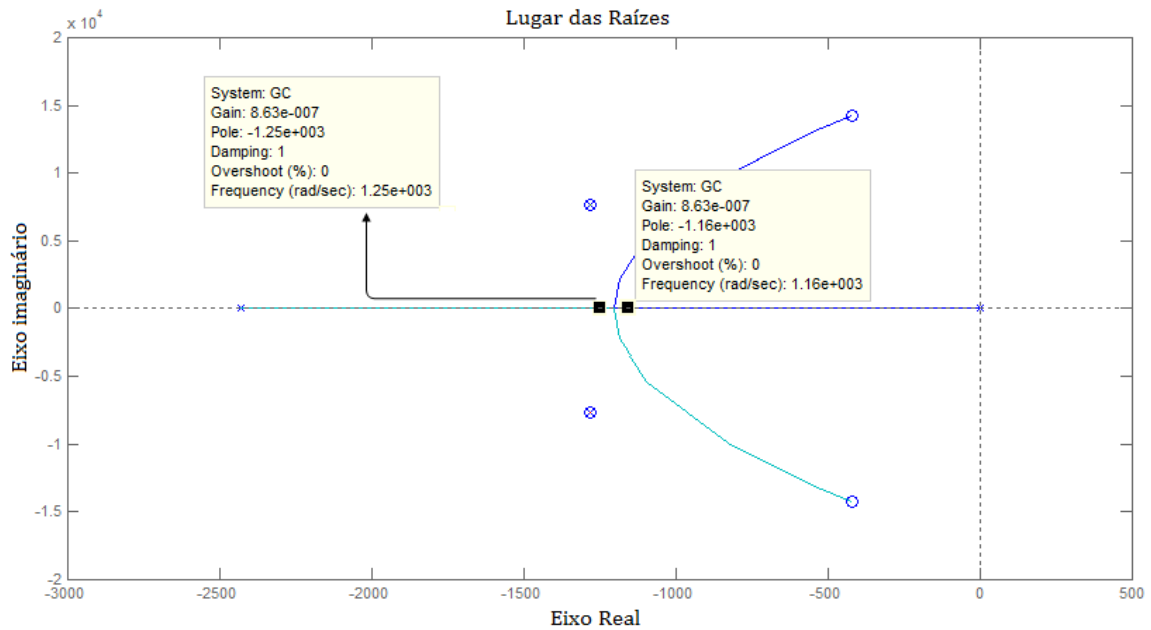


Figura 37: Lugar das raízes do sistema compensado com um polo na origem e dois zeros conjugados complexos.

O posicionamento dos zeros define os ganhos K_d e K_I . O ganho K_p é obtido do posicionamento desejado dos polos de malha fechada do sistema compensado utilizando-se o lugar das raízes. Para que o sistema tenha a resposta a mais rápida possível sem sobressinal, os polos de malha fechada devem estar conforme indicados no lugar das raízes da figura 37 isto é, devem estar localizados em -1170 e -1250. Para isso, o ganho K deve ser $8,63 \cdot 10^{-7}$.

Substituindo $Z_1 = -1290 + j7680$ e $Z_1^* = -1290 - j7680$ e $K = 8,63 \cdot 10^{-7}$ em (5.3) resulta

$$G_c(s) = 8,63 \cdot 10^{-7} \frac{(s + 1290 + j7680)(s + 1290 - j7680)}{s} \quad (5.3)$$

Reescrevendo (5.3) tem-se

$$G_c(s) = 8,63 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{s^2 + 2580s + 6,065 \cdot 10^7}{s} \quad (5.4)$$

Ajustando (5.4) para assumir a forma de (5.2) fornece

$$G_c(s) = 0,0022 \cdot \frac{3,876 \cdot 10^{-4}s^2 + s + 2,3508 \cdot 10^4}{s} \quad (5.5)$$

Logo, os ganhos do controlador são $K_p = 0,0022$, $K_d = 3,876 \cdot 10^{-4}$ e $K_I = 2,3508 \cdot 10^4$.

A figura 38 apresenta os diagramas de Bode do sistema em malha aberta sem compensação e após a compensação com o PID. Observa-se que o sistema sem compensador tem margem de fase negativa, sendo instável em malha fechada. Isto é coerente com o lugar das raízes apresentado anteriormente na figura 35, que possui polos no semiplano direito mostrando que dependendo do ganho da malha direta o sistema é instável em malha fechada. Após a compensação, o sistema possui margem de ganho infinita e margem de fase de 76,5 graus. Isso evidencia um aumento significativo de margens de estabilidade e devido a elevada margem de fase o sistema terá pouca oscilação em malha fechada.

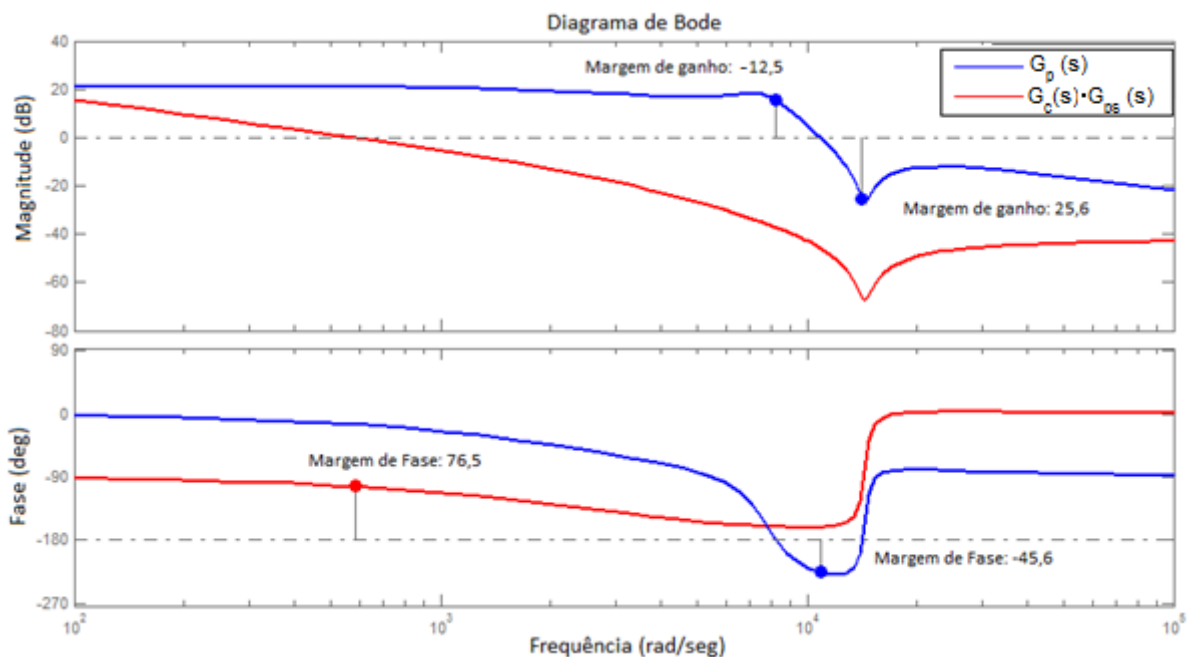


Figura 38: Diagramas de Bode de malha aberta do sistema sem compensação e com compensação.

A figura 39 apresenta o diagrama de Bode do sistema em malha fechada compensado. Observa-se ganho de 0 dB nas baixas frequências e fase zero graus. Isso indica que o sistema é capaz de seguir uma referência constante com erro nulo, conforme o desejado.

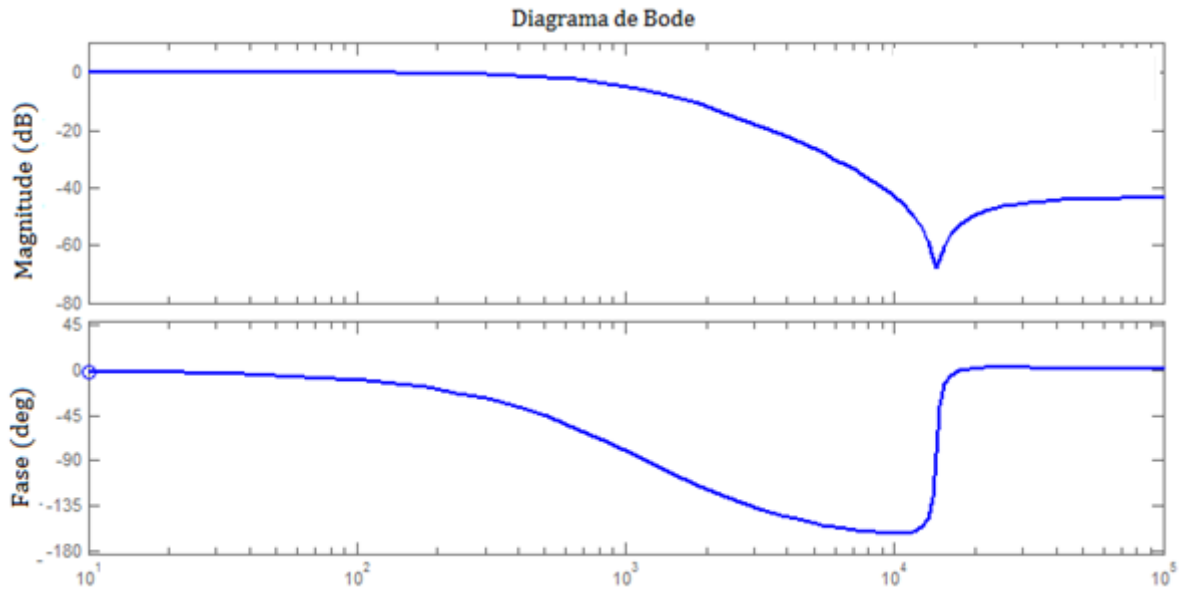


Figura 39: Diagrama de bode do sistema em malha fechada compensado.

Para se verificar a resposta transitória do sistema compensado, realizou-se uma simulação no Matlab do sistema em malha fechada com uma entrada do tipo degrau. Nesta simulação, submeteu-se o sistema a um degrau de 1 A com o sistema partindo de um ponto de operação em 4 A. A figura 40 ilustra a resposta. Observa-se que o sistema convergiu para a referência em aproximadamente 5 ms. Não há sobressinal. Portanto, o sistema controlado se comporta conforme o projetado.

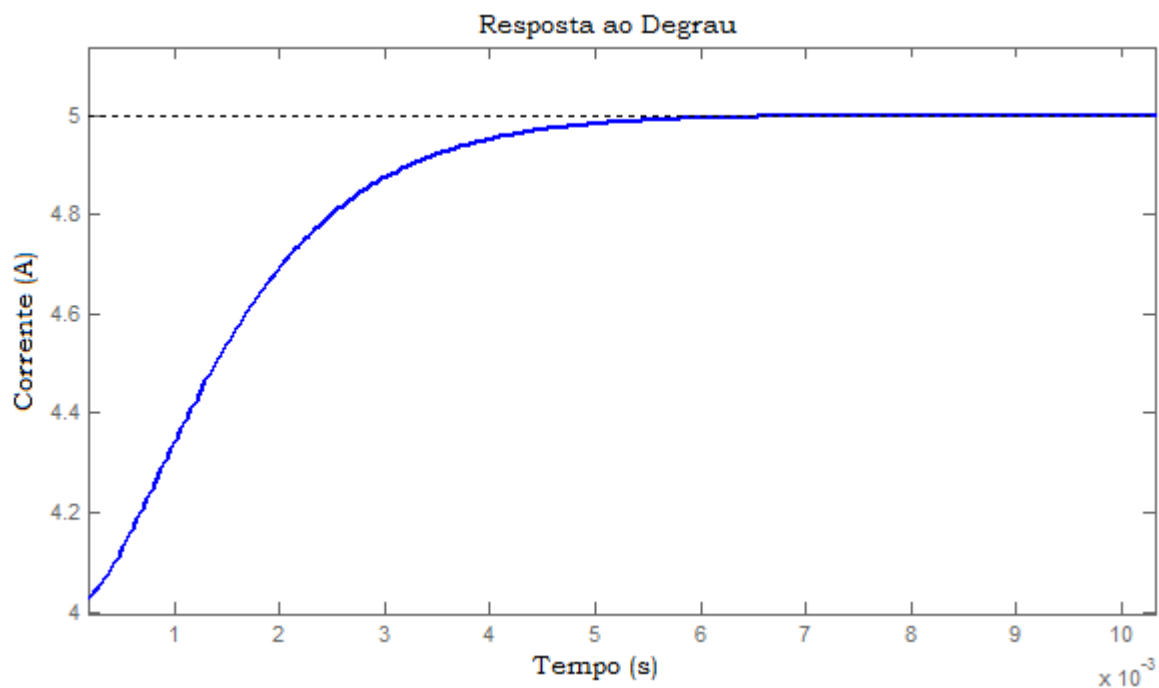


Figura 40: Resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada.

5.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR

Após o projeto do controlador e das análises teóricas e simulações numéricas, este foi implementado no PSIM para se analisar o seu comportamento em um cenário um pouco mais próximo do sistema real.

O projeto de controle é implementado como ilustra a figura 41. Um sinal de referência de corrente é comparado com a medida da corrente de carga da bateria. Isso gera o erro de rastreamento da referência. Esse erro é a entrada do controlador PID que atua fornecendo uma correção no valor da razão cíclica nominal que leva o sistema ao ponto de operação. Essa razão cíclica nominal está indicada pela fonte “Razão Cíclica” e vale 0,535. Com esse valor de razão cíclica o sistema é capaz de operar próximo de 5 A. A razão cíclica total, formada pelo valor nominal mais a correção imposta pelo PID segue para o gerador de PWM que irá acionar as chaves do conversor.

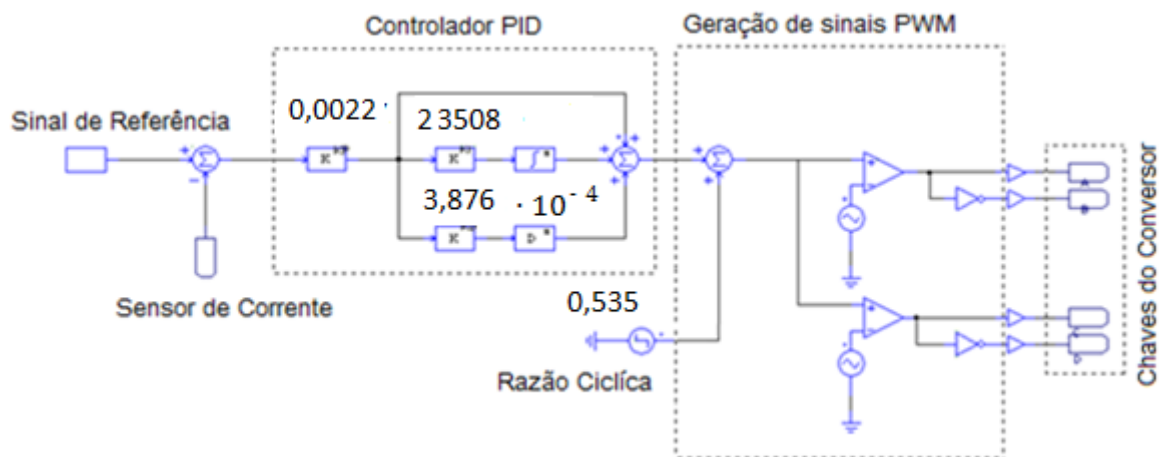


Figura 41: Implementação do controlador no PSIM.

Para se verificar o comportamento do sistema controlado, inicialmente, se aplica uma referência de 4 A. Após a convergência do sistema, aplica-se um degrau de 1 A, conforme simulação anteriormente realizada no Matlab. A figura 42 ilustra o resultado. Observa-se que de acordo com o esperado a resposta do sistema compensado converge para o novo valor de referência, com características semelhantes a simulação realizada no Matlab.

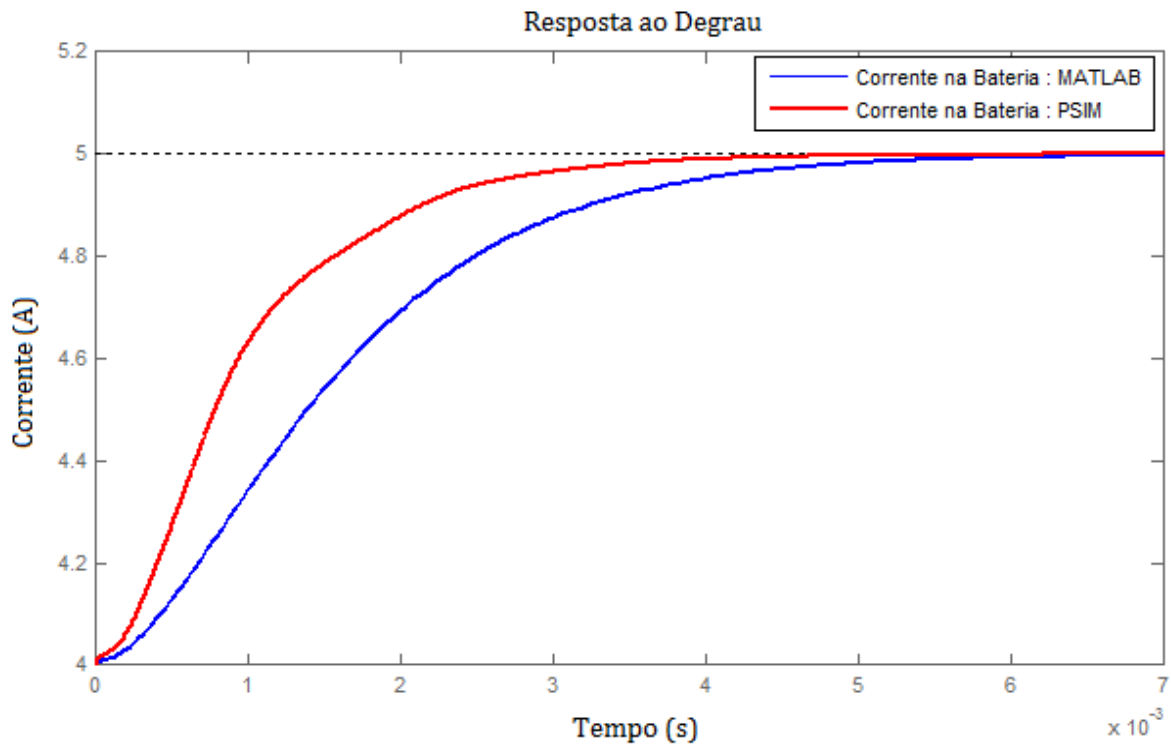


Figura 42: Comparação da resposta do sistema controlado em malha fechada simulado no PSIM e MATLAB.

Ainda pode ser verificada diferenças na resposta da atuação do projeto de controle, através da simulação realizada no Matlab e a resposta do circuito simulado no PSIM, porém como pode ser verificado pelo resultado da figura 42 o controle se comportou de forma adequada, atendendo as necessidades do projeto.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.

Este capítulo apresentou o projeto do sistema de controle do conversor. Para o controlador, optou-se por um compensador PID por este inserir os zeros e polo necessários para a compensação do sistema. O projeto foi realizado com base no lugar das raízes e foram determinados os ganhos K_p , K_d e K_I .

O sistema compensado foi simulado no Matlab e este resultado comparado com a simulação fornecida pelo PSIM que fornece resultados mais próximos de uma implementação real. De acordo com os resultados, o controlador projetado cumpre com os objetivos propostos de garantir uma corrente de carga constante com erro de

rastreamento nulo. Adicionalmente, o sistema possui um transitório adequado sem grande sobressinal.

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado o projeto e simulação de um carregador de baterias para o modo de carga a corrente constante onde utilizou-se o transformador planar como alternativa para os transformadores tradicionais de alta frequência.

Ao longo do trabalho, se fez uma breve descrição das características construtivas e elétricas dos transformadores planares. Também foi descrito o ensaio a ser realizado para a caracterização das capacitâncias do transformador. Como os valores das capacitâncias e das indutâncias do transformador planar são reduzidos, investigou-se seus efeitos sobre a dinâmica da corrente de carga da bateria. Verificou-se que seus efeitos são muito pequenos. Portanto, para simplificar o modelo matemático, as indutâncias e capacitâncias não foram consideradas na obtenção desse modelo.

O projeto dos filtros para redução das oscilações de corrente do conversor foi apresentado e o modelo matemático do conversor foi desenvolvido com base em uma aproximação de um conversor *Buck*. O modelo linearizado obtido foi simplificado, desconsiderando-se polos e zeros com dinâmica rápida, de forma a facilitar o projeto do controlador.

Para simplificação do projeto foi desconsiderada a dinâmica do banco de baterias. Como nos mostra a literatura, o circuito elétrico equivalente de uma bateria é representado por elementos que elevariam a ordem do sistema. Para trabalhos futuros a análise da interferência desse modelo deve ser considerada pois um carregador completo deve operar nos modos de carga a corrente constante e a tensão constante. Neste segundo modo de operação a dinâmica da tensão da bateria se torna essencial.

Para o projeto do controlador foi empregado um compensador PID. O projeto desenvolvido garante que a corrente de carga siga uma referência com erro nulo e praticamente sem sobressinal. Adicionalmente, o sistema converge para a referência rapidamente. As simulações mostraram que esse tempo fica em torno de 5 ms.

REFERÊNCIAS

BARBOSA, Giancarlos Costa. **Projeto de Transformador utilizado em uma Planta de Plasma**. 2012. 72 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal – RN, 2012.

CASTALDO, Fernando Cardoso. **Estudo do Conversor DC/DC do tipo Full-Bridge empregado a célula Auxiliar de Comutação ZVS-PWM-GEPAE**. 1994.129 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 1994.

CHAN, P.C.F.; LEE C.K.; HUI S.Y.R.. **Stray capacitance calculation of coreless planar transformers including fringing effects**. Electronics Letters Vol. 43, 2007. City University of Hong Kong – Hong Kong, China, 2007.

COELHO, Cinthia Schimith Silva; COELHO, Murilo Alexandre. **Modelagem Fuzzy Takagi-Sugeno Aplicado ao Conversor CC-CC Buck-Boost**. 2012. 84 f. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Industrial Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba – PR, 2012

COVE, Samuel R.; ORDONEZ, Martin; QUACO, Jhon E. **Modeling of Planar Transformer Parasitics Using Design of Experiment Methodology**. 2010. 5 f. 23rd Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE) – St, John's, NL, Canada, 2010.

EBERT, Cláudio Luís. **Projeto de Elementos Magnéticos Planares Utilizados em Fontes de Alimentação Chaveadas visando a Redução das Perdas de Energia**. 2008. 203 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 2008.

ERIKSON, Robert W. MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamental of Power Electronics**. 2001, 2ª ed. 881 f. Kluwer Academic/Plenum Publishers - Boulder, Colorado. 2001.

FARIA, Julliano Henrique Santos de. **Conversor CC-CC Elevador de Tensão Full-Bridge para Aplicações em Células a Combustível**. 2012. 119 f. Dissertação

(Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, 2012.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Sistemas de Controle para Engenharia**. 2013, 702 f. 6. ed. Bookman, Porto Alegre – RS, 2013.

FERROXCUBE COMPONENTS INC. **Design of Planar Power Transformers**. Application Note. 1997.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY Jr, C.; KUSKO, A. - **Máquinas Elétricas**- Mc Graw Hill do Brasil, 2006.

GIACOMINI, J. C.; WUTTIG, R.; SCHONARDIE, M. F. **Modelagem, Controle e Implementação de um Conversor CC-CC Abaixador de Tensão**. 2011. 4 f. Artigo – Universidade de Cruz Alta, Cruz Alta – RS, 2011.

GOMES, Sergio Augusto Pereira. **Comparação Entre Métodos de Identificação de Plantas com Resposta ao Degrau Monotonicamente Crescentes e Sintonia de Controladores PID**. 2008, 85f. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia Mauá/ Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul – SP, 2008.

GOMES, Silvio Celso Peixoto. **Lugar Geométrico das Raízes Incremental e sua Aplicação na Sintonia de Controladores PID**. 2009, 75f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Processos Químicos e Bioquímicos) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, 2009.

KANKANALA, Ramesh. **Full-Bridge Quarter Brick DC/DC Converter Reference Design Using a dsPIC DSC**. 2011. 92 f. Microchip Technology Inc.

LAFUENTE, Cesar Orellana. **Carregador De Baterias Monofásico Para Aplicação em Veículos Elétricos**. 2011. 154 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – CE, 2011

LAZZARIN, Telles Brunelli. **Estudo e implementação de um Carregador de Baterias com uma Técnica de Avaliação de sua Vida Útil**. 2006. 205 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 2006.

LEAL, André Bittencourt. **Análise de Sistemas lineares: Análise da Resposta em Frequência.** 2012, 17f. Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville –SC, 2012.

LI, Jianbing; SHI, Yujie; NIU, Zhongxia; ZHOU, Dongfang. **Modeling, Simulation and Optimization Design of PCB Planar Transformer** 2005. 4 f. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005. Vol 3 – Nanjing, 2005.

LINARD, Fabíola Maria Alexandre. **Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão com Integração do Retificador e do Inversor.** 2009. 94 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – CE, 2009.

LINDE, Dirk van der; BOON, Corlex A. M.; KLAASSENS, J. Ben. **Design of a High-Frequency Planar Power Transformer in Multilayer Technology.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38. 1991

MAIA, Vitor Lemos. **Projeto de um Transformador Planar para Isolamento e Chaveamento de Tiristores.** 2013. 180 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro – RJ, 2013

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle.** 2009. 706 f. LTC Editora, Rio de Janeiro – RJ, 2009.

OGATA, Katshuhiko. **Engenharia de Controle Moderno.** 2000. 814 f. LTC Editora, Rio de Janeiro – RJ, 2000.

PIVA, Cristiano. **Conversor de Alto Desempenho e Elevado Ganho de Tensão Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Descentralizados.** 2011. 62 f. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco – PR, 2011.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica.** 2013. 29f. Universidade Federal de Campinas, Campinas – SP, 2013.

PRIM, César Augusto; HALIB, Samir El. **Fonte Chaveada para Carregadores Automotivos Topologia Adotada: Full Bridge**. 2012. 37 f. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba – PR, 2012

ROCHA, Fabio Dalla Vecchia. **Carregador de Baterias Bidirecional Com Transformador Planar**. 2013. 109 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco – PR, 2013.

SADIKU, Matthew N. O. ALEXANDER, Charles K. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 1ª ed. 2003. 868 f. Editora Bookman, Porto Alegre – RS, 2003.

SANTOS, Erick Waghetti; MATSUMOTO Ricardo Seiji. **DDBB- Dimensionamento de um Banco de Baterias**. 2010. 43 f. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba – PR, 2010

SCHITTLER, Andressa Colvero. **Análise e Projeto do Conversor Buck Intercalado para Alimentação de Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão de Alta Potência**. 2012. 86 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, 2012.

SEGUEL, Júlio Igor López. **Projeto de um Sistema Fotovoltaico Autônomo de Suprimento de Energia Usando Técnica MPPT e Controle Digital**. 2009. 206 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte – MG, 2009

SILVA, Carlos Elmano de Alencar. **Inversor Monofásico Isolado em Alta Frequência com Ampla Faixa de Tensão de Entrada**. 2007. 178 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – CE, 2007

SILVA, Waner Wodson Aparecido Gonçalves. **Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional como Interface na Regulação de Tensão em Barramento CC e Carregamento de Baterias em um Sistema Nanorede**. 2013. 111. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte – MG, 2013.

SOUZA, Kleber Cesar Alves de. **Estudo e Otimização de Conversores Estáticos Utilizados em Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica Comercial.** 2009. 285 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 2006.

SPÁNIK, Pavol; FENO, Ivan; KÁCSOR, Gabriel. **Using Planar Transformers in Soft Switching DC/DC Power Converters.** 2003. 7 f. University of Zilina, Faculty of Electrical Engineering, Department of Power Electrical Systems, Zilina – Zilina, Eslováquia, 2003.

PINHEIRO FILHO, Ricardo Ferreira. **Estudo e Implementação de uma Fonte de Tensão Alternada de 220/1 kW Alimentada por Fontes CC de 24 V.** 2005, 162 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 2005.

TANG, S. C.; HUI, S. Y.; CHUNG, Henry Shu-Hung. **Coreless Printed Circuit Board (PCB) Transformers with Multiple Secondary Windings for Complementary Gate Drive Circuits.** 2002. 7 f. IEEE Transactions on Power Electronics Vol 14, 2002.

TANG, S. C.; HUI, S. Y.; CHUNG, Henry Shu-Hung. **Coreless PCB-based transformers for Power MOSFET/I[GBT Gate Drive Circuits** 1997. 1171-1176. Eletrônica de Potência Especialistas Conferência de 1997. PESC '97 Record, 28 Anual IEEE. Vol 2, 1997.

TURCATTO, Carlos Alberto. **Inversor de Tensão 127 V/1 kVA.** 2010. 56 f. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre – RS, 2010.

UNICOBA. **Manual Técnico: Bateria de Chumbo-Ácida Selada Regulada por Válvula.** Disponível em: www.robocore.net/upload/ManualTecnicoBateriaUnipower.pdf Acesso em 28 de setembro de 2015.

VIERO, Renan Caron. **Estudo da Modelagem Dinâmica de Pequenos Sinais do Conversor Zeta no MCD Alimentado a partir de Painéis Fotovoltaicos para Conexão à Rede Elétrica.** 2011. 136 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre – RS, 2011.

WANG, Shen. **Modeling and Design of Planar Integrated Magnetic Components**. 2003. 97 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg – Virginia, Estados Unidos da América, 2003.

WURTH ELECTRONICS. **Fotos do Produto: Transformador 750341137**. Disponível em: ww.media.digikey.com/Photos/Wurth%20Electronics%20Photos/750341137.jpg. Acesso em 28 de setembro de 2015.

APÊNDICE A: ENSAIO DO TRANSFORMADOR PLANAR

Para o ensaio do transformador planar parte-se do pressuposto que se tem os parâmetros de resistência dos enrolamentos, indutância de magnetização e indutâncias de dispersão que são fornecidas pelo fabricante. Os ensaios realizados seguem a sugestão de Meurer e de Haan (2007) para a obtenção desses parâmetros.

Para o ensaio do transformador foi utilizado o medidor LCR da *Agilent 4263B*.

Para a medição da capacitância entre enrolamentos, os enrolamentos primários e secundários são curto-circuitados. O analisador de impedância deve ser conectado entre os enrolamentos, como é apresentado na Figura 43.

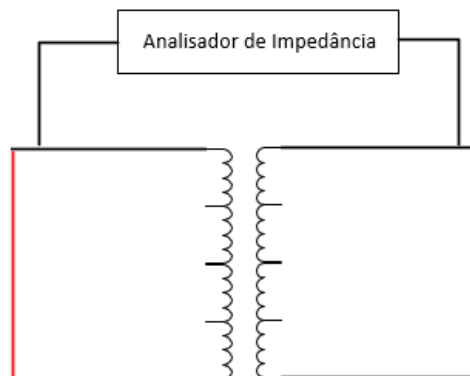


Figura 43: Circuito para a medição das capacitâncias entre os enrolamentos.

Para a medição das capacitâncias entre as espiras, o enrolamento de interesse é conectado ao medidor LCR enquanto o enrolamento oposto é curto-circuitado. Também se realiza uma conexão entre os enrolamentos primário e secundário conforme é apresentado na figura 44.

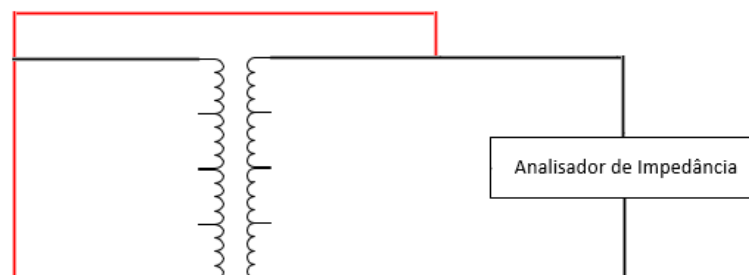


Figura 44: Circuito para a medição das capacitâncias entre espiras.

As capacitâncias do transformador medidas são apresentados no quadro 1.

PARÂMETRO	VALOR
Capacitância do enrolamento primário	98,7 pF
Capacitância do enrolamento secundário	98,5 pF
Capacitância entre enrolamentos	201 pF

Quadro 1: Capacitâncias do transformador planar medidas no ensaio.

De acordo com o catálogo do fabricante, os demais parâmetros do transformador são apresentados no quadro 2.

PARÂMETRO	VALOR
Resistencia do enrolamento primário	6 m Ω
Resistencia do enrolamento secundário	6 m Ω
Indutância de magnetização	480 μ H
Indutância de dispersão	650 nH

Quadro 2: Demais parâmetros do transformador planar, segundo o fabricante.

APÊNDICE B: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA SIMULAÇÃO.

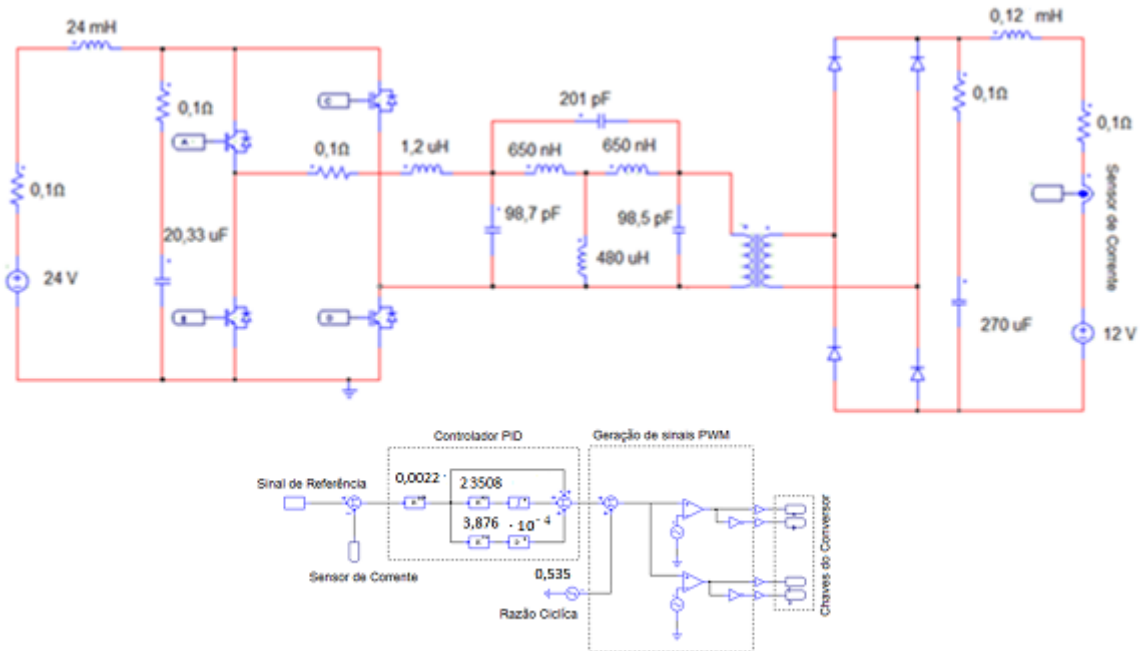


Figura 45: Diagrama esquemático usado na simulação do projeto.